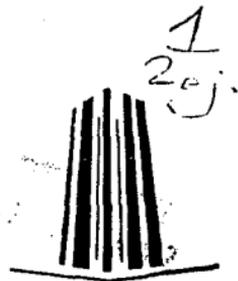




**UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTONOMA DE MEXICO**



**ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
A R A G O N**

**DISEÑO DE ENLACES DIGITALES PARA
VOZ Y DATOS VIA EL SISTEMA DE
SATELITES MORELOS**

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

T E S I S

**Que para obtener el título de:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

P R E S E N T A N :

**ARTURO A. ALCALA MOLINA
MARIO CEDILLO CAMACHO**

Dir. J. Luis Pérez Baez

México, D.F.

1992



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis 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.

INDICE

Pag.

INTRODUCCION.....	1
-------------------	---

C A P I T U L O I

CARACTERISTICAS DEL SISTEMA DE SATELITES MORELOS

I.1	MARCO HISTORICO DE SATELITES.....	2
I.2	RESEÑA HISTORICA DEL SISTEMA DE SATELITES MORELOS.....	38
I.2.1	COLOCACION EN ORBITA DE LOS SATELITES MORELOS.....	41
I.3	ORBITAS.....	42
I.3.1	VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LA ORBITA GEOESTACIONARIA.....	45
I.4	CARACTERISTICAS DE LOS SATELITES MORELOS.....	47
I.4.1	SUBSISTEMA DE COMUNICACIONES.....	49
I.4.1.1	REUTILIZACION DE FRECUENCIAS.....	52
I.4.1.2	EQUIPO REPETIDOR.....	58
I.4.2	SUBSISTEMA DE ANTENAS.....	59
I.4.2.1	REFLECTOR PARABOLICO.....	61
I.2.2.2	ARREGLO PLANAR.....	61
I.4.3	SUBSISTEMA DE TELEMETRIA, COMANDO Y RANGO.....	62
I.4.4	SUBSISTEMA TERMICO.....	67
I.4.5	SUBSISTEMA DE PROPULSION.....	70
I.4.6	SUBSISTEMA DE ORIENTACION.....	73
I.4.7	SUBSISTEMA DE POTENCIA.....	77

C A P I T U L O I I

TECNICAS DE MODULACION DIGITAL

II.1	INTRODUCCION.....	80
II.2	MODULACION ANALOGICA POR PULSOS.....	83
II.2.1	MODULACION POR AMPLITUD POR PULSOS (PAM).....	83
II.2.2	MODULACION POR ANCHO DE PULSO (PWM).....	84
II.2.3	MODULACION POR POSICION DE PULSOS (PPM).....	85
II.3	MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS (PCM).....	86
II.3.1	TEOREMA DE MUESTREO (NYQUIST).....	87
II.3.2	CUANTIFICACION.....	88
II.3.3	CODIFICACION.....	89
II.4	MODULACION DELTA.....	90
II.5	MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS ADITIVO DIFERENCIAL (ADPCM).....	93
II.6	MODULACION DIGITAL.....	95
II.6.1	INTRODUCCION (A MODULACION DIGITAL).....	95
II.6.2	MANIPULACION POR CAMBIO DE AMPLITUD (ASK).....	96
II.6.3	MANIPULACION POR CORRIMIENTO DE FRECUENCIA (FSK)	98
II.6.4	MANIPULACION POR CAMBIO DE FASE (PSK).....	100
II.6.4.1	MODULACION BPSK.....	102
II.6.4.2	MODULACION QPSK.....	104

II.7	MODULACION EN AMPLITUD EN CUADRATURA (QAM).....	108
II.8	RUIDO EN SEÑALES DIGITALES.....	111
I.8.1	RUIDO TERMICO.....	111
II.8.2	RUIDO DE INTERMODULACION.....	114
II.8.3	RUIDO DE INTERFERENCIA.....	116
II.9	TECNICAS DE CORRECCION DE ERRORES.....	118
II.9.1	FEC (FORWARD ERROR CORRECTION).....	118
II.9.2	ARQ (AUTOMATIC REPEAT REQUEST).....	120

CAPITULO III

TECNICAS DE ACCESO

III.1	INTRODUCCION.....	122
III.2	ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE FRECUENCIA (FDMA).....	123
III.2.2	CANAL UNICO POR PORTADORA (SCPC).....	130
III.3	ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE TIEMPO (TDMA).....	131
III.3.1	ESTRUCTURA BASICA TDMA.....	132
III.3.2	RAFAGA DE REFERENCIA.....	134
III.3.3	ESTRUCTURA DE RAFAGA DE TRAFICO.....	138
III.3.4	TIEMPO DE GUARDA.....	140
III.3.5	EFICIENCIA DE TRAMA.....	140
III.3.6	ESTRUCTURA DE CONTROL TDMA.....	142
III.3.7	ADQUISICION Y SINCRONIZACION.....	143
III.3.7.1	CONTROL DE LAZO CERRADO.....	143
III.3.7.2	CONTROL DE LAZO ABIERTO.....	144
III.3.8	PALABRA UNICA.....	144
III.4	ACCESO MULTIPLE POR DIFERENCIACION DE CODIGO (CDMA).....	145
III.4.1	SISTEMA DE SECUENCIA DIRECTA.....	147
III.4.2	SISTEMA DE SALTO DE FRECUENCIA.....	149

C A P I T U L O I V

ESTACION TERRENA PARA COMUNICACION DIGITAL

IV.1	SISTEMA DE ANTENA.....	153
IV.1.	GANANCIA DE ANTENA.....	155
IV.1.2	ABERTURA EFECTIVA.....	157
IV.1.3	DIRECTIVIDAD Y DIAGRAMAS DE RADIACION.....	158
IV.1.4	LOBULOS LATERALES.....	160
IV.1.5	POLARIZACION.....	161
IV.1.6	TEMPERATURA DE RUIDO DE LA ANTENA.....	164
IV.1.7	FACTOR DE CALIDAD G/T.....	167
IV.1.8	TIPOS DE ANTENAS.....	170
IV.2	AMPLIFICADOR DE BAJO NIVEL DE RUIDO (LNA).....	175
IV.2.1	AMPLIFICADOR PARAMETRICO DE BAJO NIVEL DE RUIDO.....	176
IV.2.2	AMPLIFICADOR DE BAJO NIVEL DE RUIDO CON TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO (FET).....	178
IV.3	AMPLIFICADOR DE POTENCIA (HPA).....	180
IV.3.1	TIPOS DE AMPLIFICADORES.....	180
IV.3.2	REQUISITOS GENERALES DE FUNCIONAMIENTO.....	185
IV.3.3	AMPLIFICADOR EXITADOR (PREAMPLIFICADOR).....	187
IV.3.4	ALINEALIDAD E INTERMODULACION EN EL HPA.....	187
IV.3.5	AMPLIFICADOR DE POTENCIA DE ESTADO SOLIDO.....	189
IV.4	CONVERTIDORES DE FRECUENCIA.....	189
IV.4.1	CONVERTIDOR REDUCTOR DE FRECUENCIA.....	190
IV.4.2	CONVERTIDOR ELEVADOR DE FRECUENCIA.....	192
IV.5	MODEMS.....	194
IV.5.1	MODEMS PSK.....	198

C A P I T U L O V

DISEÑO DE ENLACES

V.1	INTRODUCCION.....	203
V.2	RELACION PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO ASCENDENTE.....	209
V.3	RELACION PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO DESCENDENTE.....	213
V.4	RELACION PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO DE INTERMODULACION.....	218
V.5	RELACION PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO TOTAL.....	220
V.6	CALCULO DE LA POTENCIA DE SALIDA DEL HPA DE LA ESTACION TERRENA TRANSMISORA.....	221
V.7	RELACION PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO REQUERIDA.....	223
V.8	CALCULO DE DISTANCIAS DE ESTACIONES TERRENAS AL SATELITE.....	224

C A P I T U L O VI

APLICACIONES PARA VOZ Y DATOS

VI.1	CONFIGURACION Y TOPOLOGIA DE LA RED.....	226
VI.2	DESARROLLO DE UN ENLACE SCPC (MEXICO-GUADALAJARA).....	228
VI.3	CALCULOS DE ENLACE.....	240

C A P I T U L O V I I

COSTOS Y EVALUACION ECONOMICA

EVALUACION TECNICA-ECONOMICA DE LA RED SATELITAL.....	252
CONCLUSIONES.....	268
APENDICES.....	269
BIBLIOGRAFIA.....	278

INTRODUCCION

En éste trabajo de tesis se desarrolla un proyecto de actualidad en México, como es el caso de la transmisión de voz y datos vía satélite; utilizando sistemas digitalizados, los cuales tienden a desplazar a los sistemas analógicos.

En el capítulo uno hacemos una reseña histórica de los satélites y nos detendremos a estudiar las características principales de los Satélites Morelos, debido a que el proyecto está en función de dichos satélites.

En el capítulo dos presentamos los conceptos y técnicas de modulación digital más utilizadas y las más recomendables para satisfacer la comunicación satelital, que en este caso son las técnicas BPSK y QPSK.

En el capítulo tres presentamos las técnicas de acceso al satélite como son FDMA, TDMA y CDMA seleccionando la más adecuada a los requerimientos de los usuarios de comunicación vía satélite en México.

En el capítulo cuatro se presentan detalladamente las partes y parámetros que constituyen una estación terrena, resaltando los puntos más importantes que se deben cuidar para satisfacer las características que exige la UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones) y el CCIR (Consejo Consultivo Internacional de Radiocomunicaciones). Esta parte del trabajo es de gran importancia debido a que, desde la estación terrena se debe excitar al satélite adecuadamente. Al término de este capítulo ya se tendrá toda la información necesaria de los dos segmentos que componen el enlace satelital (espacial y terrestre).

En el capítulo cinco se describe la metodología para realizar el cálculo de enlace, compuesto básicamente por la parte ascendente y descendente, obteniéndose el factor de calidad para corroborar que se logra satisfactoriamente el enlace. En este capítulo se obtienen los resultados de evaluación del enlace satelital, como son: las potencias de estación terrena y la proveniente del satélite.

En el capítulo seis se presentan aplicaciones prácticas de la metodología obtenida anteriormente, datallando un enlace en particular (México-Guadalajara).

En el capítulo siete, se realiza la cotización y evaluación técnico-económica del sistema satelital y los costos de contratación del segmento espacial (asignación de frecuencias).

CAPITULO I

CARACTERISTICAS DEL SISTEMA DE SATELITES MORELOS

I.1 MARCO HISTORICO DE SATELITES

El inicio de las comunicaciones por satélites fué propuesta por primera vez por el científico británico ARTHUR C. CLARKE en un artículo titulado ESTACIONES EXTRATERRESTRES , donde describe un sistema mundial de telecomunicaciones y de radiocomunicaciones basado en estaciones espaciales Geosíncronas.

Para esta idea, el tomó como referencia los cohetes utilizados por los alemanes durante la guerra y la gran ventaja de la órbita Geoestacionaria. Su documento profético propuso utilizar los satélites en cadena de FM y no para servicio telefónico. Y por si esto fuera poco, CLARKE también visualizó el uso en el espacio, de potencia eléctrica generada por paneles de celdas solares.

Para hacer realidad las ideas de CLARKE, fué necesario desarrollar cohetes adecuados para el lanzamiento de un satélite , que sirvierón como base para el lanzamiento del SPUTNIK I desde Tyraturn en la U.R.S.S. en octubre de 1957.

Para fines de los 40's y principios de los 50's se demostraron reflexiones en la Luna para su aplicación en radar y sistemas de comunicaciones. En junio de 1954 , los primeros mensajes de voz fueron transmitidos por la marina de los Estados Unidos sobre la trayectoria de la Tierra hacia la Luna y viceversa.

En 1956, se estableció un enlace haciendo uso de la Luna , entre Washington D.C. y Hawaii. Este circuito operó hasta 1962, ofreciendo comunicación segura a larga distancia , teniendo como única limitación la disponibilidad de la Luna en los sitios de transmisión y recepción.

La potencia utilizada fué de 100 Kwatts, con antenas de 26 mts de diámetro a una frecuencia de 430 MHz.

ECHO (USA - 1960)

Primer satélite civil de telecomunicaciones . Pasivo, de tipo experimental, simplemente reflejaba hacia la Tierra las señales electromagnéticas que incidían en su superficie. Balón inflado automáticamente en el espacio por la vaporización de una substancia (ácido benzóico) contenida en el tubo de 30 mts de diámetro y un peso de 76 kg.

Fué construido con una película de polyester y nylon de 0.0125 cm con un revestimiento de aluminio.

La superficie reflejaba el 98 % de las ondas directas de radio frente a una frecuencia de 20,000 megaciclos. Además , equipado con 140 celdas solares las cuales suministraban la potencia necesaria para los transmisores de señales y así facilitar la medición y operación de rastreo. Órbita inicial 1524 km de altura al perigeo y 1684 km en el apogeo; inclinación sobre el Ecuador 47.22° ; período orbital entre 180 minutos.

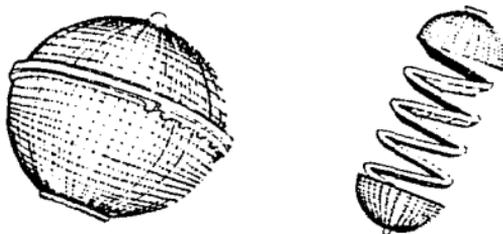


FIG. 1.1 ECHO (USA - 1960)

CURIER (USA - 1960)

Primer satélite repetidor activo. Aceptaba y almacenaba hasta 360,000 palabras de teletipo en cinta magnética para retransmitirlas después durante su recorrido. Operó por 17 días con 3 Watts de potencia, con una altura de órbita de 600 a 700 millas.

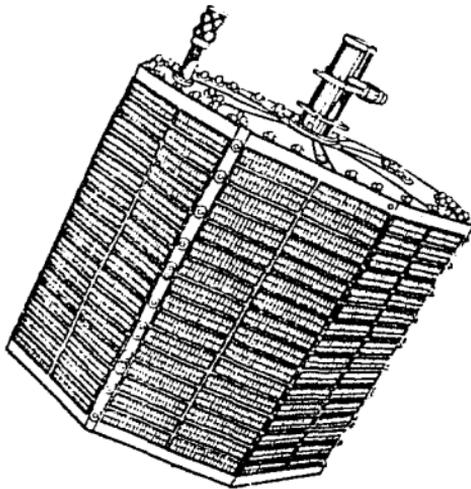


FIG. 1.2 CURIER (USA - 1960)

OSCAR (USA - 1961)

Primer satélite para radioaficionados, fué lanzado junto con el 36o. vehículo militar Discoverer. Similar a una pequeña caja, con un peso de 5 kg , 30 cm de largo , 25 cm de ancho y 15 cm de alto, con una potencia de salida de 100 mwatts. Transmitió el mensaje HI el cuál en clave Morse significa FUERTE .

El satélite operó por 20 días, durante los cuales las señales fueron recibidas por entusiastas radioaficionados de 28 naciones. Órbita de perigeo 245 km y 474 km de apogeo y órbita de inclinación sobre el Ecuador de 81°.

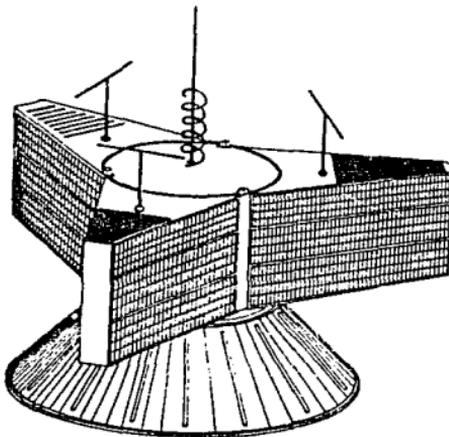


FIG. 1.3 OSCAR (USA - 1961)

TELSTAR (USA - 1962)

Esfera en forma poliédrica con 72 lados, todos cubiertos con celdas solares (total 3600). El máximo diámetro del satélite fué de 86 cm . Peso aproximado de 77 kg ; con una capacidad de transmisión de 600 canales telefónicos o un canal de televisión , primer enlace de T.V entre E.E.U.U. y Europa, establecido en junio de 1962.

Primero en ser capaz de recibir y transmitir en forma simultánea información en la banda de 6/4 GHz . Su potencia de salida fué de 2.25 Watts.

Orbita de perigeo de 952 km, en apogeo de 5632 km . Su órbita de inclinación en el Ecuador 44.79° , período de 157 minutos.

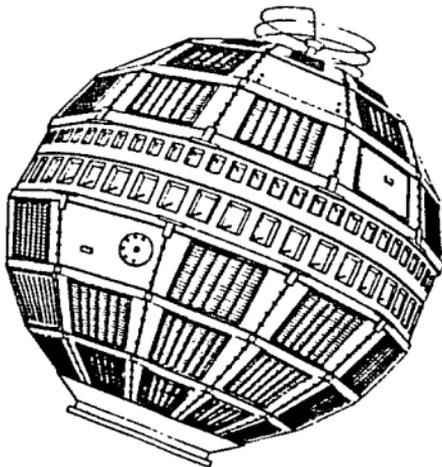


FIG. 1.4 TELSTAR (USA - 1962)

ALOUETTE (CANADA - 1962)

Satélite destinado a estudiar el efecto de la ionósfera sobre las comunicaciones .

Tenía la forma de esfera con muchos lados, con un diámetro de 1.07 mts y 0.86 mts de altura . Contenia 6000 celdas solares sobre su superficie , pesaba alrededor de 145 kg. Una vez en órbita, dos antenas de 23 y 46 mts de longitud se proyectaban hacia el satélite. Altura de perigeo de 996 km y apogeo de 1032 km , con una inclinación orbital de 80.46° y un período de 105 minutos.

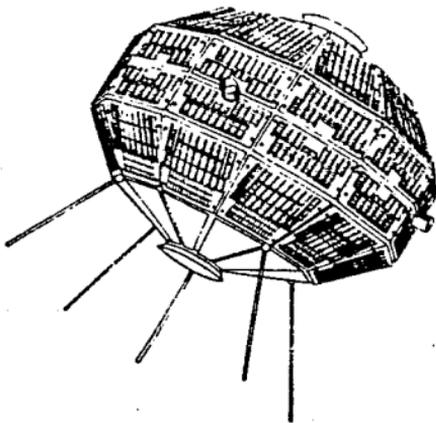


FIG. 1.5 ALOUETTE (CANADA - 1962)

RELAY (USA - 1962)

Construido por la RCA para la NASA ;éste se encendería y posesionaría en una órbita superior al incrementar el tiempo de operación.

En forma de prisma octagonal mezclado; su superficie estaba cubierta por 8215 celdas solares. Su altura era de 0.84 mts sumandole 0.45 de longitud de su antena omnidireccional , el diámetro máximo era de 0.93 mts con un peso de 78 kg . Satélite no Geostacionario de baja altitud, equipado con 300 canales de voz en una sola dirección y retransmitía a una frecuencia de 4.165-4.175 megaciclos. Órbita de inclinación sobre el Ecuador de 47.49°, perigeo de 1322 km y apogeo de 7439 km , con un período de 185 minutos.

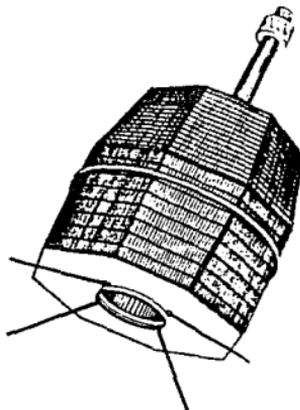


FIG. 1.6 RELAY (USA - 1962)

SYNCOM (USA - 1963)

Primer satélite en órbita Geoestacionaria a una altura máxima de 36,000 km . SYNCOM de las palabras SYNCHRONOUS COMMUNICATIONS SATELLITE fué un pequeño tambor de 0.64 mts de alto y 0.71 mts en diámetro. Su peso de 68 kg incluía los 41 kg del motor de apogeo, 3840 celdas solares cubrían su superficie, dando una potencia de 29 Watts, su perigeo era de 35,584 km y el apogeo de 36,693 km, con una inclinación orbital de 33.05° y un periodo de 1454 minutos.

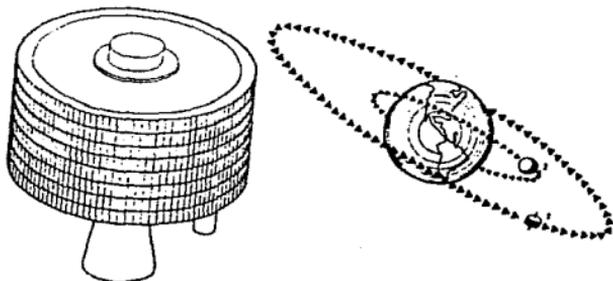


FIG. 1.7 SYNCOM (USA - 1963)

MOLNIYA-1 (URSS - 1965)

Primer satélite de comunicación soviético en una órbita elíptica, no Geostacionario de gran altitud. El satélite consistía en un cuerpo cilíndrico central de 1.6 mts en diámetro y 3.4 de alto, del cuál 6 paneles solares daban una potencia de 700 watts, incluía dos antenas parabólicas de 0.9 mts de diámetro.

Los instrumentos abordo permitían la transmisión de televisión a una frecuencia de 3.4/4.1 GHz, y transmisiones de telegrafía y telefonía a frecuencias de 0.8/1.0 GHz.

La potencia del transmisor abordo era de 40 watts. Se encontraba a una altura de 538 km en el perigeo y 39,300 km en el apogeo a una inclinación de 65.5° sobre el Ecuador.

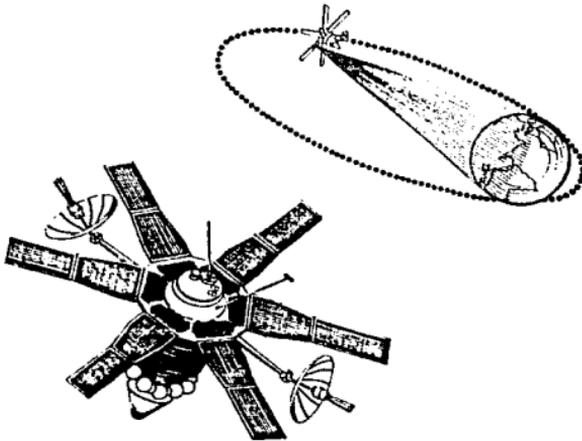


FIG. 1.8 MOLNIYA-1 (URSS - 1962)

**INTELSAT-I (INTERNACIONAL - 1965)
(EARLY BIRD)**

Primer satélite Geoestacionario comercial de telecomunicaciones. Con capacidad de 240 circuitos telefónicos o un canal de T.V . Poseionado sobre el Atlántico para cubrir la telecomunicación entre Norteamérica y Europa, solamente permitio enlaces entre dos estaciones terrenas al mismo tiempo. Satélite cilíndrico de 59 cm de alto y 72 cm de diámetro. Las celdas solares suministraban una potencia de 46 watts, su peso en órbita fué de 36.8 kg, Orbita Geoestacionaria sobre el Atlántico a una longitud de 325 Este.

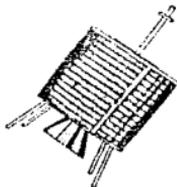


FIG. 1.9 INTELSAT-1 (INTERNACIONAL - 1965)

INTELSAT-II (INTERNACIONAL - 1966)

También de forma cilíndrica con un diámetro de 1.42 mts y una altura de 67 cm. Las celdas solares suministraban una potencia de 85 watts , su peso en órbita fué de 86.4 kg, con una capacidad de 240 circuitos telefónicos o un canal de T.V.

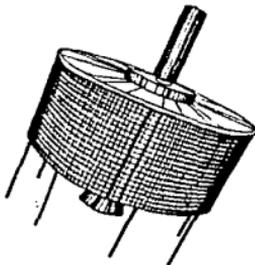


FIG. 1.10 INTELSAT-II (INTERNACIONAL - 1966)

INTELSAT III (INTERNACIONAL - 1968)

Este satélite fué similar en medida a los anteriores, tecnológicamente más avanzado y ofreció grandes posibilidades, ya que tenía 1,500 circuitos telefónicos o cuatro canales de T.V. disponibles. Además su forma cilíndrica tenía 1.04 mts de altura y 1.42 de diámetro con un peso en órbita de 125 kg.

Tenía un incremento de capacidad de acoplamiento entre diferentes estaciones y podía transmitir conversaciones telefónicas, mensajes telegráficos, facsimile, películas de T.V. y datos a alta velocidad simultaneamente. Se posesionó en la órbita Geostacionaria sobre el Atlántico a una altura máxima de 35,790 km.

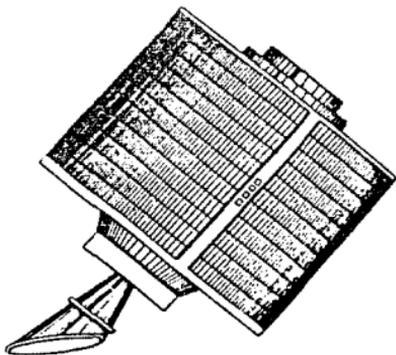


FIG. 1.11 INTELSAT-III (INTERNACIONAL - 1968)

ISIS (CANADA - 1969)

Fuerón dos satélites lanzados con el mismo nombre, la parte eletrónica fué construida por RCA de Canada y la parte estructural por SPAR AEROSPACE PRODUCTS. Fué lanzado para estudiar la ionósfera. Cada satélite pesaba 241 kg , 1.27 mts de diámetro y 1.07 mts de altura (ISIS II tenía 1.22 mts), inclinación de órbita elíptica sobre el Ecuador de 88.42° con un apogeo de 3,526 km y un perigeo de 578 km , su periodo fué de 128 minutos.

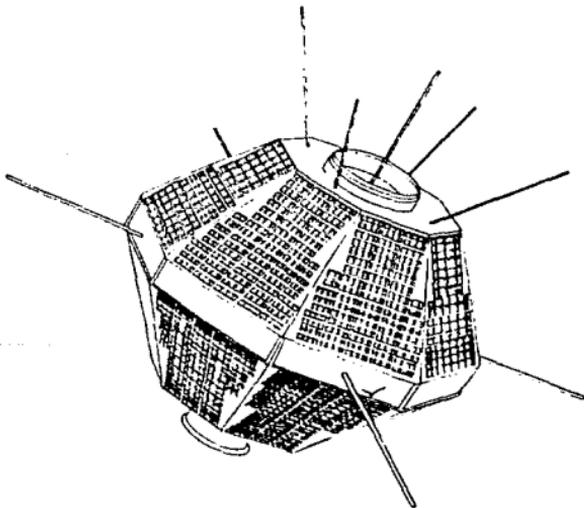


FIG. 1.12 ISIS (CANADA - 1969)

INTELSAT-IV (INTERNACIONAL - 1971)

Representa la cuarta generación de satélites de la organización internacional para las telecomunicaciones espaciales.

Satélite en forma cilíndrica, con una altura total incluyendo la antena de 5.26 mts , su peso en órbita fué de 732 kg. Las celdas solares cubren su superficie exterior dando una potencia de 569 watts. Con 12 transpondedores y 6 000 circuitos telefónicos o 12 canales de video. Opera con señales a frecuencias de 6/4 GHz.

Altitud máxima de su órbita Geoestacionaria fué de 35,794km , posesionado sobre el Atlántico a una longitud de 335.5° Este.

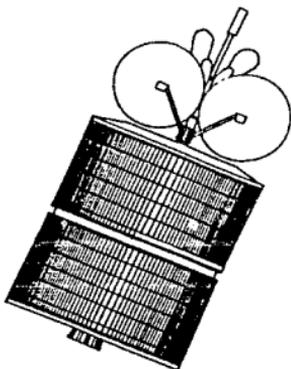


FIG. 1.13 INTELSAT-IV (INTERNACIONAL 1971)

MOLNIYA -2 (URSS - 1971)

Fué el segundo de la serie de satélites de telecomunicaciones soviéticos. Básicamente igual en estructura que el anterior.

Los 6 paneles de celdas solares tenían una pieza extra para incrementar su área en un tercio, generando una potencia aproximada de 1000 watts.

Utilizó frecuencias de 6/4 GHz. Este satélite hizo posible la transmisión de programas de radio y T.V., comunicación telegráfica y telefónica, además de páginas enteras de periódicos, fué utilizado como línea directa entre La Casa Blanca y el Kremlin, con una inclinación de órbita elíptica de 65  sobre el Ecuador, con un perigeo de 321 km y apogeo de 24,577 km y un periodo de 712 minutos.

En 1971 es creada la organización INTERSPUTNIK (Entre la URSS y nueve administraciones iniciales).

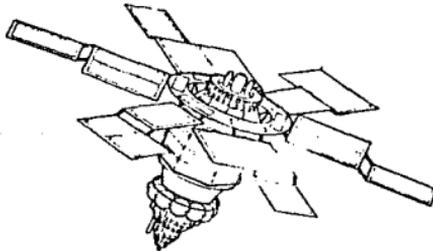


FIG. 1.14 MOLNIYA-2 (URSS - 1971)

ANIK-1 (CANADA / TELESAT 1972)

Primer satélite en el mundo dentro de la órbita Geoestacionaria en ser utilizado por una nación para telecomunicaciones comerciales internas (satélite domestico).

Satélite de forma cilíndrica con un diámetro de 1.8 mts y una altura total de 3.4 mts. La superficie exterior del satélite cubierta con celdas solares que proporcionaban una potencia de 300 watts , tenía 12 canales que permitían la transmisión de varios canales televisivos, o la transmisión simultánea de 5760 circuitos telefónicos de 2 vías. Utilizó frecuencias de 6/4 GHz, su peso en órbita Geoestacionaria fué de 295 kg, posesionado en 104° longitud Oeste.

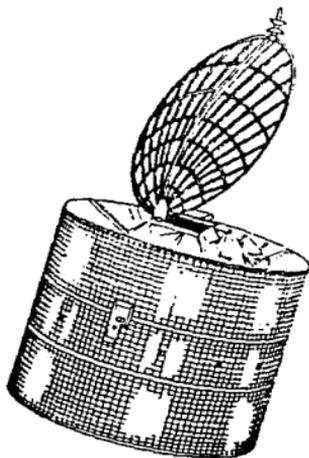


FIG. 1.15 ANIK-1 (CANADA - 1972)

WESTAR (USA - 1974)

Primer satélite doméstico en los Estados Unidos de forma cilíndrica de 1.9 mts de diámetro y 3.42 mts de altura incluyendo la antena, su peso en órbita fué de 305 kg y la superficie exterior estaba cubierta con 20,500 celdas solares entregando una potencia de 300 watts .

Tenía 12 transpondedores que proveían 7250 circuitos telefónicos o 12 canales de T.V. Utilizó frecuencias de 6/4 GHz posesionando en una órbita ecuatorial Geoestacionaria casi circular, con una altura máxima de 35,770 kms a una longitud de 99° Oeste.

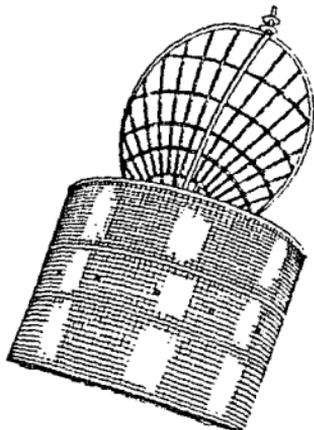


FIG. 1.16 WESTAR (USA - 1974)

ATS - 6 (USA - 1974)

Permitió una de las series más inductivas de experimentos en el campo de la tecnología de comunicaciones vía satélite con radiodifusión educacional, transmisión de un satélite a otro, experimentalmente en el control de tráfico aéreo y teleconferencias. Fué utilizado durante la misión conjunta USA-URSS , con las naves espaciales Apollo y Soyuz en julio de 1975, proporcionando enlace de video para ambos países.

De 1975 a 1976 lo utilizó la India para radiodifusión educativa. El satélite fué estabilizado en tres ejes, conformado cuerpo central llamado EVM (modulo para vista terrestre),contuvo más de 20 accesorios en aparatos de investigación (desde radiómetros de alta resolución para metrología en los instrumentos de medición directa y sensores para el análisis del medio ambiente espacial).

El EVM tuvo una forma de caja de 1.4 x 1.4 mts en la base y 1.6 mts de alto, con un peso de 906 kg.

Contenia dos paneles semicirculares de celdas solares de 3 mts de ancho, la distancia entre ambos era de 16 mts , la altura del satélite fué de 8 mts, con un peso en el lanzamiento de 1402 kg. Orbita ecuatorial Geosíncrona con una altura máxima de 35,971 km situado sobre el Océano Pacífico.

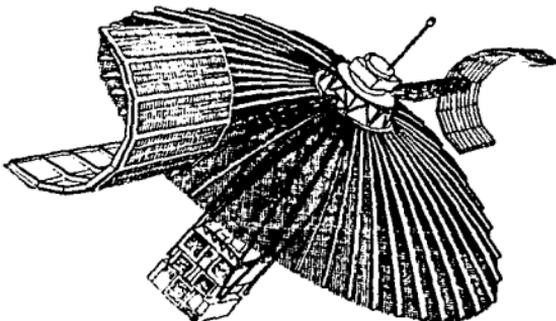


FIG. 1.17 ATS (USA - 1974)

SYMPHONIE
(FRANCIA - ALEMANIA ORIENTAL 1974)

Satélite compuesto de un cuerpo central en la forma de un prisma hexagonal con un diámetro máximo de 1.7 mts y una altura de 50 cm, con 3 paneles de celdas solares poseionadas a 120° entre si.

La potencia generada por las 21888 celdas solares al inicio fué de 303 watts y 187 watts al final de su vida de servicio. Su peso en órbita fué de 230 kg. El satélite tenía 2 transpondedores de 6/4 GHz , y permitía la transmisión de telefonía , T.V, radio, telegrafía y datos.

Dos programas de televisión a color ó 800 conversaciones telefónicas pueden ser transmitidos por un transponder sencillo a través de dos potentes estaciones terranas. Poseionado en órbita Geostacionaria ecuatorial a una longitud 11.5° sobre el Océano Atlántico.

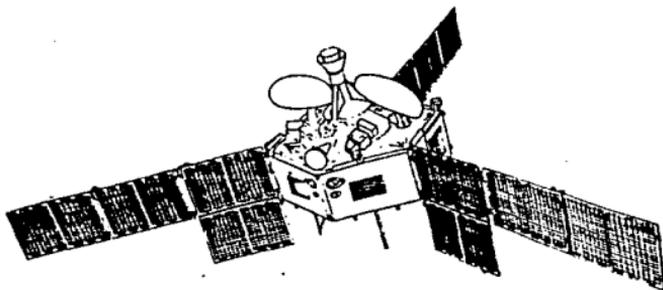


FIG. 1.18 SYMPHONIE (FRANCIA - ALEMANIA ORIENTAL - 1974)

SATCOM (USA - 1975)

Estos fueron satélites de comunicación internos para uso dentro de los límites de Estados Unidos (domesticos).

Se utilizaron para la radiodifusión de T.V, comunicaciones de telefonía y transmisión de datos a alta velocidad, además de usarse en particular para la radiodifusión de televisión por cable. Pesaba cerca de 585 kg en órbita, su cuerpo central tenía la forma de una pequeña caja de 1.2 mts por 1.6 mts en la base y 1.17 mts de alto. Estabilizado sobre tres ejes y sus 2 paneles de celdas solares median 1.55 mts por 2.26 mts, cada uno generando una potencia de 770 watts. Opero en la frecuencia de (6-4 GHz) . Poseionado en la órbita ecuatorial Geostacionaria a una longitud 135° Oeste.

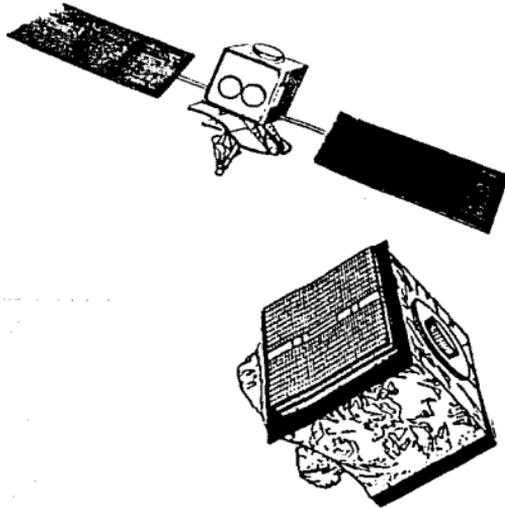


FIG. 1.20 SATCOM (USA -1975)

CTS-HERMES (CANADA - 1976)

Este satélite fué el producto de un programa conjunto USA-CANADA, en el cuál ESA (Agencia Espacial Europea) se encontraba involucrada. El cuerpo central media 1.88 mts por 1.83 y el espacio de los 2 paneles de celdas solares proporcionadas por la ESA era de 16.9 mts retenían 27,000 celdas solares, entregando una potencia de 1.2 kwatts, su peso fué de 675 kg. Trabajó a una frecuencia de 14/12 GHz. Tuvo algunos usos especiales de telecomunicaciones, así como trabajo médico a larga distancia proyectó la posibilidad de pruebas de comunicaciones en el campo de educación y transmisiones comerciales. Posicionado en la órbita ecuatorial Gecestationaria a una longitud de 116° Oeste.

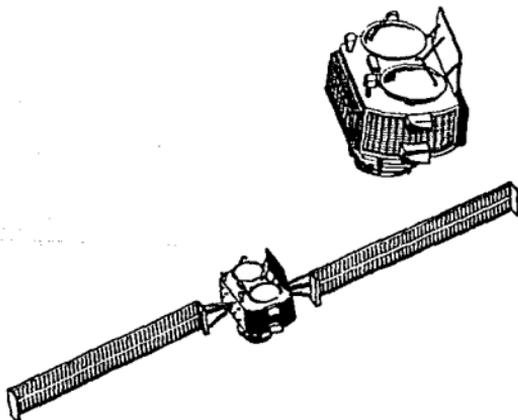


FIG. 1.21 CTS-HERMES (CANADA - 1976)

COMSTAR (USA - 1976)

Grupo de 4 satélites arrendados por dos grandes compañías telefónicas americanas, la ATT y GTE para utilizarse en el territorio de los EUA. Fuerón de forma cilíndrica de 2.44 mts de diámetro con una altura total incluyendo la antena de 6.10 mts. Su peso en órbita fué de 791 kg. Su tiempo de vida útil fué de 7 años. Cada satélite equipado con 24 transpondedores tenían una capacidad de 18,000 circuitos telefónicos. Utilizaba la banda C para transmisión a una frecuencia de 6/4 GHz. Posicionado en la órbita ecuatorial Geostacionaria a una longitud de 128° Oeste.

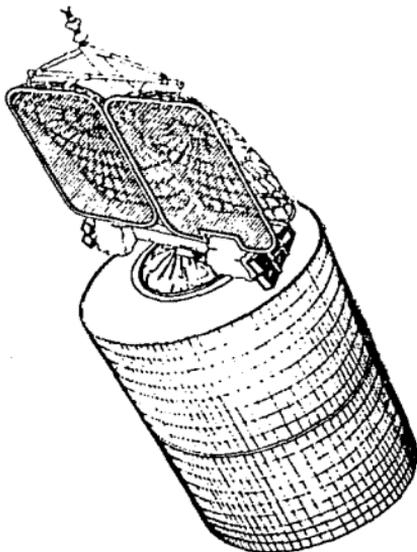


FIG. 1.22 COMSTAR (USA - 1976)

MARISAT (USA - 1976)

Un grupo de 3 satélites, el cuál formo el primer sistema de comunicaciones marítimas en el mundo. Posesionados sobre el Océano Atlántico , Pacífico e Indico. Tuvo la forma cilíndrica de 2.16 mts de diámetro, con una altura total de 3.81 mts y un peso en órbita de 320 kg. La potencia necesaria fué dada por 7,000 celdas solares, las cuales entregaban una potencia de 330 watts. Los 3 satélites introducián una capacidad de comunicaciones nuevas para proveer servicios a 3 frecuencias diferentes simultaneamente:

UHF (240 a 400 MHz); banda L (1.5 a 1.6 GHz) y banda C (6 a 4 GHz). La primera utilizada por la marina de los USA y las dos ultimas para comunicaciones comerciales entre buques y estaciones terrenas, permitiendo transmisión de voz, teletipo y transmisión de datos a alta velocidad. Posesionados sobre la órbita ecuatorial Geostacionaria a una longitud de 15° Oeste sobre el Océano Atlántico.

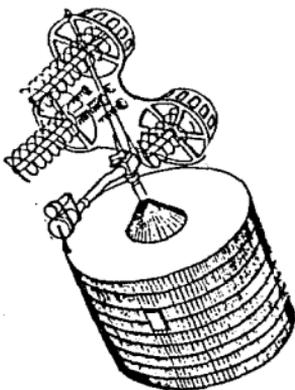


FIG. 1.23 MARISAT (USA - 1976)

PALAPA - A (INDONESIA - 1976)

Satélite construido para el gobierno de Indonesia por la compañía Hughes Aircraft CO. De forma cilíndrica y con 20,500 celdas solares que proporcionaban una potencia de 300 watts. Con 1,9 mts de diámetro y una altura total de 3.4 mts incluyendo el diámetro de la antena de 1.5 mts, y un peso en órbita de 305 kg. Tenía 12 transpondedores con 5760 circuitos telefónicos de dos vías ó 12 canales de televisión. Dos satélites fueron lanzados de la serie PALAPA-A. Ambos satélites estuvieron posesionados en la órbita ecuatorial Geostacionaria.

EKRAN / STATIONAR (URSS - 1976)

Satélite para transmisiones de televisión dentro de la URSS y ciudades fronterizas, su frecuencia utilizada fué de 0.7 GHz. Pesando sobre dos toneladas en el lanzamiento . De forma cilíndrica, de 5 mts de longitud y 2 mts de ancho en la base, una antena rectangular con 96 elementos helicoidal, la potencia de salida de la antena fué de 200 watts. La potencia eléctrica de operación en el otro extremo fué suministrada por dos paneles de celdas solares de el tamaño del vehículo. Posesionado en la órbita ecuatorial Geostacionaria a una longitud de 99° Este.

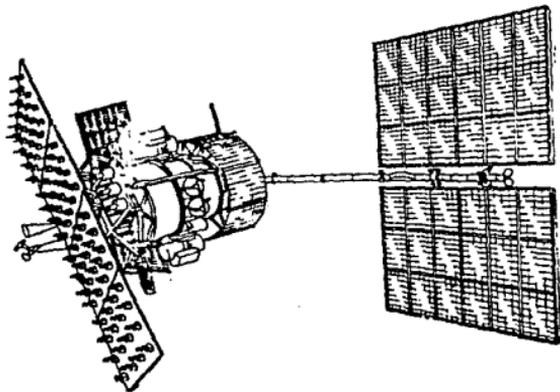


FIG. 1.24 EKRAN / STATIONAR (URSS - 1976)

KIKU-2 / ETS-2 (JAPAN - 1977)

Primer satélite en estar dentro de la órbita Geostacionaria. Japón fué el tercer país capaz de posesionar satélites de éste tipo de órbita. Su cuerpo era cilíndrico con diámetro de 1.4 y altura de 0.82 mts, así como con un peso de 130 kg en órbita. Su superficie estaba cubierta con celdas solares. El satélite, llamado satélite de prueba de ingeniería fué lanzado a la trayectoria para adquirir la tecnología necesaria para la inserción dentro de la órbita Geostacionaria y su subsecuente control y rastreo durante su vida orbital. Las frecuencias utilizadas fuerón de 34.5 GHz, 11.5 GHz y 1.7 GHz. El satélite estuvo posesionado sobre la órbita ecuatorial Geostacionaria a una longitud de 130° Este.



FIG. 1.25 KIKU-2 / ETS-2 (JAPAN - 1977)

SIRIO (ITALIA - 1977)

Satélite de telecomunicaciones experimental . Transportaba aparatos para estudiar las atenuaciones en las señales causadas por la lluvia a frecuencias entre 12 y 18 GHz. El SIRIO tuvo el cuerpo de un tambor de 0.95 mts de alto y 1.43 mts de diámetro. La superficie exterior estaba cubierta con celdas solares que entregaban una potencia de 147 watts. Su peso en órbita fué de 220 kg. Estuvo posesionado en la órbita ecuatorial Geostacionaria a una longitud de 15° Este.



FIG. 1.26 SIRIO (ITALIA - 1977)

SAKURA / CS (JAPON - 1977)

Satélite de telecomunicaciones experimentales utilizado para experimentos en comunicaciones internas, empleando bandas de ondas casi milimétricas y probando un tipo de tecnología necesaria para la producción de satélites. Utilizaba frecuencias de 20/30 GHz y 6/4 GHz. para transmisión y contribuía al desarrollo de algunas tecnologías importantes como la transmisión digital combinada con datos, voz e imágenes empleando la técnica de acceso múltiple por división de tiempo TDMA.

El satélite tenía una forma cilíndrica de 3.5 mts de alto y 2 mts de diámetro y peso de 350 kg. Tenía 8 transpondedores, dos en la banda C y 6 en la banda Ku.

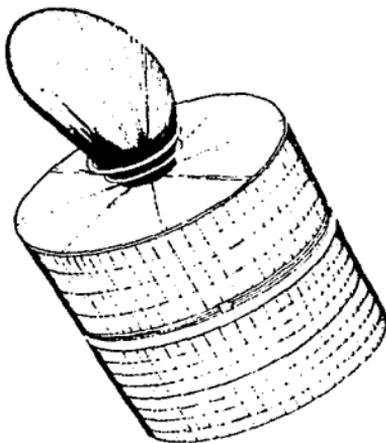


FIG. 1.27 SAKURA / CS (JAPAN - 1977)

OTS (EUROPA - 1978)

Primer satélite de telecomunicaciones experimental Europeo. El cuerpo central del satélite tenía la forma de un prisma hexagonal de 2.39 mts de ancho y 2.13 mts de alto, con una longitud total incluyendo los paneles de celdas solares extendidos de 9.26 mts. La potencia suministrada fué de 594 watts. Estabilizado en 3 ejes con un peso de 444 kg en órbita.

Realizó una serie de experimentos en el campo de la T.V, telefonía y transmisión de datos, utilizó 6 transpondedores con frecuencias de 14/11 GHz. Además se probó la técnica de acceso múltiple por división de tiempo. Estuvo posesionado dentro de la órbita ecuatorial Geoestacionaria a una longitud de 10° Este

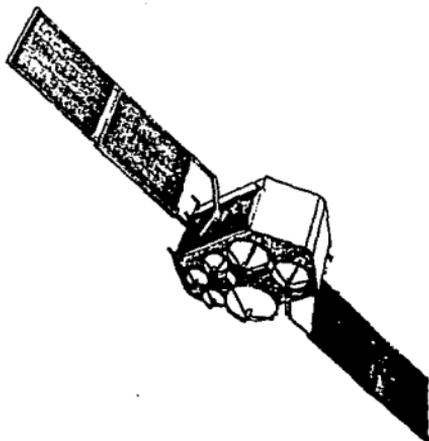


FIG. 1.28 OTS (EUROPA - 1978)

PALAPA - B { INDONESIA - 1983 }

Vino a ser el segundo de la serie de satélites utilizado por Indonesia para telecomunicaciones comerciales.

Satélite cilíndrico con una altura total de 6.83 mts incluidos los 1.83 mts del diámetro de la antena parabólica. Su diámetro es de 2.16 mts, su peso en órbita es de 630 kg, contiene 24 transpondedores, permitiendo transmisiones de telefonía, televisión, telegrafía, además de datos a alta velocidad. Sus frecuencias de operación son de 6/4 GHz. Posesionado en la órbita ecuatorial Geostacionaria a una longitud de 108-118° Este.



FIG. 1.29 PALAPA-B (INDONESIA - 1983)

TDRS (USA - 1983)

Satélite empleado para relevo entre vehículos espaciales orbitales y una estación terrena. Este satélite fué arrendado por la NASA, quién lo utilizaría para sus enlaces entre satélites de baja órbita ó el transbordador espacial; el sistema TDRS, además ofrecía servicios comerciales en las bandas C y Ku , y podía operar con 26 satélites simultáneamente. El primer satélite (de una serie de 3) es capaz de operar en tres bandas de frecuencias a la vez : banda S (2.5 GHz) con 4 transpondedores; banda C (6/4 GHz) con 12 transpondedores y banda Ku (14/12 GHz) con 2 transpondedores. El satélite formado por un cuerpo central en la forma de un prisma hexágono del cuál 7 tipos diferentes de antenas fuerón conectadas. Cuando estos fuerón abiertos en órbita al mismo tiempo con los dos paneles de celdas solares, el satélite midió 17.4 x 12.98 mts. Dos de las 7 antenas fuerón parabólicas con un diámetro de 4.9 mts y sirvierón para enlaces de las bandas S y Ku.

Su peso es de 2120 kg en órbita, tiene un sistema de estabilización sobre 3 ejes y su tiempo de vida esperado es de 10 años. La potencia de operación es proporcionada por dos paneles cuadrados de 3.8 mts de cada lado, tiene 28,000 celdas solares las cuáles desarrollaban 1850 watts. El primer satélite fué posesionado en la órbita ecuatorial Geoestacionaria a una longitud de 41 grados Oeste sobre el Atlántico; el segundo será posesionado sobre el Océano Pacífico a una longitud de 171° Oeste y el tercero de reserva estará localizado sobre USA.

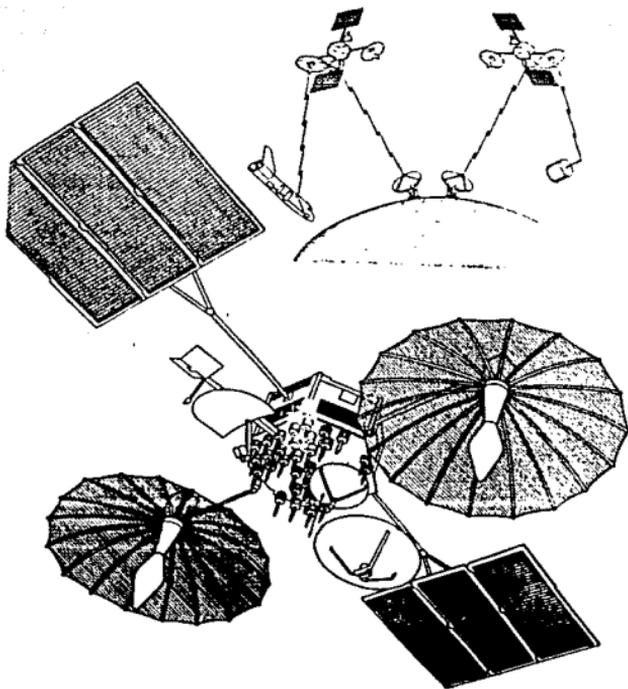


FIG. 1.30 TDRS (USA - 1983)

TELECOM - 1 (FRANCIA - 1984)

Utilizó un cuerpo diseñado por la Agencia Espacial Europea ECS. La potencia suministrada por los 2 paneles de 15,816 celdas solares era de 1,150 watts, pesó 700 kg en órbita. Fué estabilizado en 3 ejes y su tiempo de vida esperado es de 7 años. Los instrumentos de telecomunicaciones fueron 6 transpondedores de 14/12 GHz, cuatro de 6-4 GHz y dos de 8/7 GHz. Las comunicaciones que permitió fueron : telefonía, televisión, telex y transmisión de datos proporcionando rafagas variables de bits de 2400 bits por segundo, hasta 2 millones para la transmisión de imagenes. TELECOM permitió 3 tipos de comunicación :

- 1).-Transmisiones comerciales (datos y video) entre compañías a 14/12 GHz.
- 2).-Transmisiones civiles (telefonía y T.V.) en el interior de Francia y en altamar a 6/4 GHz.
- 3).-Transmisiones militares para la Red Syracuse (telegrafía, datos y telefonía) a 8/7 GHz.

TELECOM fué lanzado en agosto de 1984 desde el polígono de la Guyana Francesa. Posicionado en la órbita ecuatorial Geostacionaria a una longitud de 8° Oeste.

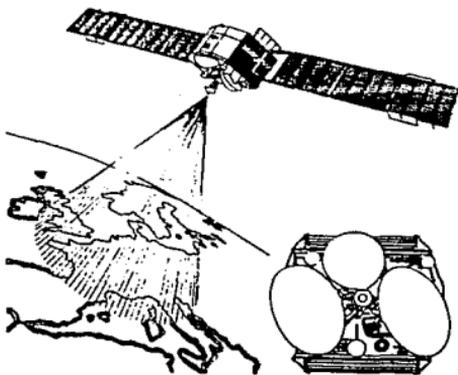


FIG. 1.31 TELECOM (FRANCIA - 1984)

STW / CHINA (CHINA - 1984)

Primer satélite de telecomunicaciones chino en la órbita Geostacionaria. De forma cilíndrica con un diámetro cerca de 2.2 mts y altura de 1.9 mts incluyendo la antena. Su peso en órbita es de 420 kg. Tiene capacidad de dos canales televisivos ó 300 circuitos telefónicos. Esta posicionado en la órbita ecuatorial Geostacionaria con longitud de 125° Este.

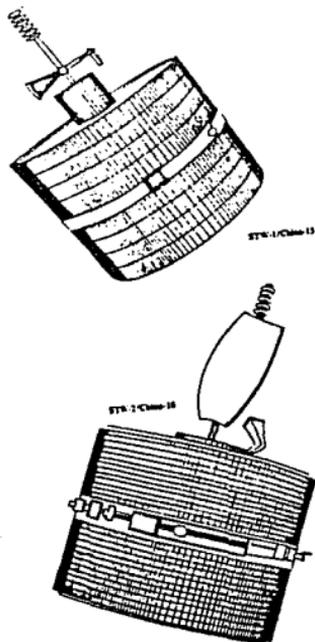


FIG. 1.32 STW / CHINA (CHINA - 1984)

BRASILSAT (BRASIL - 1985)

Satélite construido para el gobierno Brasileño por una compañía Canadiense. El satélite está basado sobre el modelo HS-376 de la Hughes. De forma cilíndrica, tiene 2.16 mts de diámetro con una altura incluyendo la antena parabólica de 7.09 mts. La potencia de 982 watts es proporcionada por las celdas solares que cubren la superficie del satélite, el cuál está estabilizado en giro. El Brasilsat pesa 671 kg en órbita y tiene una vida de servicio esperada de 8-10 años.

La carga útil en forma de equipo de comunicaciones consiste de 24 transpondedores con frecuencias de 6/4 GHz.

El satélite provee servicios telefónicos sobre el territorio Brasileño (12,000 conversaciones simultáneas), televisión, datos y telex. Está ubicado sobre la órbita ecuatorial Geoestacionaria a una longitud de 65° Oeste.

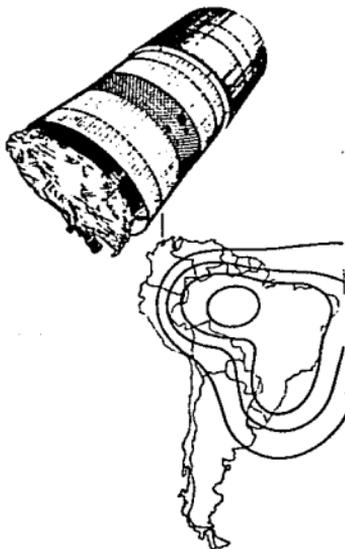


FIG. 1.33 BRASILSAT (BRASIL - 1985)

MORELOS (MEXICO - 1985)

Primer satélite Mexicano de telecomunicaciones de forma cilíndrica, con una altura total de 6.62 mts y un diámetro de 2.16 mts. Su peso en la órbita Geoestacionaria es de 666 kg, cuatro motores que utilizan hidracina, con un peso de 132 kg de combustible garantizan un tiempo de vida útil de 9 años estabilizado en giro , maneja telecomunicaciones sobre el territorio Mexicano, permitiendo : telefonía, T.V., Facsimil, datos y algunas transmisiones comerciales. El primer satélite (Morelos-I) posesionado en la órbita ecuatorial Geoestacionaria a una longitud de 113.5° Oeste. El segundo (Morelos-II) finalmente quedo posesionado a una longitud de 116.8° Oeste.



FIG. 1.34 MORELOS (MEXICO - 1985)

AUSSAT (AUSTRALIA - 1985)

Primer satélite Australiano de telecomunicaciones espaciales, sistema basado en 3 satélites controlados por la compañía AUSSAT PROPRIETARY LTD. Con una estación controladora en Sydney y la otra en Perth. De forma cilíndrica de 6.58 mts de altura y 2.2 mts de diámetro, su peso en órbita fué de 599 kg y estabilizado en giro. La potencia necesaria es suministrada por dos paneles cilíndricos de celdas solares : uno es fijo y el otro móvil de tipo telescópico . Tiene 15 transpondedores operando en la banda Ku (14/12 GHz). Provisto de un amplio rango de servicios de telecomunicación a través de Australia.

Estos incluyen transmisión de televisión directa a comunidades remotas, alta calidad de enlaces de televisión entre ciudades y transmisión digital de datos para telecomunicaciones normales y servicios comerciales. AUSSAT-1 esta posesionado en la órbita Geoestacionaria ecuatorial a una longitud de 156°. Este

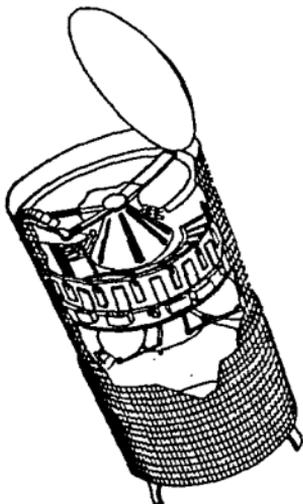


FIG. 1.35 AUSSAT (AUSTRALIA - 1985)

INTELSAT - VI (INTERNACIONAL - 1987)

Fu  construido por la HUGHES AIRCRAFT CO. Como primeros contratistas participan las compa as : BRITISH AEROSPACE, SPAR AEROSPACE y COMDEV de Canada, THOMSON-CSP de Francia, SELENIA-SPAZIO de Italia, NIPON ELECTRIC de Japón y la MBB-AEG TELEFUNKEN de Alemania Occidental. Satélite cilíndrico con un diámetro de 3.64 mts y una altura total extendida en órbita de 11.82 mts. Un panel cilíndrico de celdas solares será desplegado en el espacio. Todas las celdas cubren la superficie exterior del satélite, suministrando una potencia de 2200 watts. Su peso en órbita es de 2231 kg. El sistema de telecomunicaciones comprende de 50 transpondedores, los cuales proveen una capacidad de 40,000 circuitos telefónicos sumados a dos canales de T.V. El satélite utiliza la técnica TDMA y transmite en las frecuencias de 6/4 GHZ (banda C) y de 14/12 GHZ (banda Ku).

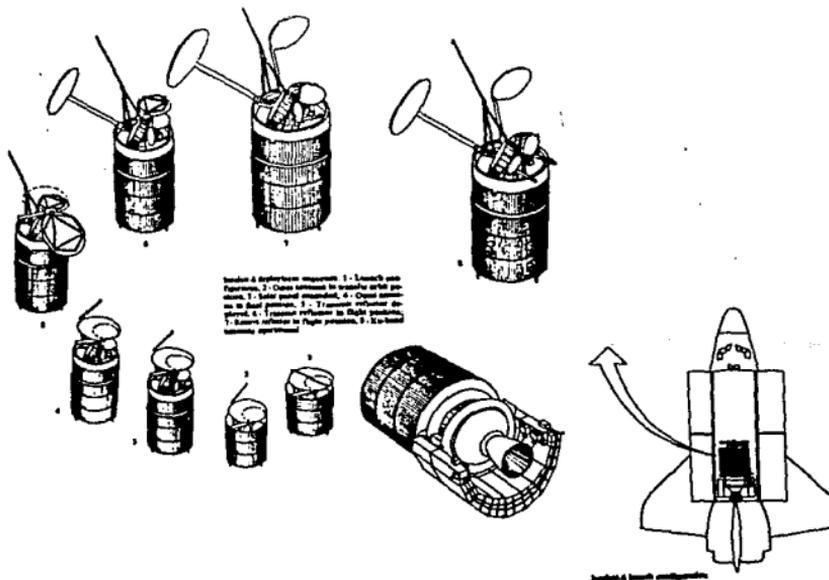


FIG. 1.36 INTELSAT-VI (INTERNACIONAL - 1987)

OLYMPUS (EUROPA - 1988)

Satélite construido por la ESA (Agencia Espacial Europea) para probar algunos avances en la tecnología de comunicaciones. El satélite (originalmente llamado L-SAT) tiene una forma de caja, su cuerpo mide 2.1 x 1.75 mts de base por 3.5 mts de altura. Dos paneles de celdas solares sujetos a los lados, con una longitud de 27 mts totalmente extendidos. La energía entregada por los paneles es de 3300 watts, su peso incluyendo el motor de apogeo es de 2422 kg. Estabilizado en tres ejes, su tiempo de vida esperado es de 5 años. La carga útil de transmisión consiste en 9 transpondedores y el satélite tiene 10 antenas. La misión tiene 4 objetivos :

- 1.-Transmisiones de T.V. directa con frecuencias de 11.7/12.5 GHz tomo lugar en dos canales, uno de los dos es utilizado totalmente por Italia. El satélite recibe la transmisión a 17 GHz.
- 2.-Transmisiones comerciales, incluyendo videoconferencias tomando enlaces de frecuencias de 14/12 GHz.
- 3.-Comunicaciones a altas frecuencias : Enlaces de videoconferencias, transmisión de programas educacionales, datos e imagenes tomando lugar a frecuencias de 20/30 GHz.
- 4.-Experimentos de propagación : Esto con portadoras arriba de las frecuencias 20/30 GHz para estudiar los cambios causados por las condiciones climatológicas a través de los cuales pasa la señal. Experimentos similares se hacen con portadoras arriba de 12 GHz

OLYMPUS fué lanzado en el polígono de la Guyana Francesa por un cohete ARIAN-3 y fué puesto en órbita Geoestacionaria ecuatorial a longitud de 19° Oeste.

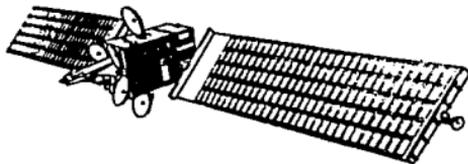


FIG. 1.37 OLYMPUS (EUROPA - 1988)

I.2 RESEÑA HISTORICA DEL SISTEMA DE SATELITES MORELOS

El origen del proyecto de satélites para México se remonta a 1980 con la realización de una serie de estudios técnicos económicos y financieros, cuyo objetivo principal era dotar al país de una infraestructura de telecomunicaciones segura y confiable para satisfacer la demanda de servicios en las próximas décadas, congruente con el ritmo de crecimiento del país.

México experimenta avances en la materia y está colocado a la altura de los países más adelantados en vías de desarrollo, ya que cuenta con una amplia red de telecomunicaciones. Así mismo como de estaciones terrenas que están conectadas al satélite doméstico que hacen que las señales de T.V. y de telecomunicaciones en general, lleguen fácilmente a cualquier parte del país.

Para esto desde el año de 1968 nuestro país está incorporado a la comunicación espacial a través de la estación terrena de Tulancingo, recibiendo señales del sistema Intelsat (del cual México es socio desde este año) por medio del Pájaro Madrugador colocado desde el Océano Atlántico.

Para principios de 1980 la Secretaría de Comunicaciones y Transportes estaba atenta al desarrollo de la utilización de satélites domésticos, previendo que México adquiriera esa tecnología; mientras tanto en junio se iniciaba el envío de programas de la televisión Mexicana a los E.U.A. utilizando un canal rentado del satélite doméstico WESTAR III.

Para agosto del mismo año se preveía la movilización del INTELSAT IV de su órbita a otra, con el fin de que con sus señales bañaran a todo el país y en el que se utilizarían 6 de sus 12 canales a partir de diciembre.

Por otro lado, la Dirección General de Telecomunicaciones puso como límite para recibir proposiciones sobre el proyecto para adquirir un satélite doméstico propio el 28 de noviembre, con el que se iniciaría el proyecto para que dentro de 52 meses estuviera en operación éste satélite Mexicano.

El proyecto se dividiría en 12 meses para definir características, parámetros, dimensiones, fabricante, lanzador, seguro y 40 meses para su fabricación, puesta en órbita y explotación.

Para ese entonces México había pensado muy seriamente en solucionar la demanda de servicios de telecomunicaciones mediante su satélite doméstico como son :

- Servir a las comunidades rurales con servicios telefónicos.
- Intercomunicar con los sistemas modernos de telediagnostico las dos mil clínicas rurales que el IMSS estaría instalando.
- Llevar la señal de T.V. educativa como alfabetización, telesecundaria, universidad abierta, educación para adultos a los dos mil municipios del país.
- Crear un sistema de conducción de señales para la televisión comercial que llegaría al 100 % del país.
- Tener respaldos a la red nacional de microondas que resultaría en una mejor confiabilidad de servicios de telecomunicaciones del país.

Así mismo se iniciaría la instalación de 34 estaciones terrenas, la mayoría de ellas en el centro y norte del país como paso inicial del sistema de distribución nacional de T.V. vía satélite, las que quedarían instaladas de la siguiente manera :



FIG. 1.2.1 RED DE ESTACIONES TERRENAS PARA DISTRIBUCION DE TV 1980

Ya para finales de 1982, se contaría en todo el país con 157 estaciones terrenas.

El 4 de octubre de 1982, se firmaría el convenio entre el titular de la Secretaría de Comunicaciones y Transportes, Lic. Emilio Mújica Montoya y el vicepresidente de la empresa Hughes Communications International, Norman Aurech. Entre los servicios que proporcionarían se pueden mencionar :

Telegrafía, Telefonía, Telex, Facsimil, T.V. entre otros.

Las poblaciones asignadas en el arco espacial se ubicarían a la altura de los meridianos 113.5 y 116.5, desde los cuales se cubriría totalmente el territorio nacional.

El satélite de comunicación recibiría en un principio el nombre de ILHUICANUA de la mitología Náhuatl que significa Señor Dueño del Cielo, que cambiaría más tarde a su nombre definitivo denominándosele para principios de 1983 Sistemas de Satélites Morelos.

El sistema de satélites Morelos constaría de dos satélites colocados en órbita Geostacionaria sobre el plano del Ecuador a una altura aproximada de 36,000 km sobre el nivel del mar. El primero se colocaría en órbita en los primeros meses de 1985 y el segundo unos meses después.

Estos serían lanzados al espacio en el sistema de transportación espacial (SPACE TRANSPORTATION SYSTEM ó STS) ó comunmente conocido como TRANSBORDADOR ESPACIAL. Cabe mencionar que los satélites fuerón construídos en California, EUA; por la compañía Hughes Aircraft mediante un contrato por 92 millones de dolares que incluían el costo de las dos unidades, el equipo e instalación de una estación de rastreo, telemetría, telecontrol, telecomando y monitoreo, servicio de transferencia de órbita y entrenamiento de personal. A su vez, la NASA (National Aeronautics and Space Administration) recibió 12 millones de dolares por el lanzamiento y colocación de cada satélite en una órbita baja. Los cohetes de propulsión fuerón entregados por la compañía McDonnell Douglas a un costo de 5.6 millones de dolares por cada satélite y el seguro por lanzamiento fué de 5 millones de dolares por cada unidad. Además se contrataría a la compañía Comsat General Corporation (CGC), con sede en Washington para que prestara sus servicios de asesoría a la SCT del seguimiento y vigilancia de la ingeniería, ensamble, integración, prueba y lanzamiento de los satélites a un costo de 2.4 millones de dolares por los dos satélites. El proyecto tuvo un costo total de 150 millones de dolares.

1.2.1 COLOCACION EN ORBITA DE LOS SATELITES MEXICANOS

El satélite Morelos I fué lanzado al espacio el 17 de junio de 1985 desde cabo Cañaveral por el transbordador Discovery. Después de 5 días de su lanzamiento llegó a su posición orbital de 113.5° longitud Oeste.

El satélite Morelos II fué lanzado en la misión espacial 61-B por el transbordador Atlantis el 26 de noviembre de 1985. El cuál lo colocó a más de 300 km de la Tierra. El lanzamiento del transbordador Atlantis fué adelantado doce horas antes a fin de aprovechar mejor las fuerzas naturales de la mecánica celeste de atracción de la Tierra y colocar al satélite Morelos II en una órbita de almacenamiento para que paulatinamente en los próximos 3 años, el satélite se trasladase por sí solo a su posición definitiva de 116.8° longitud oeste en la órbita Geostacionaria. Con lo anterior la vida útil se prolongará aproximadamente en 4.5 años más, dado que ahorrará el 40% de combustible. Con estos acontecimientos se inicia una nueva era en las telecomunicaciones del país. Se renueva la esperanza de integración mediante el servicio telefónico, la radio y la televisión.

La figura 1.2.2 muestra la secuencia del lanzamiento y colocación en órbita del satélite Morelos I.

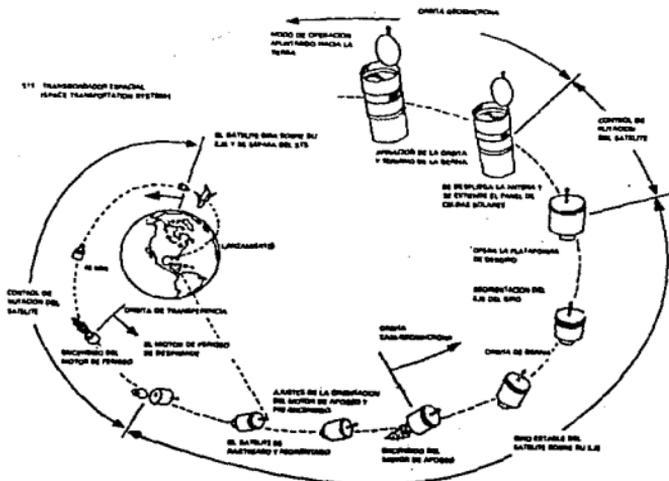


FIG. 1.2.2 SECUENCIA DEL LANZAMIENTO Y COLOCACION EN ORBITA DEL SATELITE

1.3 ORBITAS

Existen diferentes órbitas por las que los satélites viajan, estas pueden ser tanto elípticas como circulares. Los primeros satélites utilizaban órbitas bajas, circulares y viajaban a velocidades muy altas, por lo que tenían una línea de vista de período muy corto.

Por otro lado, los satélites que utilizaron por primera vez las órbitas elípticas, tenían el apogeo de la elipse puesto en tal posición, que el satélite estaba dentro de la línea de vista de ciertas estaciones el máximo tiempo posible, como se muestra en la fig. 1.3.1.

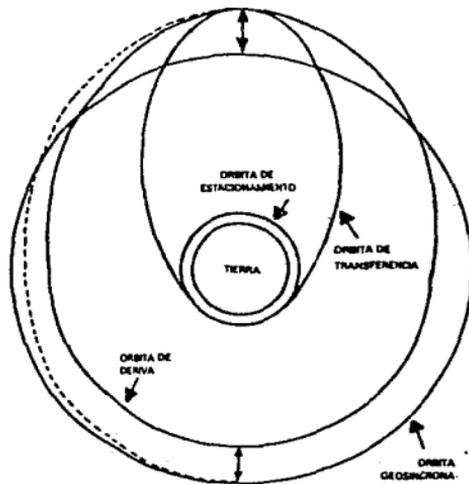


FIG. 1.3.1 DEFINICION DE LAS ORBITAS

Existe una órbita muy especial a una altura aproximada de 36,000 km, que representa ciertas características idóneas para las comunicaciones. Ya que los satélites posesionados en ella toman 24 horas para viajar alrededor de la Tierra (que es el tiempo de rotación de la misma). Si se lleva la misma dirección que la superficie de la Tierra y la órbita está sobre el Ecuador, el satélite se puede ver como estacionario desde un punto sobre la Tierra. Esta órbita es llamada Órbita Geoestacionaria. La figura 1.3.2 muestra las posiciones orbitales de los satélites mexicanos.

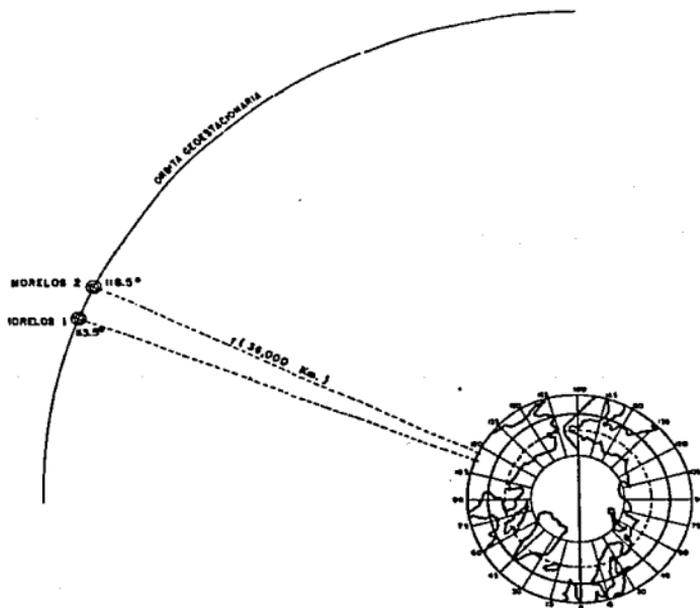


FIG. 1.3.2 POSICION ORBITAL DE LOS SATELITES DOMESTICOS MEXICANOS

El área de vista de un satélite en la Órbita Geoestacionaria es aproximadamente un tercio del planeta Tierra. Además para comunicaciones intercontinentales, los satélites se colocan sobre cada una de las tres áreas de los océanos, como lo muestra la figura siguiente:

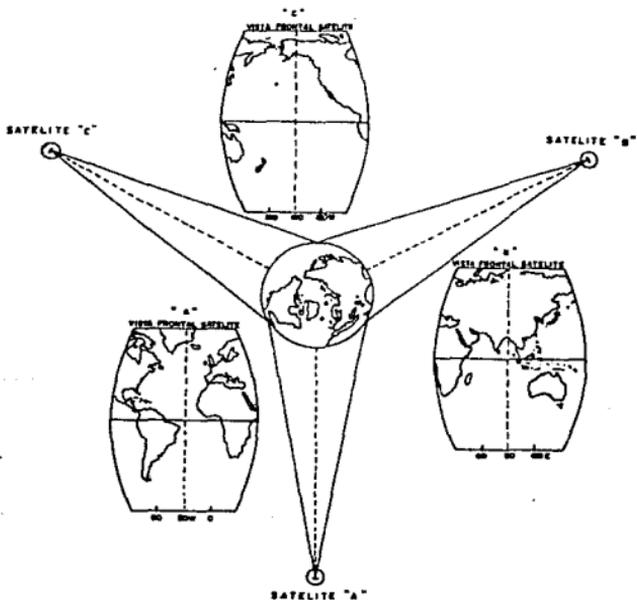


FIG. 1.3.3 VISTAS FRONTALES DE LOS SATELITES

Y en la siguiente ilustración se muestran las distancias y tiempos de propagación de un satélite Geoestacionario.

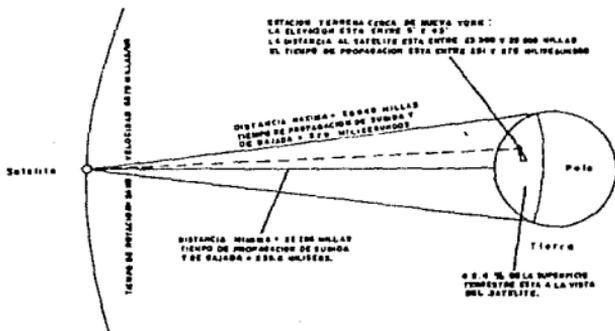


FIG. 1.3.4 DISTANCIA Y TIEMPO DE PROPAGACION DE UN SATELITE

1.3.1 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LA ORBITA GEOESTACIONARIA.

VENTAJAS:

- 1.-El satélite se mantiene casi estacionario con respecto a las antenas de la estación terrena.
- 2.-No hay interrupciones en la transmisión.
- 3.-Tres satélites son suficientes para una cobertura total de la Tierra.
- 4.-Un 42.4 % de la superficie de la Tierra, tiene en línea de vista a un satélite Geoestacionario por la distancia a la que se encuentra, debido a esto un gran número de estaciones terrenas pueden intercomunicarse.
- 5.-Casi no existe el efecto DOPPLER.

DESVENTAJAS:

- 1.-No se cubren las latitudes mayores de 81.25 Norte y Sur.
- 2.-Existe una atenuación considerable y el tiempo de retraso es de 240 milisegundos.

$$v = \frac{D}{T} \Rightarrow T = \frac{D}{v} = \frac{36000 \text{ km}}{3 \times 10^8 \text{ m/s}} = \frac{36000 \times 10^3 \text{ m}}{3 \times 10^8 \text{ m/s}} = 0.12 \text{ seg}$$

$$T \times 2 = 0.24 \text{ seg} \Rightarrow \underline{\underline{240 \text{ mseg}}}$$

I.4 CARACTERISTICAS DE LOS SATELITES MORELOS

Los satélite Morelos, pertenecen a la série HS-376. como muestra la figura 1.4.1.

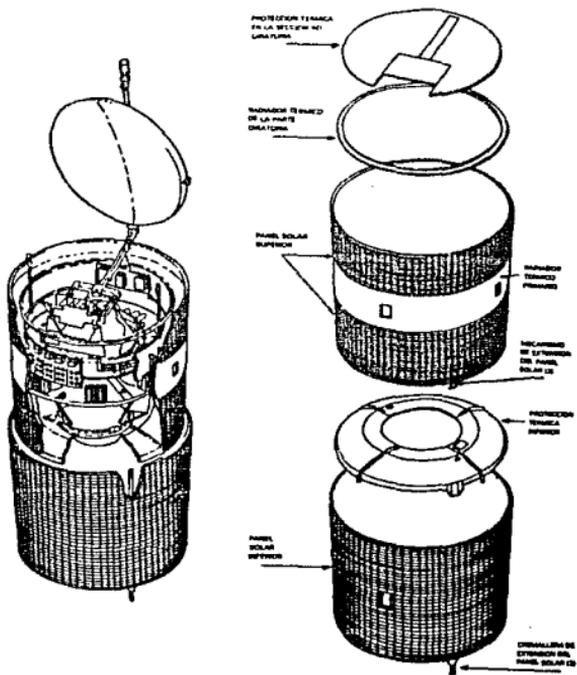


FIG. 1.4.1 VISTA SECCIONADA DEL SATELITE MORELOS.

El modelo básico de ésta serie fué diseñado a fin de adaptarlos a la amplia variedad de requerimientos de comunicación de los diversos usuarios de estos satélites.

En forma general se puede decir que todos los satélites utilizan los subsistemas de propulsión, control de posición, potencia, térmico, telemetría y comando; Diferenciándose básicamente en lo que respecta al subsistema de comunicaciones, el cuál se diseña específicamente para cada programa de acuerdo a las necesidades de los usuarios. Antes de los satélites Morelos, se han producido un total de 25 satélites de la serie HS-376, comprobándose ampliamente su funcionamiento.

Las características de los dos satélites son idénticas. Cada uno tiene 22 repetidores ó Transpondedores (18 de estos operan en la frecuencia de 6/4GHz. y los 4 restantes en la frecuencia de 14/12 GHz.).

La longitud total del satélite es de 2.85 mts. en su posición de almacenaje durante el lanzamiento, de 6.62 mts. una vez que la antena parabólica ha sido desplegada y se han extendido los paneles solares, el diámetro exterior del satélite es de 2.16 mts.

El peso del satélite es de 1240 kg en su órbita de transferencia, 666 kg en la órbita Geoestacionaria al inicio de su vida y de 521 kg al final de su vida útil cuando ya se ha consumido el combustible empleado para su mantenimiento en órbita e inclinación. Los paneles solares proporcionan potencia de 940 y 760 watts al principio y al final de su vida útil respectivamente. Durante los eclipses, es posible contar con 830 watts a partir de dos grupos de baterías de Nickel-Cadmium.

Las dos partes principales del satélite son la sección giratoria, en donde se alojan los subsistemas de propulsión, energía y control de inclinación, y la plataforma fija orientada hacia la Tierra, que contiene el subsistema de comunicaciones, las antenas parabólicas, planar, telemetría y comando. Una unidad de soporte y transferencia de energía proporciona la interface rotatoria entre las dos secciones.

La antena parabólica está compuesta de dos reflectores polarizados ortogonalmente, uno detrás de otro, con distintos puntos focales y con diámetro de 1.8 mts. El reflector frontal polarizado horizontalmente es transparente a las señales polarizadas verticalmente las cuales inciden en el reflector posterior.

I.4.1 SUBSISTEMA DE COMUNICACIONES

El subsistema de comunicaciones consiste de una sección de antenas y de repetidores de conversión, siempre equipados con 22 canales ó Transpondedores que operan en las bandas 6/4 GHz (banda C) y 14/12 GHz (banda ku). La sección en 6/4 GHz emplea la técnica de reutilización de frecuencias para proporcionar 12 canales de banda angosta (36 MHz de ancho de banda) con amplificadores a base de tubos de onda progresiva (TOP) de 7 watts cada uno y 6 canales de banda ancha (72 MHz) con TOP'S de 10.5 watts.

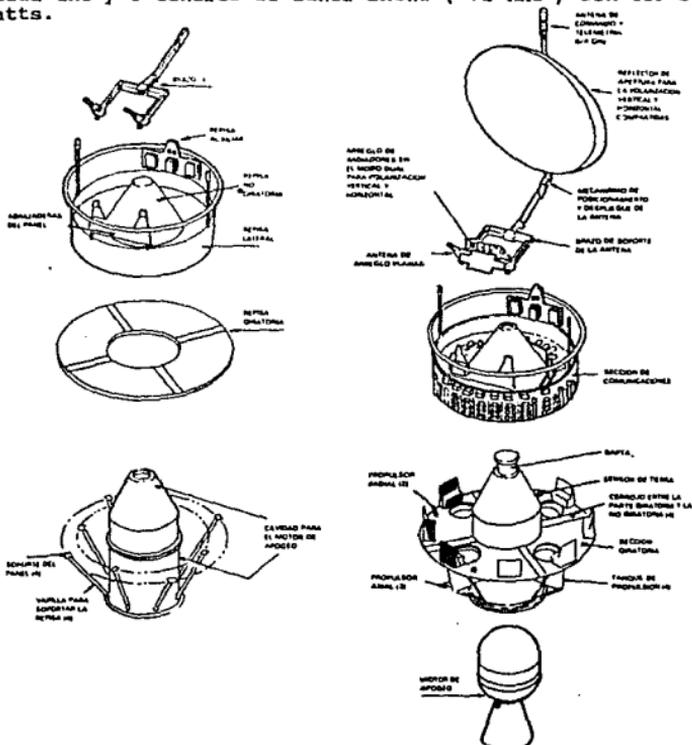


FIG. 1.4.2 SUBSISTEMA DE COMUNICACIONES

El plan de frecuencias en banda C se muestran en la fig. 1.4.3

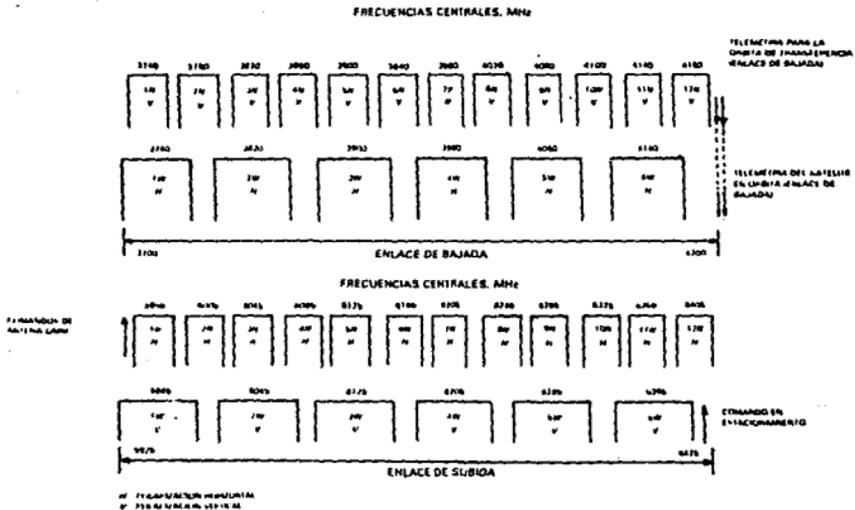


FIG. 1.4.3 PLAN DE POLARIZACION Y FRECUENCIAS DE LA BANDA C

La sección 14/12 GHz del subsistema proporciona 4 canales de 108 MHz. de ancho de banda, con TOP'S de 19.4 watts cada uno en la misma polarización.

La inclusión en el satélite del repetidor en banda ku, fué posible gracias a la optimización en el diseño del repetidor de banda C, así como, en el subsistema de antena. El plan de frecuencia de los canales en banda ku se muestra en la fig. 1.4.4.

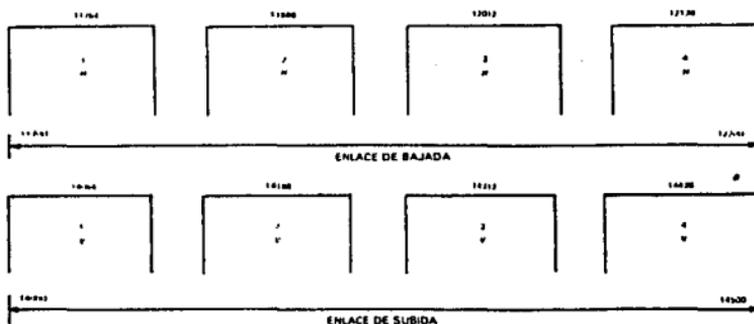


FIG. 1.4.4 PLAN DE POLARIZACION Y FRECUENCIAS DE LA BANDA KU

1.4.1.1 REUTILIZACION DE FRECUENCIAS

El desarrollo de los métodos de reutilización de frecuencias está orientado a aumentar la capacidad de los sistemas de satélites. El espectro disponible en cualquier banda es finito, y los transpondedores comparten la anchura efectiva total: en las bandas de frecuencias de 6/4 GHz y 14/12 GHz, la anchura disponible es de 500 MHz y la de cada repetidor es de 36, 72 o 108 MHz respectivamente.

(Para los satélite Morelos, solo se utiliza la reutilización en la banda de 6/4 GHz.)

Existen dos procedimientos mediante el cuál puede efectuarse la reutilización de frecuencia:

- a) Reutilización de frecuencia por aislamiento espacial (separación de haz)
- b) Reutilización de frecuencia por polarización doble, que se realiza mediante la discriminación por polarización.

En la primera, las mismas bandas de frecuencia son transmitidas por las antenas de satélite utilizando diferentes transpondedores, por medio de haz direccional y con separación espacial.

Este método ha sido aplicado en los satélites INTELSAT IV, que utiliza haces separados denominados Hemisféricos para la cobertura de la cuenca oceánica oriental y occidental. El aislamiento de la antena entre los haces es superior a 27 dB. Este aislamiento espacial proporciona una capacidad de anchura de banda de 800 MHz para el espectro de 500 MHz. fig. 1.4.5.A.

En el segundo procedimiento (denominado también polarización ortogonal), las mismas bandas de frecuencia son transmitidas por las antenas de satélite a través de los diferentes transpondedores, utilizando dos polarizaciones ortogonales de la onda de alta frecuencia en la misma zona de cobertura; Las dos polarizaciones pueden ser lineales (horizontales y verticales) ó circulares (polarización circular dextrógira (PCD) y levógira (PCL)). los satélites de comunicaciones de E.E.U.U., INTELSAT V, así como los Morelos emplean esta técnica de polarización ortogonal para duplicar el número de canales. fig. 1.4.5.B

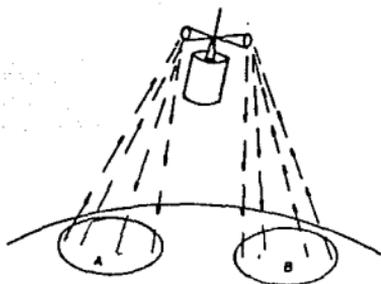


Figura 1.4.5.A. En ésta técnica se utiliza dos veces la misma frecuencia, la primera con línea continua y una flecha sube con 6 GHz y baja con 4 GHz; la segunda con línea continua y dos flechas, sube y baja en las mismas frecuencias.

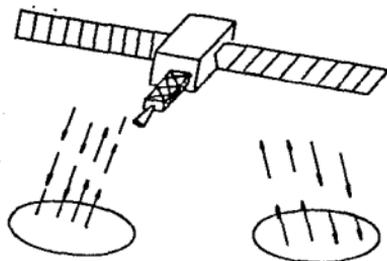


Figura 1.4.5.B.

	V E N T A J A S	D E S V E N T A J A S
<p>MENORES A 10 GHZ</p>	<p>1.-Menor absorción atmosférica. 2.-Menor ruido. 3.-Se tiene una tecnología bien desarrollada. 4.-Menor atenuación</p>	<p>1.-Las bandas son compartidas con servicios terrestres. 2.-Congestionamiento de la órbita.</p>
<p>MAYORES A 10 GHZ</p>	<p>1.-Menor interferencia. 2.-Se pueden compartir con servicios terrestres. 3.-Facilidad en la órbita.</p>	<p>1.-Mayor atenuación. 2.-Mayor efectos por lluvia y gases atmosféricos.</p>

TABLA 1.

VENTAJAS Y DESVENTAJAS EN FRECUENCIAS MAYORES Y MENORES A 10 GHZ

Las características más importantes del subsistema de comunicaciones se resumen en la tabla 2.

Descripción	Características	
	Banda C	Banda Ku
Número de canales	12 de banda angosta 6 de banda ancha	4
Ancho de banda de los canales (MHz)	36 banda angosta 72 banda ancha	108
Espaciamiento de canal MHz	40 para banda angosta 80 para banda ancha	124
Potencia de salida de los TWT	7.0 banda angosta 10.5 banda ancha	19.4
Bandas de frecuencia GHz		
Recepción	5.925 a 6.425	14.0 a 14.5
Transmisión	3.7 a 4.2	11.7 a 12.7
Antena		
Recepción	71 pulgadas diámetro del reflector	Arreglo plano
Transmisión	71 pulgadas diámetro del reflector	71 pulgadas diámetro del reflector
Receptor	Solamente MIC	Solamente MIC
Control de ganancia de canal	0.3 a 9 dB desecionable	0.3 a 9 dB desecionable
Filtros		
Entrada	Cáscara, casi elíptica	Guía de onda casi elíptica
Salida	Modo doble, guía de onda casi elíptica	Modo doble, guía de onda casi elíptica

TABLA 2. CARACTERÍSTICAS DEL SISTEMA DE COMUNICACIONES

Las características del subsistema de comunicaciones para los parámetros de la relación GANANCIA A TEMPERATURA DE RUIDO (G/T), y Potencia Isotrópica Radiada Efectiva (PIRE) se muestra en la tabla 3.

Parámetro	Banda C		Banda Ku
	Banda Angosta	Banda Ancha	
G/T			
Ganancia mínima de antena receptora. dB	31.3	29.4	30.5
Temperatura de ruido de Antena receptora. °K	290	290	290
Figura de ruido del repetidor. dB	27.6	27.6	27.6
G/T. dB/°K	3.7	0.6	1.0
PIRE			
Salida de los TWT. dBW	8.7	10.4	12.9
Pérdidas en la salida. dB	1.2	1.1	0.8
Ganancia mínima de la antena transmisora. dB	28.5	29.7	32.2
PIRE. dBW	36.0	39.0	44.3
Densidad de flujo de saturación	-89.5 dBW	85.9 dBW	-88.8 dBW

TABLA 3. PARAMETROS DE LA RELACION GANANCIA A TEMPERATURA DE RUIDO

El siguiente diagrama muestra a cuadros simplificados el subsistema de comunicaciones :

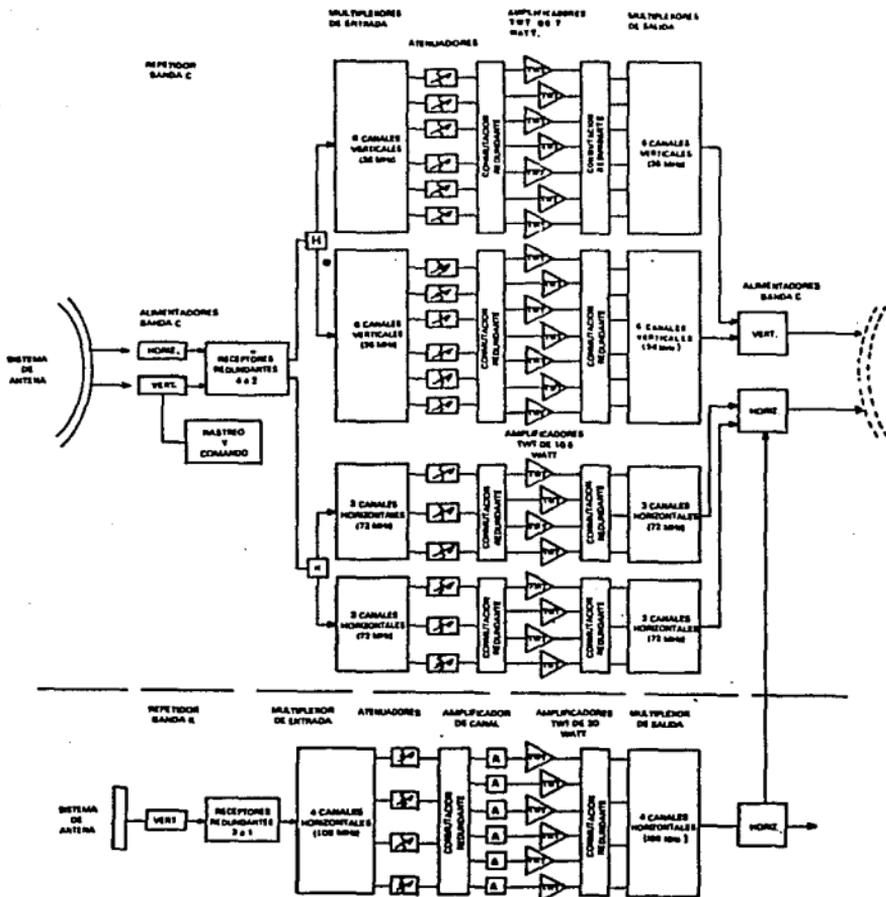


FIG. 1.4.6 DIAGRAMA FUNCIONAL DEL SUBSISTEMA DE COMUNICACIONES

Las señales en 6 GHz se reciben mediante la antena del reflector parabólico y se traslada a la banda de 4 GHz en 2 de los 4 receptores redundantes de banda ancha.

Los canales pares e impares se canalizan por separado en la entrada de los multiplexores. La ganancia de cada canal se selecciona por medio de un atenuador comandable desde Tierra y dichos canales son enrutados a los amplificadores de TOP'S.

Los multiplexores de salida combinan los canales pares e impares separadamente antes de enviarlos al alimentador de la antena parabólica.

En la carga útil de la banda KU, las señales del enlace ascendente en 14 GHz son recibidas por una antena de tipo planar, que se describirá posteriormente, y son transpuestas en la banda de 12 GHz en uno de los receptores de banda ancha redundante. Los canales se separan en grupos de pares e impares en los multiplexores de entrada. La cadena activa consiste en un amplificador de estado sólido y un amplificador de tubo de ondas progresivas, con redundancia de 6 por 4 esto es, 4 operativos y dos de respaldo. El multiplexor de salida combina los cuatro canales y los enruta hacia la antena parabólica para su transmisión hacia la Tierra.

I.4.1.2. EQUIPO REPETIDOR

El diseño de receptores para la banda C y Ku es a base de circuitos integrados de estado sólido, que utilizan un pre-amplificador de bajo nivel de ruido con transistor de efecto de campo, a fin de obtener un bajo nivel de temperatura de ruido del sistema, seguido por post-amplificadores de efecto de campo y bipolares. Los receptores son pequeños y de bajo peso, y su diseño con circuitos de estado sólido facilita su fabricación, ensamble e integración.

Los multiplexores de entrada de banda C emplean 18 filtros coaxiales de función Pseudo-elíptica (12 de banda angosta y 6 de banda ancha). Los multiplexores de banda angosta están divididos en dos grupos de 6 filtros cada uno; y los multiplexores de banda ancha en dos grupos de tres filtros cada uno. Los filtros de entrada en banda Ku están ubicados cerca de sus respectivos amplificadores de canal.

Los transpondedores angostos de banda C utilizan amplificadores de tubo de ondas progresivas (TOP'S) de 7 watts, con una redundancia de 14 por 12, divididos en dos grupos, es decir, que en cada grupo hay 6 TOP'S operativos y uno de respaldo; los transpondedores anchos de banda C utilizan amplificadores de TOP'S de 10.5 watts formados también en dos grupos con redundancia de 4 por tres cada uno, es decir; tres operativos y uno de respaldo. Los transpondedores en la banda Ku utilizan también amplificadores de TOP'S de 19.4 watts con redundancia de 6 por 4, esto es 4 operativos y dos de respaldo. Todos los TOP'S emplean cátodo de oxido y un diseño de colector triple que proporciona alta eficiencia y cumplen con los requisitos de linealidad. Las fuentes de energía de los TOP'S son regulares disipadores en serie, de bajo peso y tienen una alta eficiencia al final de su vida útil.

I.4.2 SUBSISTEMA DE ANTENAS

El subsistema de antenas de comunicaciones de los satélites Morelos, es un conjunto de varias antenas las cuales crean 6 diferentes haces de comunicación.

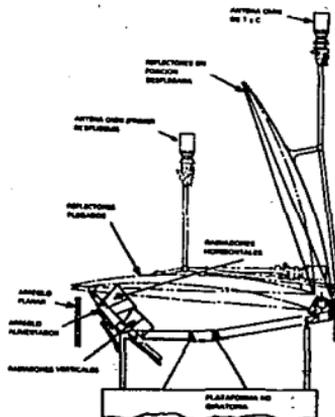


FIG. 1.4.7 SUBSISTEMA DE ANTENAS

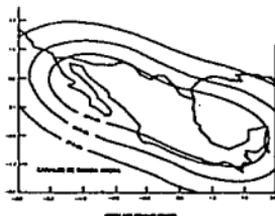
Todos los Haces, cuando son dibujados sobre perfiles de ganancias iguales, aparecen como líneas alrededor de México, vistos desde la Órbita Geoestacionaria.

El corazón del subsistema de antenas es un grupo de dos reflectores parabólicos localizados en el borde superior de la plataforma no-giratoria de cada satélite y orientados hacia el Centro de Control de México.

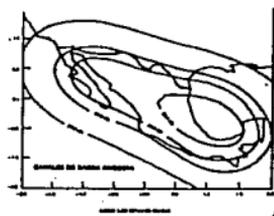
De los dos reflectores y sus correspondientes cornetas alimentadoras se obtienen 5 haces de comunicación. Estos son : transmisión y recepción en banda C con polarizaciones horizontal y vertical; y transmisión en banda Ku con polarización horizontal.

El sexto haz es producido por un arreglo planar el cuál esta diseñado para operar en un espectro de frecuencia de 14.0 a 15.0 GHz, proporcionando la recepción en banda Ku con polarización vertical.

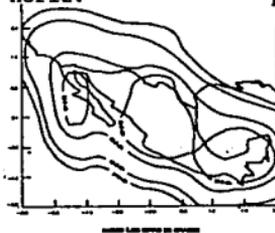
Los contornos de cobertura pronosticados se muestran en las figuras : 1.4.8.a,b,c,incluyendo los efectos de error de apuntamiento del haz de la antena.



a Ganancia de la antena transmisión banda C polarización horiz.



b Ganancia de la antena transmisión banda C polarización vert.



c Ganancia de la antena transmisora banda Ku polarización horizontal

I.4.2.1 REFLECTOR PARABOLICO

La antena de tipo reflector parabólico proporciona los haces para los enlaces ascendentes y descendentes con una eficiente transmisión y recepción de las señales de comunicación en banda C y permite la transmisión de señales en banda Ku.

La antena también se emplea para el envío de señales de radiofaro, telemetría, medición de distancia y recibe señales de comando para el subsistema de control de posición.

El arreglo de alimentadores polarizados verticalmente consiste de 13 cornetas alimentadoras y sus redes de distribución de energía; esas cornetas son reutilizables a través de diplexores para ambas coberturas de transmisión (6 GHz) y recepción (4 GHz).

El arreglo de alimentadores polarizados horizontalmente consiste en 8 cornetas alimentadoras y sus respectivas redes de distribución. Siete de las cornetas contienen diplexores de las bandas C y Ku, para operar en tres bandas de frecuencias (4,6, y 12 GHz). Las dimensiones de las cornetas alimentadoras han sido optimizadas para cubrir todo el territorio mexicano.

I.4.2.2. ARREGLO PLANAR

La antena de tipo planar proporciona la recepción de las señales de comunicación en banda Ku. El arreglo tiene 32 elementos ranurados idénticos cuyas dimensiones son de 85 cm² aproximadamente.

El arreglo está ubicado directamente enfrente del conjunto de cornetas y por encima del panel solar, para evitar obstrucción de la vista hacia México, dicho arreglo estará protegido del ambiente solar/térmico por el mismo tipo de protector solar de germanio que es comúnmente utilizado en todos los reflectores parabólicos de los satélites de la serie HS-376.

La fig. 1.4.9 muestra un prototipo que ha demostrado que es posible formar el haz apropiado a partir de las excitaciones de energía y fase en los segmentos del arreglo, determinados teóricamente.

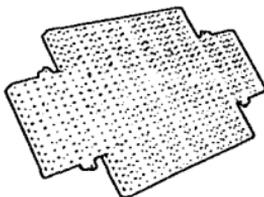


Fig. 1.4.9 ARREGLO PLANAR PARA LA RECEPCION EN BANDA KU

I.4.3 SUBSISTEMA DE TELEMETRIA. COMANDO Y RANGO.

TELEMETRIA.- Es cualquier información que pueda transmitir el satélite a la estación terrena a fin de obtener el conocimiento sobre el estado de operación de los satélites, incluyendo mediciones de temperatura, regimenes de carga de las baterías, voltaje , posición, sistemas de conmutación, apagado y encendido de equipos y orientación de las antenas. Como se muestra en la figura 1.4.10.

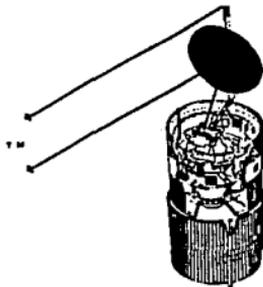


FIG. 1.4.10 SUBSISTEMA DE TELEMETRIA

Transmite la información en frecuencias portadoras empleando modulación por pulsos codificados (PCM) ó en frecuencias (FMRT y NUTACION).

Para modulación PCM el recorrido comienza en el sensor de la batería pasando por el codificador de giro, por el de no giro, y por el transmisor de telemetría, donde la información es modulada. En este punto tenemos la opción de escoger la transmisión por cornetas y plato ó por su amplificador TWT y la antena OMNI. Esta información es modulada en PSK en una subportadora de 32 KHz cuyo baudaje es de 1 Kbps.

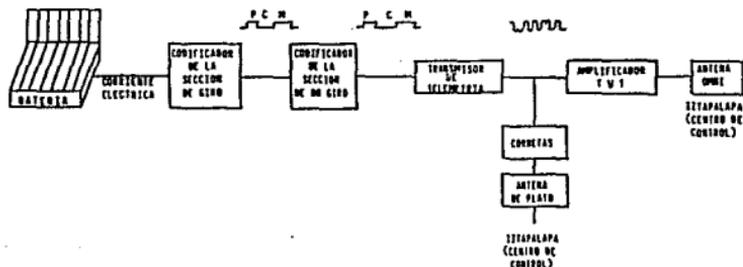


FIG. 1.4.11 DIAGRAMA A BLOQUES

Otra forma como se mencionó, es la telemetría en tiempo real (FMRT), la cuál se genera utilizando pulsos de Sol, pulsos de Tierra, y pulsos de sincronización, conocidos como MIP'S . Esta información es enviada al Centro de Control, modulada en FM sobre una subportadora de 14.5 KHz.

La información de telemetría es particularmente útil para conocer la posición del satélite en el espacio y mediante ésta, los ingenieros de DINAMICA ORBITAL pueden conocer la órbita en la cuál se mueve el satélite, y si su eje de giro está perfectamente alineado, o sufre alguna desviación.

NUTACION.- Es una forma de telemetría producida por los acelerómetros que emiten una señal cuando alguna fuerza es aplicada al satélite de forma axial. La información recabada por éstos sensores es particularmente útil para que el sistema de orientación pueda corregir cualquier desequilibrio en giro del satélite. Esta señal es de forma senoidal como se puede apreciar en la figura 1.4.12.



FIG. 1.4.12 MODO DE FM NUTACION

COMANDO.- es una señal enviada de la estación de control al satélite con el objeto de modificar la configuración de algún subsistema del satélite, el comando es enviado a través de la antena de plato pasando por los receptores de comando, y después por los decodificadores que se encargan de enrutar el comando hacia el subsistema del satélite, cuya configuración será modificada. Esta es la forma usual de comandar cuando el satélite se encuentra ya colocado en el espacio. Como es el caso de los satélites Morelos.

Otra trayectoria que puede seguir el comando es pasar por la antena OMNI, esta última trayectoria es la que se utiliza durante la puesta en órbita del satélite, pues la antena de plato todavía no está levantada. Esta trayectoria se observa en el siguiente diagrama a bloques.

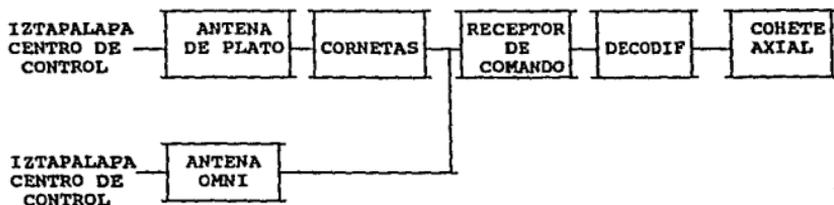


FIG. 1.4.13 SEGUIMIENTO DE UNA SEÑAL DE COMANDO

RANGO .-Se denomina al procedimiento de medir la distancia entre la estación terrena y el satélite. En la medición, se envía una señal de baja frecuencia al satélite, este la regresará a la estación terrena. Midiendo el tiempo que tardó la señal en su recorrido y la fase de llegada a la estación terrena. Así es posible conocer con suficiente precisión la distancia al satélite.

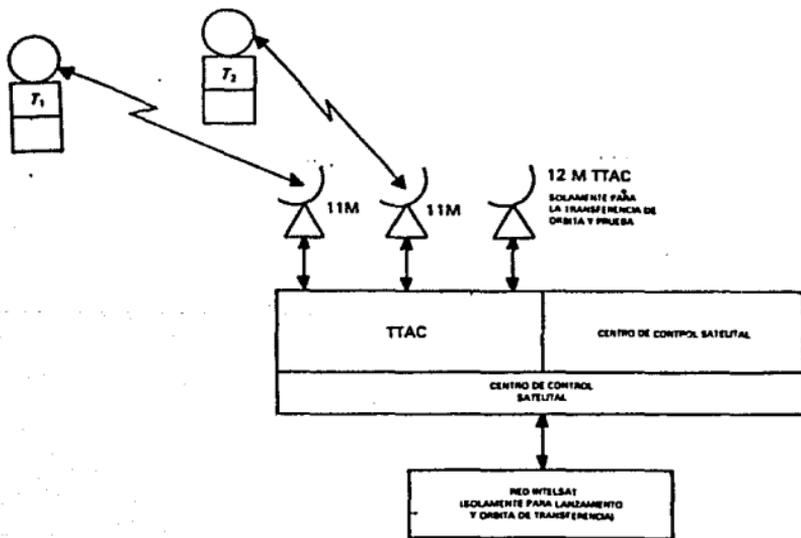


FIG. 1.4.14

I.4.4. SUBSISTEMA TERMICO

Su función es controlar las temperaturas en el satélite, para lo cuál se utilizan cubiertas térmicas aislantes que lo protegen del calentamiento producido por el encendido del motor de apogeo, así como de los subsistemas de comunicaciones, rastreo, telemetría y comando.

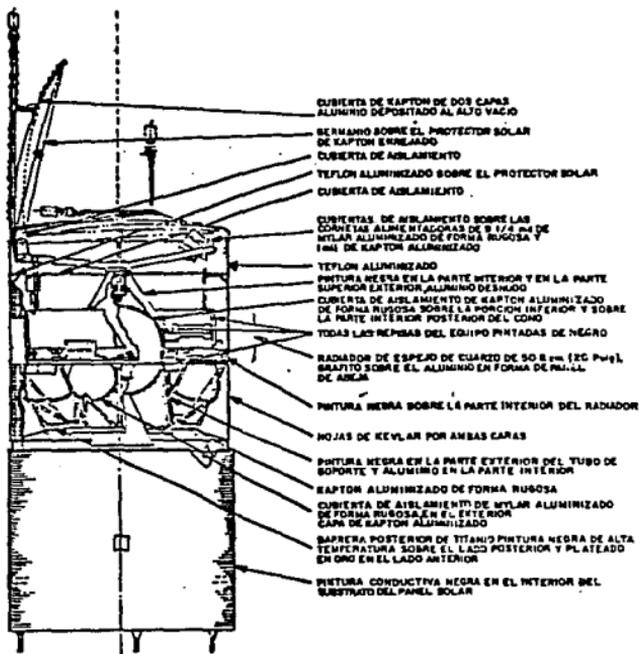


FIG. 1.4.15 SUBSISTEMA TERMICO

Los satélites tienen 36 sensores de temperatura distribuidos en lugares estratégicos, que aprovechando la telemetría envían información al Centro de Control para la evaluación de todo el subsistema térmico.

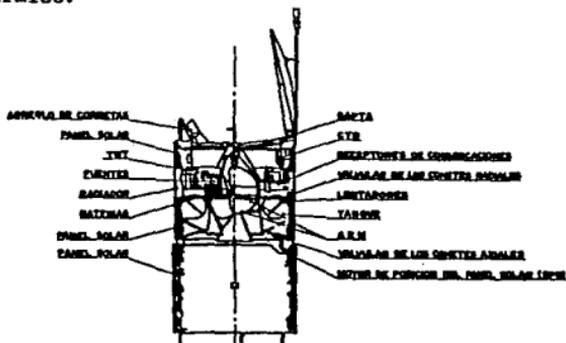


FIG. 1.4.16 SENSORES DE TEMPERATURAS

Debido a que el subsistema de propulsión y las baterías deben de trabajar dentro de cierto rango de temperatura, se utilizan calentadores para mantener el control térmico tanto en las válvulas y líneas del subsistema de propulsión para que el combustible nunca se congele, como en las baterías, para que estas nunca bajen a más de 4 grados centígrados.



FIG. 1.4.17 SUBSISTEMA DE TEMPERATURAS

En la parte media del panel solar superior se encuentra localizado un radiador térmico de cuarzo, que sirve principalmente para cubrir de la radiación solar al satélite y disipar el calor de los amplificadores (TWT'S), empleando una pantalla solar y una cubierta aislante multicapa.

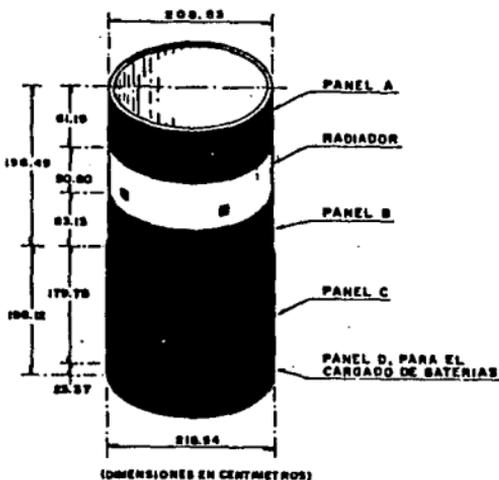


FIG. 1.4.18 PANELES SOLARES

I.4.5 SUBSISTEMA DE PROPULSION

Este subsistema ubicado en la parte giratoria del satélite, esta constituido por 4 tanques coniesféricos donde se almacena combustible (hidrazina). Estos 4 tanques se encuentran divididos por dos subsistemas independientes unidos por medio de un tubo conector. El tubo se acciona mediante una válvula de cerrojo, la cuál puede abrirse para permitir la distribución del propelante.

El combustible está calculado para 9 años de vida del satélite. Dentro de este subsistema se incluyen los dos motores [apogeo AKM y perigeo PAM], que se utilizarón durante el lanzamiento y puesta en órbita del satélite.

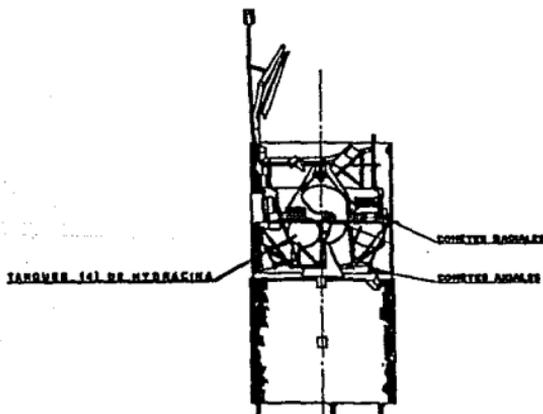


FIG. 1.4.19 SUBSISTEMA DE PROPULSION

Quando la estación de control en tierra detecta desviaciones en la velocidad o posición del satélite, se envían comandos para operar los propulsores del sistema. La señal provoca la apertura de las válvulas del propulsor y la hidrazina entra en una cámara de combustión y mediante un proceso catalítico se descompone y genera el impulso necesario para realizar los ajustes indicados.

1.4.6 SUBSISTEMA DE ORIENTACION

Debido a que las fuerzas gravitacionales principalmente de la Tierra, la Luna y el Sol; así como fuerzas de tipo electromagnético influyen en la posición del satélite, éste ha sido dotado de equipo de teledetección, que permite conocer la dirección donde se encuentra la Tierra y el Sol, a fin de contar con información para su correcto posicionamiento.

El subsistema proporciona control de velocidad, de estabilización y de rotación, además de controlar la orientación de la antena parabólica; maniobras que son efectuadas por cuatro propulsores comandados desde Tierra.

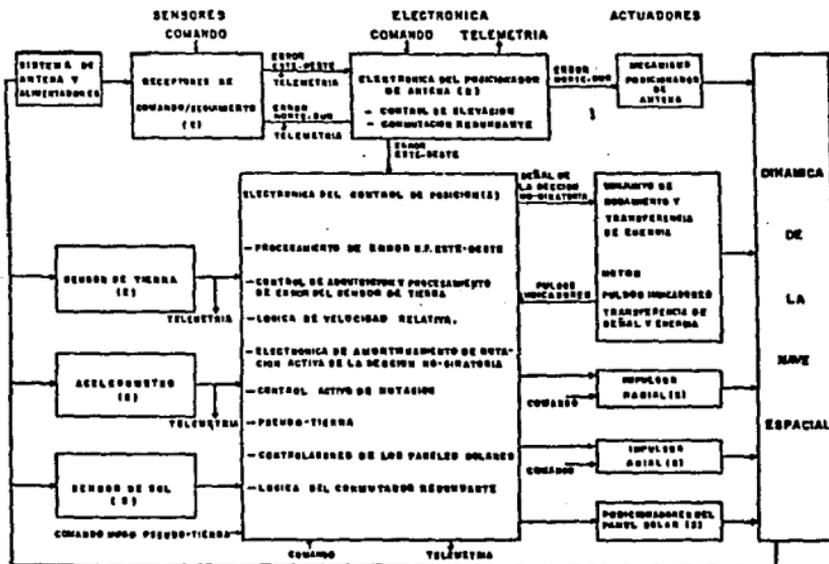


FIG. 1.4.21 DIAGRAMA A CUADROS DEL SISTEMA DE CONTROL DE POSICION

El satélite posee 2 sensores de movimiento llamados ACELEROMETROS los cuales sirven para detectar cualquier proceso de desestabilización en el giro del satélite, que será la llamada NUTACION, que consiste cuando el satélite, en lugar de girar sobre su eje AXIAL, busca otro eje de giro, esto es muy parecido a lo que hace un trompo cuando va a dejar de girar y trata de girar inclinado, tendiendo a lo que llamamos (en lenguaje de satélites) girar en plano, lo cuál podría ser muy peligroso para los componentes del satélite. Para remediar esta posible desestabilización los satélites van equipados con un sistema llamado DANDE, el cuál recibe la señal de los acelerómetros y corrige la desestabilización mediante movimientos sincronizados de la antena de plato. Si DANDE no llegará a corregir el problema, actuaría otro sistema llamado ANC, que utilizando uno de los cohetes axiales corregiría la desestabilización.

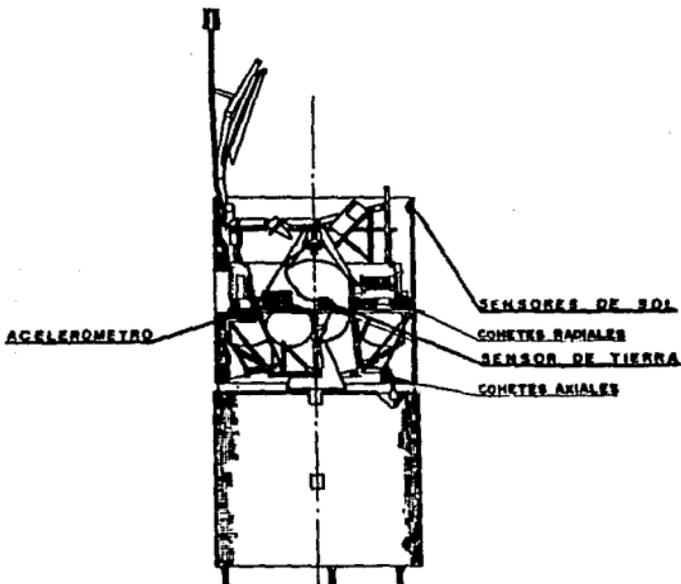


FIG. 1.4.22 SUBSISTEMA DE ORIENTACION

Los satélites tienen básicamente dos formas de apuntamiento de su antena de plato; el MODO DE TIERRA y el MODO DE BEACON.

MODO DE TIERRA.- El satélite utilizando uno de sus sensores de Tierra se apunta a nuestro planeta. El sensor detecta calor generado por la Tierra, este modo de apuntamiento a veces tiene problemas con lo que llamamos INTERFERENCIAS DE LUNA. En las que el sensor detecta también el calor generado por la Luna.

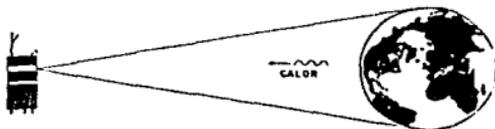


FIG. 1.4.23 APUNTAMIENTO MODO DE TIERRA

MODO BEACOM.- Es el más preciso, donde el satélite se apunta hacia la estación de control utilizando una señal enviada por el mismo centro. Esta es la forma más comunmente utilizada en el apuntamiento de satélites de comunicaciones.

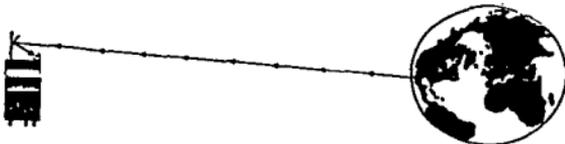


FIG. 1.4.24 APUNTAMIENTO MODO BEACOM

Para tener un buen apuntamiento este subsistema tiene sensores de Tierra, sensores de Sol, y pulsos de sincronización llamados MIP'S. Los sensores de Sol producen pulsos en el momento que detectan la luz solar, mientras que los MIP'S se generan 2 por cada periodo de rotación de la parte de GIRO del satélite.

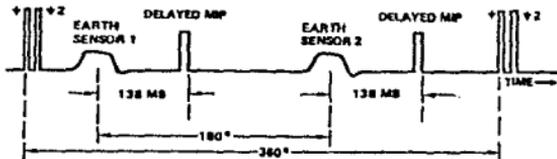
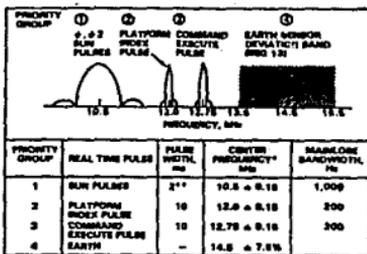


FIG. 1.4.25

La información de este subsistema es enviado al Centro de Control en las formas de TELEMETRIA EN TIEMPO REAL, y NUTACION para su evaluación.



*WHEN MORE OF THESE PULSES IS PRESENT, A CONTINUOUS TONE OF 15,750 \pm 0.2 MHz IS TRANSMITTED.
**SUN CHORD.

FIG. 1.4.26

I.4.7 SUBSISTEMA DE POTENCIA

Este subsistema se encarga de alimentar con energía eléctrica todos los componentes del satélite, la fuente de energía son los paneles de celdas solares de tipo telescópico los cuales forman un cilindro de 2 mts de diámetro y 4 mts de altura, dichas celdas generan una energía eléctrica de 962 watts al inicio de la vida de cada satélite, y 777 watts al final. A fin de que el satélite permanezca activo durante las 24 hrs del día. Se incluyen baterías para operar durante el eclipse de Tierra o de Luna, es decir, cuando la sombra de estos cuerpos celestes cubren al satélite.

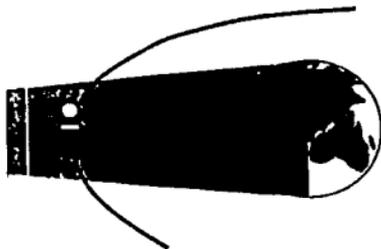
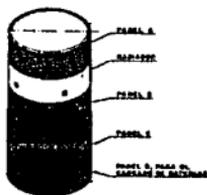


FIG. 1.4.27 SUBSISTEMA DE POTENCIA

El satélite en la época de Equinoccio durante 45 días, una hora cada noche deja de recibir la energía solar. Durante esa hora la energía necesaria para el funcionamiento del satélite la proporcionan 8 paquetes de baterías de 1.5 volts c/u y un sistema de regulación de voltaje.

Las baterías después de los eclipses son recargadas aprovechando la energía de las celdas solares, lo que se logra mediante los comandos apropiados. Para que las baterías tengan una larga vida, deben ser reacondicionadas antes de cada período de eclipses (esto es, se descargan completamente, y posteriormente se cargan a su máxima capacidad), este proceso dura aproximadamente 1 semana por cada batería.

En la fig. 1.4.28 se pueden apreciar 7 de los 8 paquetes de baterías.



FIG. 1.4.28 PAQUETE DE BATERIAS

Cuando el satélite es iluminado por el sol, recibe energía eléctrica primaria desde los paneles solares ubicados en la superficie de la estructura cilíndrica. Cada sección de los paneles esta conectada a limitadores de voltaje que mantienen el voltaje de 30 ± 0.5 volts, excepto por períodos breves después de los eclipses, que es cuando el voltaje puede elevarse hasta 42.5 volts.

Estos limitadores de voltaje mandan directamente energía a las unidades que las requieren. De igual forma alimentan dos baterías de Niquel-Cadmio localizadas en la sección giratoria del satélite, las que almacenan la energía. Por medio de controladores de carga y descarga se mantiene siempre un suministro de energía, a un mismo voltaje desde los paneles solares hacia las baterías, y desde estas a las unidades que lo requerirán.

Quando acontece un eclipse, los relevadores eléctricos, que detectan la baja energía, conectan automáticamente las baterías, de manera que estas proporcionan energía secundaria al satélite.

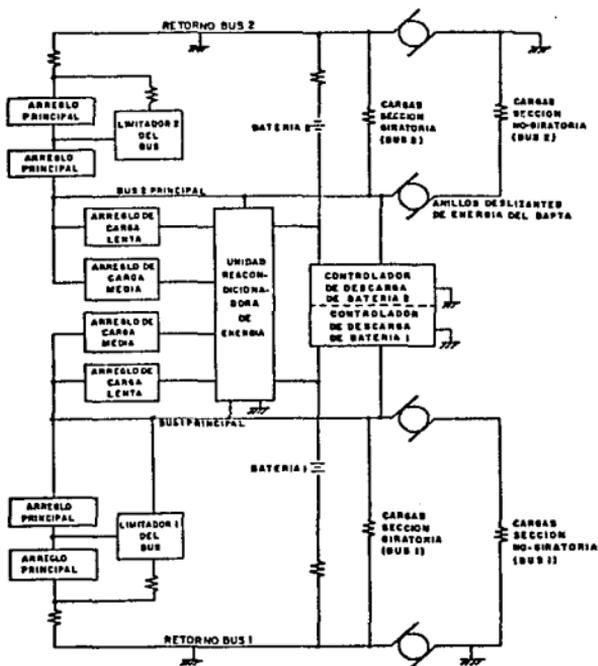


FIG. 1.4.29 SUBSISTEMA DE ENERGIA

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

CAPITULO II

TECNICAS DE MODULACION DIGITAL

II.1 INTRODUCCION

La modulación dentro de los sistemas de comunicación es la variación sistemática de alguna característica de la onda portadora, como la amplitud, la fase o la frecuencia, de acuerdo con una función de la señal mensaje.

Algunas razones para modular la onda portadora serían :

- 1.-Facilidad de radiación.
- 2.-Reducción de ruido e interferencia.
- 3.-Para la asignación de canales.
- 4.-Para la transmisión multiplex.
- 5.-Para superar las limitaciones del equipo.

FACILIDAD DE RADIACION .-Para la radiación de energía electromagnética se requiere de antenas cuyas dimensiones físicas sean por lo menos $1/10$ de su longitud. Esto se logra utilizando el traslado de frecuencias en los cuales las señales se pueden acceder sobre una portadora de alta frecuencia, reduciéndose sustancialmente el tamaño de la antena.

REDUCCION DE RUIDO E INTERFERENCIA .-Aunque el ruido no es posible eliminarlo totalmente de los sistemas, la interferencia si es factible, requiriéndose para ello un gran ancho de banda de transmisión, reflejándose generalmente en el costo.

ASIGNACION DE FRECUENCIAS .-Debido a la translación de las señales a frecuencias portadoras más altas, es posible asignarles una determinada frecuencia con la seguridad de que no existirá interferencia o traslapo de señales.

TRANSMISION MULTIPLEX .-Como las señales en banda base ocupan aproximadamente el mismo ancho de banda, es necesario modularlas para poderlas reacomodar o multiplexar con diferentes frecuencias y así transmitir las simultáneamente por un solo canal.

LIMITACIONES DEL EQUIPO.- Para poder diseñar el equipo de los sistemas, es necesario modular las señales, con la finalidad de tenerlas dentro de un rango de frecuencias donde se trabaje el equipo en diseño mínimo. Esto es, tener las frecuencias en un rango donde se puedan procesar para optimizar los diseños de los equipos.

Existen dos tipos de modulación, la primera DE ONDA CONTINUA; donde un parámetro de una portadora de alta frecuencia se varía proporcionalmente a la señal mensaje de manera que exista una correspondencia de uno a uno entre el parámetro y la señal mensaje.

Dentro de ésta modulación encontramos dos formas: La Modulación Lineal y Modulación Angular.

En la modulación Lineal tenemos :

- Modulación en doble banda lateral.
- Amplitud modulada.
- Modulación de banda lateral única.
- Modulación de banda lateral residual.

Para la Modulación Angular se tiene:

- La modulación angular de banda estrecha.
- La modulación angular de banda ancha.

Y la segunda modulación es POR PULSOS; donde la forma de onda del mensaje se muestrea en intervalos discretos de tiempo y amplitud.

Esta modulación se subdivide en dos :

- Modulación analógica por pulsos.
- Modulación digital por pulsos.

La modulación analógica por pulsos se divide en :

- Modulación de amplitud por pulsos (PAM).
- Modulación por anchos de pulsos (PWM).
- Modulación por posición de pulsos (PPM).

Y la modulación digital por pulsos en :

- Modulación por pulsos codificados (PCM).
- Modulación ADPCM.
- Modulación DELTA.

En la modulación por pulsos, algún parámetro de cada pulso se modula por un valor muestra particular del mensaje, y en donde los pulsos son muy cortos en comparación con el tiempo entre ellos. Esto ofrece dos ventajas de la modulación por pulsos sobre la modulación de onda continua: La primera, en donde la potencia transmitida se puede concentrar en ráfagas cortas en vez de ser enviadas en forma continua y la segunda en donde los intervalos entre pulsos pueden ser llenados con valores muestra de otros mensajes transmitiéndose por un solo sistema de comunicación, llamándose esto como multicanalización por división en tiempo (TDM).

Existen varios factores para que la señalización digital sea de uso común.

- 1.- El uso extendido de las computadoras en el manejo de toda clase de datos.
- 2.- La codificación de las señales digitales para reducir los efectos de ruido e interferencia.
- 3.- La simplicidad del diseño de los circuitos digitales.
- 4.- La creciente utilización y disponibilidad de las técnicas de procesamiento digital.

Por otro lado, hay señales que son digitales por naturaleza (datos de teletipo, salida de computadoras, etc.) pero muchas otras son analógicas, y si se desean transmitir en forma digital, primero deben ser muestreadas en forma periódica para después ser convertidas a muestras de amplitud discreta por medio de la cuantización.

II.2.

MODULACION ANALOGICA POR PULSOS

Esta se origina cuando se hace variar alguna de las características del pulso en correspondencia uno a uno con la señal mensaje.

Existen tres tipos de modulación que dependen de la característica del pulso :

- 1.- Modulación de amplitud por pulsos.
- 2.- Modulación por ancho de pulsos.
- 3.- Modulación por posición de pulsos.

II.2.1

MODULACION DE AMPLITUD POR PULSOS (PAM)

Consiste de una secuencia de pulsos de tope plano, en donde la amplitud del borde anterior del pulso corresponde al valor de la señal mensaje $m(t)$, siendo simplemente una operación de muestreo.

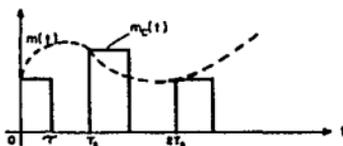


FIG. 2.2.1 MODULACION DE AMPLITUD POR PULSOS

II.2.2

MODULACION POR ANCHO DE PULSO (PWM)

Consiste en una secuencia de pulsos, donde el ancho de cada uno es proporcional a los valores de una señal mensaje en los instantes de muestreo. Como el ancho del pulso no puede ser negativo es necesario añadir una polarización de c.d. a la señal mensaje $m(t)$ antes de la modulación.

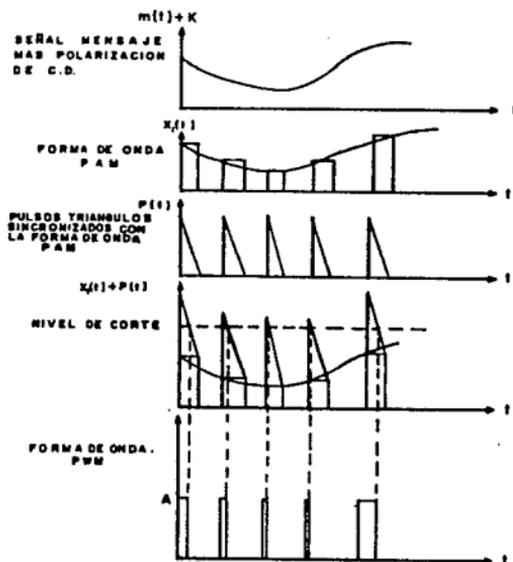


FIG. 2.2.2 GENERACION DE UNA FORMA DE ONDA (PWM)

II.2.3

MODULACION POR POSICION DE PULSOS (PPM)

Esta modulación consiste en el desplazamiento de los pulsos, de una referencia específica de tiempo que es proporcional a los valores de la muestra tomada de la señal portadora del mensaje. Al igual que PWM, hay que añadir una polarización de c.d para que la entrada del modulador PPM nunca sea negativa, no importa el valor que pueda tener el tiempo.

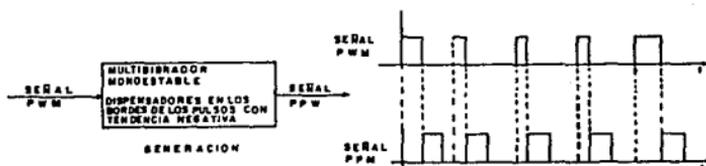


FIG. 2.2.3 GENERACION DE UNA FORMA DE ONDA (PPM)

PWM se coloca a la entrada del multivibrador, puesto en movimiento por transiciones que tienden a ser negativas de la señal de entrada. (la posición a tiempo de multivibrador es fija).

II.3

MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS (PCM)

Las señales analógicas o funciones suaves del tiempo que se van a transmitir en forma digital, deben primero ser MUESTREADAS en forma periódica y después ser convertidas a muestras de amplitud discreta por medio de la CUANTIZACION, para que a continuación sean CODIFICADAS y así poder transmitirse. La voz, t.v., facsimil y telemetría son ejemplos de señales analógicas que con frecuencia se transmiten digitalmente.

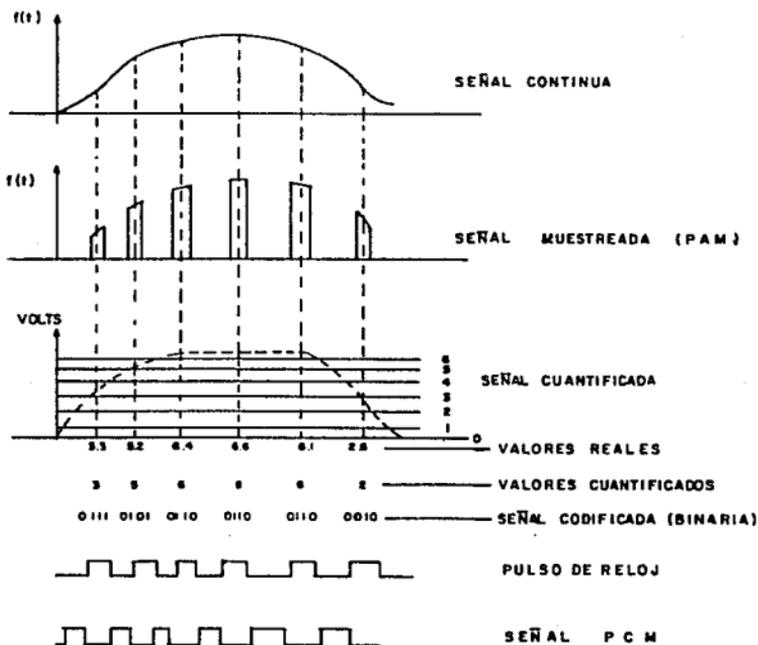


FIG. 2.3.1 GENERACION DE MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS

II.3.1

TEOREMA DEL MUESTREO (Teorema de Nyquist).

Este teorema es el primero de los tres pasos más importantes para la obtención de una señal PCM.

El teorema del muestreo especifica, que si una onda tiene un espectro limitado en un rango finito de frecuencias, no es necesario conocer su valor a cada instante de tiempo para poderla especificar completamente.

Para interpretar y comprender este teorema considere una señal $f(t)$ continua que se desea convertir a forma digital. Esto se logra muestreando a $f(t)$ a una velocidad de f_c muestras por segundo.

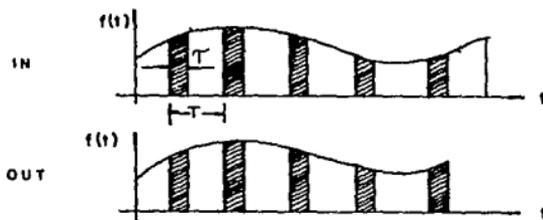


FIG. 2.3.2

En la práctica, esto se logra por medios electrónicos. Para entender mejor este concepto utilizaremos un interruptor mecánico.

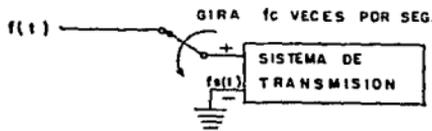


FIG. 2.3.3

Si el interruptor permanece en la línea $f(t)$ durante T seg cuando se encuentra girando a una velocidad constante periódica, la velocidad de muestreo será : $f_c=1/T$ veces por segundo. La salida $f(s)$ contiene toda la información de $f(t)$. La señal $f(t)$ muestreada, no pierde su contenido de información siempre y cuando la velocidad de muestreo sea $f_c \geq 2B$. Donde B es el ancho de banda limitado en hertz.

II.3.2

CUANTIFICACION

Consiste en redondear los niveles de amplitud de las muestras obtenidas a valores enteros.

Como se muestra en las figs. 2.3.4.a,b la variación total de amplitud de $A_0=7$ se divide en los niveles de amplitud igualmente espaciados, $a=1$ v de separación. Existen así $M=A_0/a + 1$ posibles niveles, incluyendo el nivel cero.

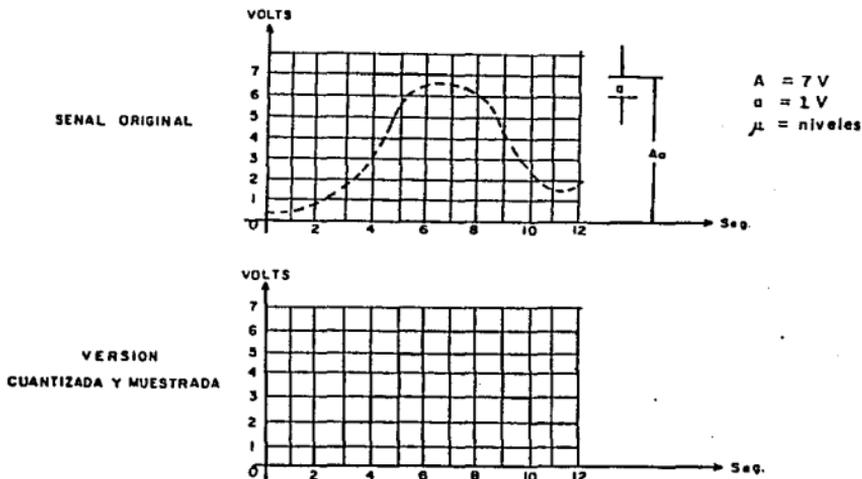


FIG. 2.3.4.a,b.

Las muestras estan tomadas cada segundo y se elige para ser transmitido el nivel discreto de amplitud que está más próximo. (El valor de la señal en 0 volts de 0.3v, se transmite como 0 volts, etc). En la figura la separación es uniforme, pero practicamente la separación se hace no uniforme con el objeto de mejorar el comportamiento del sistema.

El proceso de cuantización introduce errores durante la reproducción de la señal, ya que la señal demodulada diferirá algo de la señal original. El efecto total es como si se agregará un ruido adicional al sistema (denominado ruido de cuantización, que se explicara más adelante).

En experimentos realizados se ha demostrado que entre 8 y 16 niveles son suficientes para que la voz sea intellegible.

II.3.3

CODIFICACION

Es la conversión de señales cuantificadas a un determinado código digital apropiado (binario o gray), para que a continuación se seleccione el código de detección y corrección de error a utilizar. Para que, con una palabra de código por cada muestra, generar la correspondiente señal de banda base.

Existen dos tipos de códigos para detección y corrección de errores :

- A.- Códigos de bloques.
- B.- Códigos convolucionales.

NOTA: Antes de hablar sobre los diferentes codigos detectores de error hablaremos del concepto de redundancia

REDUNDANCIA.-Es la transmisión de más información de la estrictamente necesaria para la comunicación de un mensaje.

La redundancia puede estar en la fuente de información, en el código, en la señal transmitida, en el canal ó en el sistema de comunicación.

Algunos tipos de códigos por bloques son :

- a).-Código de repetición.
- b).-Código simplex.
- c).-Código de chequeo por paridad sencilla.
- d).-Código de HAMMING.
- e).-Código de HAMMING extendido.
- f).-Código BCH

En la codificación convolucional las técnicas más comunes de decodificación son :

- a).-Decodificación por umbral.
- b).-Método secuencial ó probabilístico de WOZENCRAFT.
- c).-Algoritmo de VITERBI.

Este último se emplea comunmente en MODEMS para comunicaciones vía satélite.

II.4

MODULACION DELTA

Básicamente esta modulación se puede considerar como el método más sencillo para convertir señales analógicas en señales digitales.

La modulación Delta es una modulación descendiente directa de PCM y tiene la ventaja de que sus componentes físicos son más sencillos y eficientes.

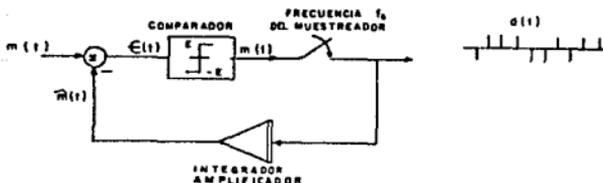


FIG. 2.4.1

Un modulador Delta consta de un comparador, un muestreador y un integrador amplificador.

La señal analógica $m(t)$ se compara con la señal $\hat{m}(t)$. La señal de error $\epsilon(t) = m(t) - \hat{m}(t)$ se aplica a un comparador. Si ϵ es positiva, la salida del comparador será una señal constante de amplitud E , si ϵ es negativa será de $-E$. De este modo $mc(t)$ se obtiene :

$$mc(t) = E \operatorname{sgn} [\epsilon(t)]$$

$mc(t)$ se muestrea a un índice de f_s muestras por segundo (velocidad de muestreo). El muestreador produce un tren de pulsos $d(t)$ en el cuál los pulsos positivos se presentan cuando $m(t) > \hat{m}(t)$ y los pulsos negativos cuando $m(t) < \hat{m}(t)$.



FIG. 2.4.2

La señal modulada en Delta $d(t)$ se amplifica y se integra en la realimentación para generar a $m(t)$, que trata de seguir a $m(t)$. Cada pulso en $d(t)$ da lugar a una función escalón $m(t)$ [positiva o negativa, dependiendo de la polaridad del pulso].

Por ejemplo.- $m(t) > \bar{m}(t)$, se genera pulso negativo en $d(t)$ y da lugar a un escalón positivo en $m(t)$, que trata de igualar a $m(t)$ con $m(t)$ en pequeños pasos en cada instante de muestreo.

La información de cada muestra cuantificada en PCM se transmite mediante una palabra de código de n pulsos. En la modulación Delta, la información de la diferencia entre muestras sucesivas se transmite mediante una palabra de código de un pulso. Ya que ésta modulación es un caso especial con solo 2 niveles de cuantización. Puede esperarse un gran error de cuantificación, pero no es cierto, ya que el factor de compensación es; que la velocidad de muestreo es mucho más alto, típicamente de 4 a 8 veces más alto que en PCM.

II.5 MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS ADITIVO DIFERENCIAL (ADPCM)

Esta técnica combina la estrategia para comparación de realimentación en modulación Delta con la cuantificación multinivel de la modulación por pulsos codificados.

La señal ADPCM es una representación de modulación por pulsos codificados de la señal diferencial $x(t) - \hat{x}(t)$ generada como se muestra en la figura 2.5.1.



FIG. 2.5.1

$\hat{x}(t)$ tiene ahora un tamaño variable de escalón que va de $\pm \Delta$ a $\pm Q\Delta / 2$, siendo Q el número de niveles cuánticos, por lo que ésta sigue con más exactitud a $x(t)$. Si $Q=2$, ADPCM se reduce a modulación Delta.

La siguiente figura representa al demodulador ADPCM.

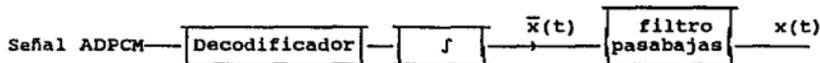


FIG. 2.5.2

Esta técnica ofrece una reducción potencial del ancho de banda de transmisión debido a que la señal diferencial $x(t) - \bar{x}(t)$ se representa en forma adecuada con niveles cuánticos mínimos si $x(t)$ no cambia de manera drástica de muestra a muestra.

A manera de comparación, se tiene que la ADPCM con $\phi = 8 = 2^3$ (código de 3 bits) produce una reproducción aceptable de la señal de video, mientras que la PCM directa debe tener $\phi = 2^8$ para una calidad de imagen monocromática comparable. Reduciéndose el ancho de banda de transmisión en 3/8.

II.6

MODULACION DIGITAL

II.6.1 INTRODUCCION

Las señales analógicas como digitales son conocidas generalmente como señales de banda base, las cuales son desplazadas a frecuencias superiores para su transmisión más eficiente, dichas señales de banda base constituyen la señal moduladora, y la señal que resulta del proceso es la portadora modulada de alta frecuencia. Utilizar frecuencias superiores proporciona una radiación de la energía eléctrica más eficiente y pone al alcance anchos de banda superiores, para una transmisión de información mayor a la que no es posible con frecuencias inferiores.

Como se menciono anteriormente, la modulación consiste en la variación de alguna característica de la señal como: amplitud, frecuencia ó fase, dependiendo de la información a transmitir. A este proceso se le conoce como MODULACION DE SEÑAL SENOIDAL O DE ONDA CONTINUA (c-w). Para el caso binario esto corresponde a la conmutación de uno de los tres parámetros entre dos valores posibles.

Generalmente la conmutación de amplitud oscila entre cero (apagado) y algún nivel predeterminado de amplitud (encendido). A este sistema se le denomina manipulación por encendido y apagado (ASK). Para la manipulación por corrimiento de frecuencia (FSK), la portadora conmuta entre dos frecuencias predeterminadas, ya sea modulando un oscilador de señal senoidal, o por conmutación entre dos osciladores dispuestos en fase.

En la manipulación por corrimiento de fase (PSK), es precisamente, la fase de la portadora la que se conmuta en π radianes ó 180 grados. Puede considerarse que varía la polaridad de la portadora de acuerdo con la hilera binaria de información.

II.6.2 MANIPULACION POR CAMBIO DE AMPLITUD (ASK)

En la siguiente figura se muestra una secuencia de pulsos binarios donde el 1 enciende la amplitud de la portadora A, y el 0 apaga la amplitud de la misma.

El espectro de esta señal dependerá de la secuencia particular que se transmita.

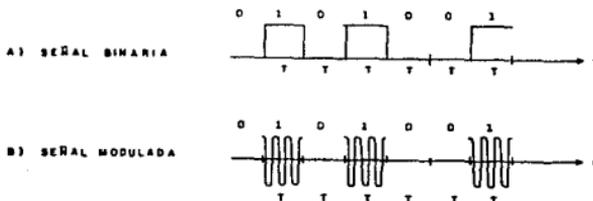


FIG. 2.6.1

La señal modulada de amplitud es : $f_c(t) = A f(t) \cos \omega_c t$

Donde $f(t) = 1$ ó 0 , sobre intervalos de T segundos de duración. Utilizando la transformada de Fourier y el Teorema de desplazamiento en frecuencia se tiene :

$$F_c(\omega) = \frac{A}{2} \left[F(\omega - \omega_c) + F(\omega + \omega_c) \right]$$

El efecto de la multiplicación de $\cos \omega_c t$ es simplemente el corrimiento del espectro original de la señal de banda base, hasta la frecuencia ω_c , como se muestra en la siguiente figura que es la forma general de una señal de AM.

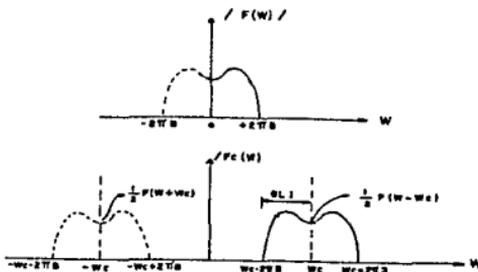


FIG. 2.6.2

Esta contiene bandas laterales simétricas distribuidas con la frecuencia central, o de la portadora ω_c . Lo importante es que, con un ancho inicial de banda base $2\pi B$ [rad/seg] ó [B Hertz], el ancho de banda AM o de transmisión es el doble, es decir $\pm 2\pi B$ rad/seg ó $\pm B$ Hertz. Resultando un ancho de banda total de $2B$ hertz. Este sistema utiliza circuitos moduladores-demoduladores sencillos, pero sus características de errores de bit es inferior a la de otros sistemas.

II.6.3 MANIPULACION POR CORRIMIENTO DE FRECUENCIA (FSK)

Para facilitar el análisis de esta modulación considérese una forma rectangular :

$$E_c : A \quad \delta \quad \left. \begin{array}{l} f_c(t) = A \cos \omega_1 t \\ f_c(t) = A \cos \omega_2 t \end{array} \right\} - T/2 \leq T \leq T/2$$

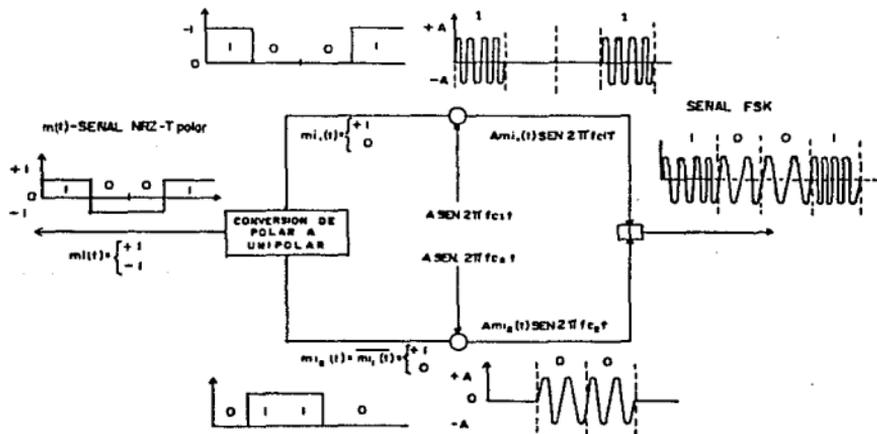


FIG. 2.6.3 MODULACION FSK

Donde el 1 corresponde a la frecuencia f_1 , y el 0 a la frecuencia f_2 . Generalmente f_1 y $f_2 \gg 1/T$. Para representar en forma alternativa la onda FSK se tiene que hacer : $f_1 = f_c - \Delta f$, $f_2 = f_c + \Delta f$. Las dos frecuencias difieren en $2\Delta f$ hertz, entonces :

$$f_c(t) = A \cos(\omega_c t \pm \Delta\omega)t ; \quad -T/2 \leq t \leq T/2$$

Como se observa la frecuencia se desvía $\pm\Delta f$ alrededor de f_c . Δf se denomina desviación de frecuencia. El espectro de esta onda es muy difícil de obtener, sin embargo un caso que proporciona una mejor visión de las características, se evalúa en la figura 2.6.4.

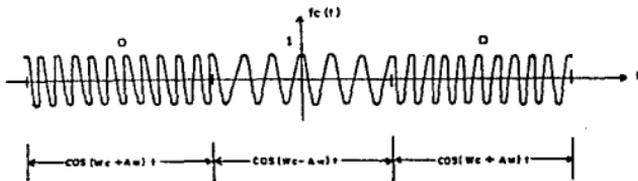


FIG. 2.6.4 SEÑAL PERIÓDICA FSK

El mensaje es una secuencia alternada de unos y ceros. Si las 2 secuencias son múltiplos del recíproco del período T (es decir, $f_1 = m/T$, $f_2 = n/T$, m y n enteros), y están sincronizadas en fase ($\phi_c = \lambda$). La onda resultante es como muestra la figura anterior. Esto puede verse como la superposición lineal de dos señales periódicas ASK, retrasadas T seg, una respecto de la otra.

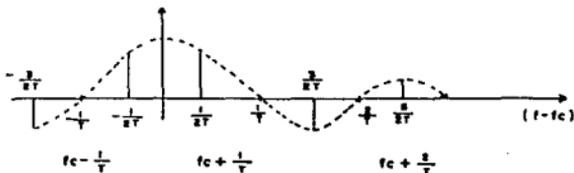


FIG. 2.6.5 ESPECTRO DE SEÑAL PERIÓDICA (ASK)

Este sistema presenta buena característica de errores de bit, pero requiere de un mayor ancho de banda.

II.6.4 MANIPULACION POR CAMBIO DE FASE (PSK)

Para este tipo de modulación se considera una señal de la forma :

$$f_c(t) = \pm \cos \omega_c t, \quad -T/2 \leq t \leq T/2$$

Asumiéndose una forma rectangular para los pulsos.

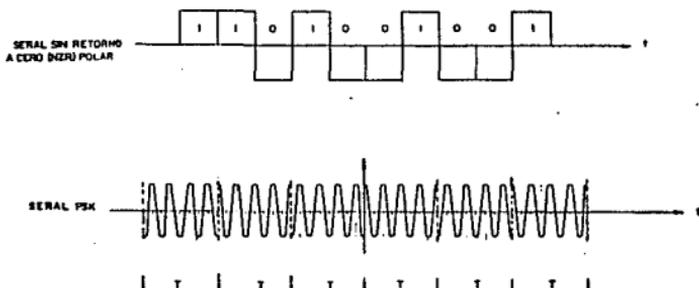


FIG. 2.6.6

Aquí un "1" en el flujo binario de banda base corresponde a la polaridad positiva y un "0" a la polaridad negativa. La señal PSK corresponde esencialmente a un flujo binario sin retorno a cero (NZR) como se muestra en la figura. El conmutador de PSK, introduce un retraso de duración de media longitud de onda a la señal del oscilador para que así produzca un cambio de fase de 0 a π en la señal modulada.

La información independientemente de la polaridad es retenida en el centro de cada intervalo, de modo que la decodificación en el receptor se realiza en las proximidades del centro de los pulsos (cierto también para ASK y FSK).

La modulación PSK presenta características excelentes en consideraciones relativas a la eficiencia de utilización del espectro, la potencia de transmisión necesaria, la simplicidad de los circuitos, y proporciona también la posibilidad de modulación multifásica. Estas comprenden modulación bifásica (PSK-2), que representa un código binario mediante las fases 0 y π , y; la modulación cuadrifásica (PSK-4), que representa dos códigos binarios mediante las fases cuadráticas 0, $\pi/2$, π , $3\pi/2$.

Sin embargo esta modulación multifásica representa n códigos binarios mediante 2^n fases, dado que los márgenes que deben preverse para el ruido ó la interferencia se tornan mayores con cada aumento del número de fases, los sistemas PSK de orden superior exigen potencias mucho mayores para obtener la misma calidad de funcionamiento que la de los sistemas de 2 ó 4 fases. La modulación cuadrifásica constituye la mejor solución de transacción entre las consideraciones de potencia y las de ancho de banda, con una elección apropiada de los filtros de los MODEMS, las señales PSK pueden transmitirse con muy poca degradación.

II.6.4.1 MODULACION BPSK

Esta técnica es la más frecuentemente utilizada; los sistemas bifásicos ó binarios ($M=2$) son la forma más simple de la modulación PSK. Las señales moduladas toman dos estados :

$$m_1(t) = + \epsilon \cos Wct \quad (1)$$

$$m_2(t) = - \epsilon \cos Wct \quad (2)$$

y se generan como se muestra en la figura 2.6.7.

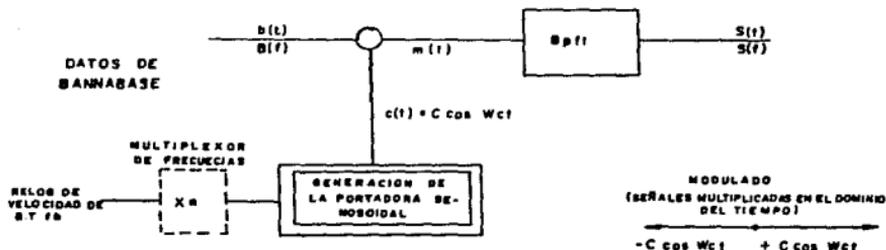


FIG. 2.6.7

La señal modulada esta dada por :

$$m(t) = b(t) c(t) = cb(t) \cos Wct \quad (3)$$

$b(t)$ representa una señal de B.B binaria síncrona instantánea, teniendo una velocidad de bit $f_b = 1/T_b$

Y niveles -1 y $+1$. $m(t)$ representa los elementos $m_1(t)$ y $m_2(t)$ opuestos a 180 grados. Además la información está contenida en la fase de la señal modulada, esto es :

$$m(t) = C \cos[Wct + \theta(t)] \quad (4)$$

donde $\theta(t) = 0$ ó 180 grados

La multiplicación en el dominio del tiempo es equivalente a la modulación en amplitud de la portadora en doble banda lateral suprimida.

La señal de banda base $b(t)$, la onda portadora sin modular $c(t)$, la señal modulada $m(t)$, y la señal modulada en banda limitada $s(t)$ se muestran en la figura 2.6.8.

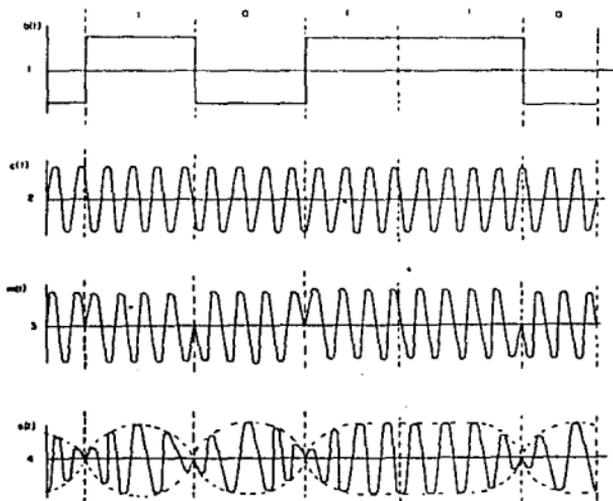


FIG. 2.6.8

En las señales $m(t)$ y $s(t)$ se aprecia el cambio de fase de 180 grados, característica propia de los sistemas BPSK.

La frecuencia de la portadora f_c , puede ser un múltiplo entero de la velocidad de bit. Esto puede ser logrado insertando un multiplicador de frecuencia entre un reloj de velocidad de bit F_b y el oscilador de portadora sinusoidal controlada por voltaje el cual opera en una forma de lazo de llaveo de fase. Por lo tanto:

$$f_c = n F_b$$

donde $n =$ múltiplo entero

II.6.4.2 MODULACION QPSK

Esta técnica como se mencionó anteriormente, es la más conveniente para el mayor aprovechamiento del espectro y potencia de transmisión en sistemas digitales.

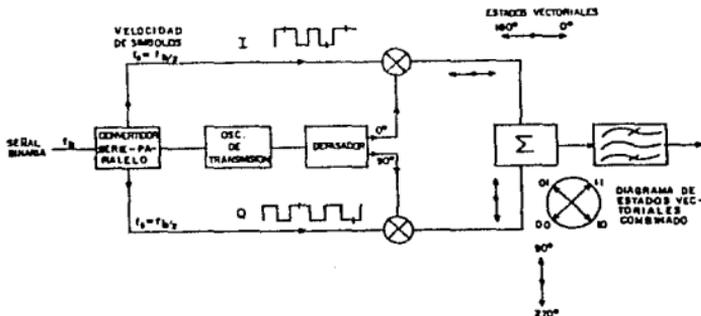


FIG. 2.6.9 MODULADOR QPSK

El diagrama anterior muestra un convertidor serie a paralelo, el cual transforma el tren de bits con velocidad fb ; en dos patrones de bits paralelos con velocidad $fb/2 = f_s$. El espectro de la B.B de estos patrones I , Q tiene la misma forma que al patrón entrante, pero como los patrones salientes tienen la mitad de la frecuencia del entrante, los lóbulos de éste espectro serán la mitad de fb .

El oscilador genera una portadora sin modular, la cuál es pasada al defasador que entrega dos portadoras defasadas a 0° y 90° una respecto de la otra. Los patrones de B.B I , Q son multiplicados en el dominio del tiempo por las señales portadoras. Resultando una modulación en doble banda lateral con supresión de portadora. Las B.B son simétricas y solo toman valores de $+1$ y -1 . Al multiplicar la portadora $\cos \omega_c t$ por el símbolo 1 que corresponde al valor normalizado $+1$, no cambia la fase de la portadora.

El símbolo 0 corresponde al valor normalizado -1, por tanto al multiplicar la portadora se tiene $-1 \cos \omega_c t = \cos(\omega_c t + 180^\circ)$ esto es, un corrimiento de 180° . Una secuencia de 1 y 0 defasarían la portadora de 0° a 180° .

La señal modulada a la salida del mezclador del patrón I es una señal modulada en 2 fases. A la salida del patrón Q sucede lo mismo, con una diferencia que la portadora a modular tiene ya un defasamiento de 90° respecto a la modulada en el patrón I, que es de 0° . Ambas portadoras ya moduladas son ortogonales. Una vez sumadas (sumador lineal Σ) se obtiene la señal modulada en cuatro fases en cuadratura QPSK.

La señal modulada QPSK es limitada en ancho de banda por un filtro pasabanda. Se verá que el mínimo ancho de banda de este filtro para no causar interferencia entre símbolos, es igual a la mitad de la velocidad del patrón original fB.

Esto quiere decir, que un MODEM de 4 fases en cuadratura transmite 2 bits/seg/hertz.

DEMODULACION QPSK

Así como la modulación de señales es para la transmisión; en la recepción se tiene un proceso inverso para recuperar dichas señales, este proceso se denomina demodulación (ó recuperación de fase, en este tipo de modulación QPSK) :

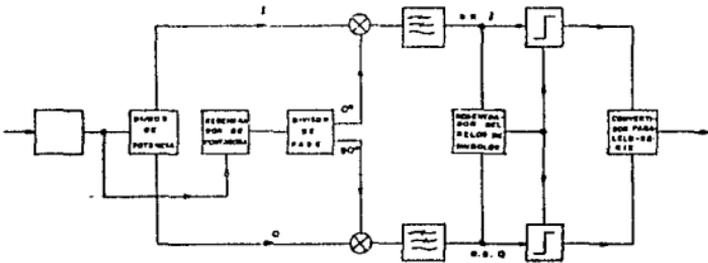


FIG. 2.6.10

La señal modulada se recibe y pasa por un filtro pasabanda que elimina el ruido fuera de la banda y la interferencia de canales adyacentes. La señal es separada a los patrones I, Q. El regenerador de portadora es esencial para obtener la señal modulada, una portadora sin modulación, sincronizada a la frecuencia de la portadora en el lado de transmisión y así poder detectar las diferencias de fases de la señal modulada. La señal portadora regenerada pasa por el defasador, que entrega 2 portadoras defasadas 90 grados.

La demodulación coherente se presenta al multiplicar las señales moduladas I , Q por la portadora regenerada. La multiplicación se realiza en un mezclador balanceado. Los filtros pasabajas eliminan las segundas armónicas superiores de la portadora, obteniéndose así las señales de B. B de I , Q . Los comparadores de umbral muestrean dichas señales y entregan un 1 lógico si la señal muestreada es positiva y un 0 lógico si es negativa.

Cada símbolo es muestreado a una velocidad igual a la del símbolo f_s , que es la mitad de f_b . El reloj con la frecuencia de los símbolos es obtenido del regenerador de reloj, por un proceso no lineal de la señal. Para finalizar el proceso, el convertidor paralelo-serie entrega el patrón original de información.

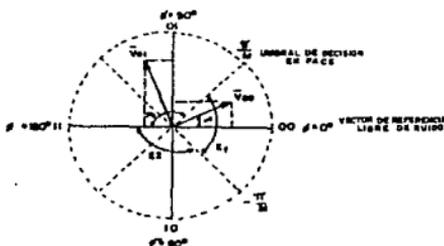


FIG. 2.6.11 REGION DE ERROR EN UN MODULADOR COHERENTE QPSK

II.7 MODULACION DE AMPLITUD EN CUADRATURA (QAM)

En la gran mayoría de los casos el espectro de la señal modulada a transmitir debe controlarse para no rebasar el ancho de banda autorizado y evitar interferencias entre canales adyacentes . Para ciertos tipos de transmisiones y velocidades de información se necesita una combinación de señalización multiestado y de un filtraje adecuado.

Para obtener mayor capacidad en el uso del espectro, se llega a los esquemas de modulación multiestado, los cuales tienen una eficiencia espectral mayor a 2 bits/seg/Hz .

Estos sistemas sufren una degradación de calidad debido a los efectos de la modulación parasita AM-AM y AM-PM .

En esta técnica se pueden generar señales moduladas digitalmente, específicamente aquellas en las cuales la información va en la fase y/o amplitud de la portadora . A continuación se muestra un modulador multinivel y multifase QAM con portadora suprimida.

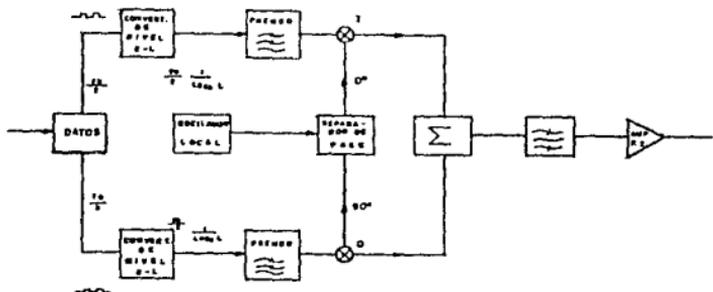


FIG. 2.7.1

La señal de información con velocidad f_b es separada en dos trenes de símbolos, con velocidad $f_b/2$. A continuación pasan por un convertidor de banda base de 2 niveles a L niveles que convierte el patrón $f_b/2$ en varias señales AM con niveles L , teniendo una frecuencia de símbolos de:

$$f_s = (f_b/2) : (\log_2 L) \text{ símbolos por segundo}$$

Ejemplo:

Se tiene una señal de información de $f_b = 10$ Mbits/seg y $f_b/2 = 5$ Mbits/seg. Se desea una señal modulada en 16 estados (multinivel y multifase) QAM, la cuál tiene una eficiencia espectral de 4 bits/seg.

Los patrones $f_b/2$ se tienen que convertir a señales banda base con $L = 4$ niveles, obteniéndose patrones de símbolos con 4 niveles de los canales I, Q que son:

$$5 \text{ Mbits/seg} : \log_2 4 = 2.5 \text{ M símbolos/seg.}$$

Utilizando filtros pasabajas para premodulación, el ancho de banda mínimo (Bw de NIQUIST con $\alpha = 0$) de estos filtros es 1.25 MHz. Como el ancho de banda mínimo es el doble del ancho de banda base entonces, es 2.5 MHz.

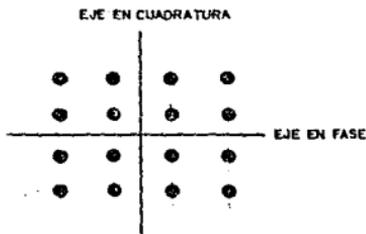


FIG. 2.7.2 CONSTELACION DE QAM DE 4 NIVELES (16 SÍMBOLOS)

La señal generada QAM puede escribirse $S_i(t) = \gamma_i \cos(\omega t + \theta_i)$ donde la amplitud γ_i y la fase θ_i dan las adecuadas combinaciones. Por lo tanto una combinación de detector de niveles de amplitud y un detector de fase pueden utilizarse para extraer la información.

En el demodulador para distinguir entre bandas bases de 2 niveles ó L-1 niveles, se utilizan comparadores de umbral de L niveles a 2 niveles en cada convertidor.

Los comparadores proveen un estado lógico 1 si en el instante de muestreo la señal recibida más el ruido es mayor que el nivel de umbral prefijado, si no se cumple, entonces provee un 0 lógico. El muestreo se ejecuta a una velocidad de $f_b/(2(\log_2 L))$. El convertidor lógico acepta las L-1 salidas binarias en paralelo de los comparadores de umbral y proporciona las X2 entradas de datos para el combinador con un patrón de $f_b/2$ del canal I y otra entrada similar del canal Q. El combinador, el cuál es un convertidor paralelo-serie entrega el patrón original f_b .

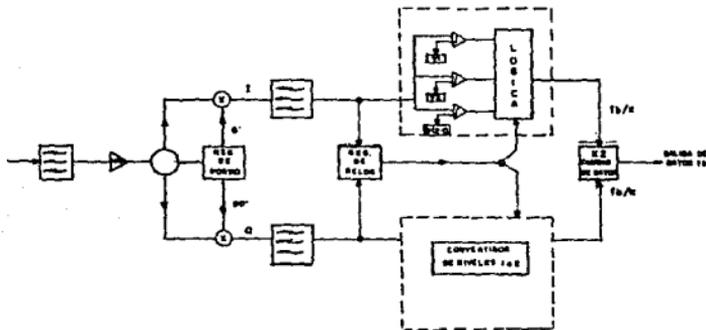


FIG. 2.7.3

II.8 EL RUIDO EN SEÑALES DIGITALES

Generalmente en todos los sistemas de comunicación existen señales eléctricas no deseadas provenientes de varias fuentes, clasificadas como interferencias; las cuales son provocadas por el hombre y otras de origen natural. Los efectos de las señales no deseadas casi siempre pueden eliminarse totalmente, aunque algunas persistirán y serán inevitables en los sistemas.

Una causa inevitable de que se presente el ruido eléctrico es el movimiento térmico de los electrones en los medios de conducción (alambres, resistencias, dispositivos activos, etc.).

II. 8.1 RUIDO TERMICO

El ruido térmico se encuentra presente en todos los medios de transmisión y en los equipos de comunicación, ya que cualquier partícula a una temperatura diferente del cero absoluto (0° K) posee una energía térmica que se manifiesta como movimiento aleatorio o agitación térmica. Si la partícula es un electrón, su movimiento aleatorio origina una corriente aleatoria, si esta corriente ocurre en un medio conductor, se produce un voltaje aleatorio conocido como RUIDO TERMICO o RUIDO DE RESISTENCIA. Como es de esperarse en la dualidad onda-partícula, existe ruido térmico asociado con la radiación electromagnética. Como no se puede tener comunicación eléctrica sin electrones y ondas electromagnéticas, tampoco se puede tener comunicación eléctrica sin ruido.

Gracias a estudios teóricos-prácticos intensivos, se determinó que el voltaje de ruido térmico $v(t)$ que se presenta en las terminales de una resistencia R tiene una distribución uniforme de energía sobre el espectro en frecuencia y una distribución normal (Gaussiana). Su valor cuadrático medio es:

$$\overline{v^2} = 4KTRB$$

donde:

T= Temperatura en grados Kelvin.
R= Resistencia en Ohms
K= Constante de Boltzmann ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$)
B= Ancho de banda arbitrario.

A partir de la ecuación anterior la densidad espectral del ruido térmico en voltaje está dada por la ecuación:

$$G_v(f) = n_0/2 = \sqrt{2}/2B = 2KTR$$

En dicha ecuación se considera que la resistencia tiene una temperatura en condiciones normales (290°K). Resultando como consecuencia que la densidad espectral del ruido térmico sea constante para un amplio rango de frecuencia ($F = 10^{12}$ Hz).

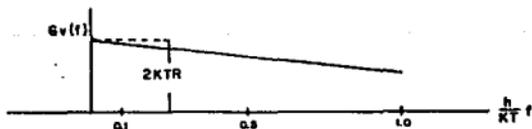


FIG. 2.8.1 DENSIDAD ESPECTRAL DEL RUIDO TERMICO

Un modelo de voltaje se muestra en los diagramas siguientes:

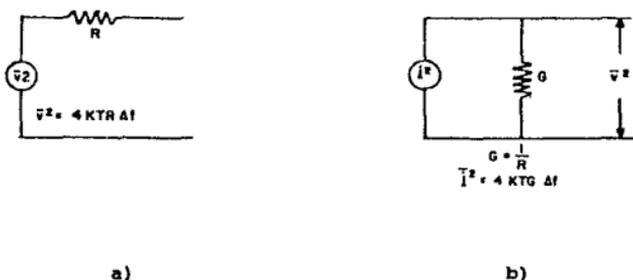


FIG. 2.8.2 MODELOS DE CIRCUITOS DE RUIDO TERMICO

- a) Modelo de voltaje (Thevenin)
 b) Modelo de corriente (Norton)

El teorema de Norton da el equivalente de fuente de corriente (b) .

como : $i = v/R$, $i^2 = v^2/R^2 = 4KTGB$; $G=1/R$

El modelo de la fuente de corriente es el más conveniente a utilizar, especialmente cuando se calculan los voltajes del ruido a través de elementos en paralelo.

La distinción entre densidad espectral de voltaje ó corriente desaparece cuando se analiza la potencia real generada , la cuál depende de la impedancia de carga. En particular, se transfiere máxima potencia cuando la impedancia de carga está adaptada a la impedancia del generador, que en este caso es R en los diagramas anteriores. La potencia disponible para la fuente de ruido del diagrama (a) en un ancho de banda B es: $N = V^2/4R = KTB$ y la densidad espectral de potencia correspondiente en watts/Hz es: $Gn(f) = KT/2$

En enlaces satelitales al amplificar simultaneamente varias portadoras se generan tambien portadoras no deseadas, denominadas productos de intermodulacion, en frecuencias $f = m_1 f_1 + m_2 f_2 + \dots + m_n f_n$ donde m_1, m_2, m_n son enteros positivos o negativos y se le llama orden del producto de intermodulacion.

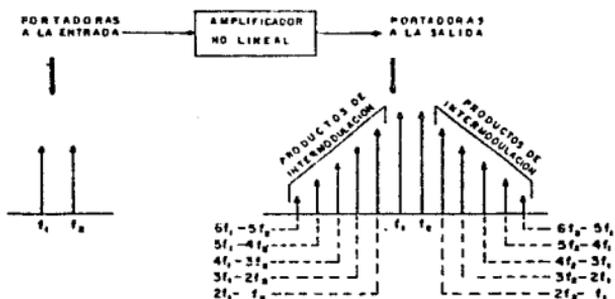


FIG. 2.8.4

Los productos de 3er. orden son los más importantes, ya que son los que presentan un nivel mayor que los subsecuentes (5º orden, 7º orden, ... etc.). En el caso de 3 portadoras ($N = 3$) los productos de intermodulación se calculan; $IM_{1,2,3} = 4(\overline{IM}_0/P_0)(P_1, P_2, P_3/P_0)$ donde:

$\overline{IM}_0 \Rightarrow$ potencia de los productos de intermodulación [w]

$P_0 \Rightarrow$ potencia de cada portadora de referencia [w]

$P_1, P_2, P_3 \Rightarrow$ potencia de cada portadora real [w]
 en las frecuencias $f_1 + f_2 - f_3$, $f_1 - f_2 + f_3$ y $f_1 + f_2 - f_3$.

II.8.3 RUIDO DE INTERFERENCIA

Este tipo de ruido a diferencia de la intermodulación, se presenta básicamente entre sistemas de comunicación y no en los dispositivos. Se define a la interferencia, como el efecto de recibir una señal no deseada proveniente de otro sistema de comunicación diferente al deseado.

Refiriendonos a sistemas satelitales los factores más importantes que provocan el ruido de interferencia son :

- La separación tan pequeña entre satélites.
- Las bandas de frecuencia son compartidas.
- La potencia de radiación.
- La discriminación de antenas.

Para fines prácticos los más significativos son :

LAS BANDAS DE FRECUENCIAS.- Ya que están asignadas a más de un servicio, según la atribución de frecuencias de la UIT (donde indica que esas bandas están compartidas). Y de acuerdo al reglamento de radiocomunicaciones (Ginebra-1982), donde se establecen procedimientos y límites para evitar que la interferencia afecte al buen funcionamiento del servicio que comparten las mismas bandas de frecuencia ó redes de un determinado servicio que funcionan en iguales bandas de frecuencia.

LAS POTENCIAS DE RADIACION.- En dicho reglamento se menciona también la limitación a la energía radiada, en particular en una dirección decisiva. Los modos relacionados con los trayectos de interferencia entre estaciones terrenas se tratan en el concepto de coordinación efectuadas entre administraciones (ya que hay casos en que la zona coordinada situada alrededor de una estación terrena comprende el territorio de cualquier otro país). En el caso de México se llevan a cabo coordinaciones con Canada y EUA.

Los límites impuestos a la radiación por estaciones terrenas transmisoras se refieren a la P.I.R.E. (Potencia Isotrópica Radiada Efectiva) admisible máxima en cualquier dirección hacia el horizonte cuando la elevación del horizonte vista desde el centro de la antena es igual ó inferior a 5 grados.

Otra recomendación del reglamento de radiocomunicaciones es respecto a las antenas y dice que no podrán utilizarse en estaciones terrenas para la transmisión con ángulos de elevación inferiores a tres grados por encima del haz principal.

A continuación se observa un esquema de interferencia entre satélites.

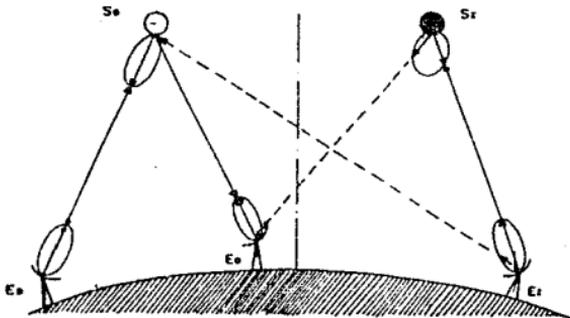


FIG. 2.8.6

donde

- Sd, Ed => satélite y estación terrena deseada.
- Si, Ei => satélite y estación terrena interferente.
- => señal deseada.
- => señal interferente.

Tratando de resumir lo referente al ruido, prácticamente la conducción ideal de transmisión sin ruido no existe. Y en los enlaces es necesario evaluar la potencia de ruido que se adiciona, para poderla comparar con la potencia de la señal portadora de información y obtener la relación portadora ruido (C/N), la cuál resulta ser un indicador de la calidad del enlace.

II.9 TÉCNICAS DE CORRECCION DE ERRORES

En estos sistemas es necesario incorporar técnicas de codificación, las cuales son utilizadas dentro de las funciones de los MODEMS para reducir la razón Eb/No (energía de bit a densidad de ruido) para lograr una calidad BER determinada. A su vez esto reduce la tasa efectiva de información a transmitir y por lo tanto los ahorros de Eb/No deben balancearse conjuntamente con la reducción de la tasa de información en un canal limitado en banda ó potencia.

En sistemas satelitales hay dos tipos de corrección de error :

- 1.-codificación que permite detectar y corregir los errores producidos (FEC)
- 2.-codificación para detectar solamente errores en el trayecto de transmisión (ARQ)

II.9.1 (FEC) (Forward Error Correction) (Corrección Directa de Errores)

En esta técnica el receptor utiliza los bits de redundancia para corregir los errores de la transmisión y reconstruir el mensaje original. Elimina retrasos de retransmisión y sistemas de memoria utilizados en la técnica (ARQ). A continuación se muestra un enlace digital utilizando esta técnica:

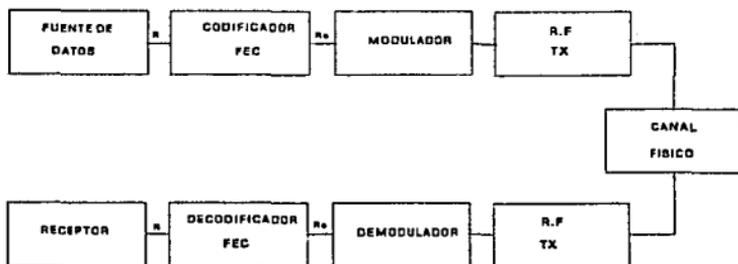


FIG. 2.9.1

La fuente genera bits a una tasa de R bps, los cuales son codificados para pronosticos de detección de errores (por codificación se entiende añadir bits de redundancia). La salida del codificador es una secuencia binaria a una tasa R_s bps. En el proceso de codificación se involucra un aumento de bits por segundo transmitidos. Y esto requiere un mayor ancho de banda en FDMA, ó rafagas más largas en TDMA. Codificada la secuencia es modulada y transmitida. En el receptor despues del demodulador el decodificador intenta reconstruir la señal original a una tasa de R bps. El proposito de dicha reconstrucción consiste en corregir cualquier error introducido en el canal.

Las ventajas principales de esta técnica son :

- a).-No se requiere un canal de retransmisión.
- b).-Se trabaja con una eficiente tasa de codificación (r). *
- c).-El retraso total del sistema es constante.

$$*.- \text{ tasa de codificación} = \frac{\text{tasa de bits de entrada } R}{\text{tasa de bits de salida } R_s} = r$$

Esta técnica se emplea cuando no se desea o se dispone de un canal de retransmisión de información (radiodifusión ó satélite, en donde el retraso de la propagación hace incosteable el canal de retransmisión).

El costo de los sistemas FEC estan relacionados directamente con la tasa de codificación, mientras más alta sea la redundancia seleccionada mayor será el costo del CODEC (codificador-decodificador).

II.9.2 (ARQ) (Automatic Repeat Request)
(corrección de error por repetición)

En esta técnica el receptor no es capaz de corregir los errores y tiene que enviar un mensaje al transmisor para que retransmita los paquetes ó bloques detectados con error.

A continuación se muestra un diagrama a bloques de un enlace digital utilizando esta técnica :

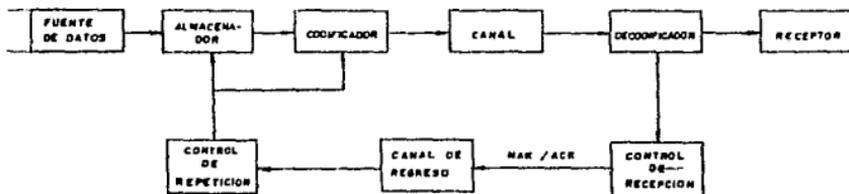


FIG. 2.9.2

En esta técnica los datos son organizados en bloques de N bits, seleccionados en K bits de información y en $N-K$ bits de control y servicio. La codificación de bloques se realiza con un número suficiente de bits de redundancia para lograr la detección de error. En esta técnica no se realiza la corrección en el decodificador, sino cuando el error es detectado en un bloque, el decodificador envía una señal para la retransmisión a través de un canal auxiliar.

El transmisor es informado sobre los bloques correctos e incorrectos, por medio de una señal de control de reconocimiento (ACK) ó de no reconocimiento (NACK), enviada a través del canal auxiliar. Si una señal ACK es recibida, un bloque nuevo es transmitido, mientras que si la señal es NACK, el bloque que no fue reconocido será transmitido nuevamente.

Las ventajas de dicha técnica son :

- a).-Probabilidad de errores no-detectados muy baja.
- b).-Efectividad en casi todos los tipos de canales.
- c).-Simplicidad del CODEC (codificador-decodificador).

Y como consecuencia algunas desventajas serán :

- a).-Requerimiento de un canal auxiliar para la transmisión de señales de control.
- b).-Presenta un retraso de decodificación variable.
- c).-Debe contar con un control sobre la fuente de datos y con capacidad de almacenamiento de bloques en el transmisor.

Su costo es mucho menor que un sistema (FEC), ya que, la presencia de un patrón de error solamente es detectada. Debido a la capacidad de almacenamiento requerida en el transmisor resulta conflictivo para situaciones con largos retrasos de transmisión, como los que se presentan en enlaces satelitales.

CAPITULO III

TECNICAS DE ACCESO

III.1 INTRODUCCION

Debido a la gran demanda de tráfico (voz, datos, video, facsimil,..etc.), los satélites han tomado un papel importante para satisfacer las necesidades nacionales y mundiales.

Un satélite de comunicación es designado para manejar simultaneamente varios enlaces . La distancia geográfica entre estaciones terrenas es muy grande y cada una transmite individualmente sus portadoras al satélite, las cuales son amplificadas y retransmitidas hacia su estación correspondiente. Una estación puede comunicarse hacia una ó varias estaciones y similarmente puede recibir las transmisiones de una ó varias estaciones. Por lo tanto el acceso multiple es la posibilidad proporcionada a las estaciones terrenas de transmitir simultaneamente sus portadoras respectivas al satélite. Para optimizar el uso del satélite (potencia y ancho de banda) es necesario seleccionar la técnica de acceso más conveniente de acuerdo a la información que se va a manejar, así como la técnica de modulación que más convenga. El acceso multiple y la modulación son dos conceptos diferentes; El primero es una peculiaridad del tráfico a cursar; en tanto que la segunda es esencialmente una característica de transmisión. Ambas son importantes porque optimizan los sistemas de satélites.

Actualmente las técnicas de acceso al Sistema Morelos, son:

FDMA.- (acceso multiple por división de frecuencia)

TDMA.- (acceso multiple por división de tiempo)

DAMA.- (acceso multiple de asignación por demanda), esta es

una variante del TDMA.

Cabe mencionar que no solamente existen estas técnicas, pero son las más utilizadas de acuerdo a las necesidades y demandas del país . Existen otras técnicas como :

AMEE.- (acceso multiple por ensanchamiento del espectro) y SPADE por mencionar algunas

III.2 ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE FRECUENCIA (FDMA)

Este tipo de acceso es el más simple y consiste en la transmisión simultánea de un número diverso de portadoras a diferentes frecuencias con anchos de banda no traslapados. Un modelo básico de esta técnica se muestra a continuación :

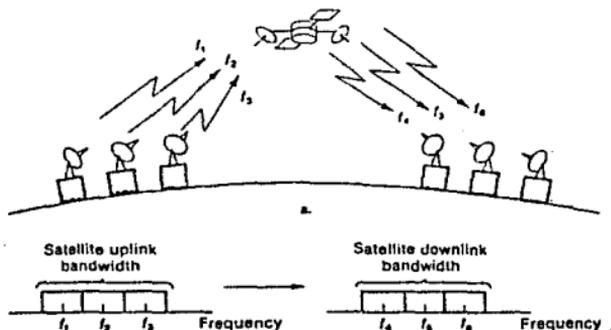


FIG. 3.1.1

En este tipo de acceso, a cada señal se le asigna una frecuencia y los productos de intermodulación ocasionados por la presencia de varias portadoras simultáneamente son minimizados por una adecuada asignación de frecuencias o bien por la reducción de los niveles de potencia de transmisión para operar el amplificador en su región lineal.

Para la transmisión de varias portadoras en un mismo transpondedor como se observa en la figura anterior, se debe utilizar bandas de guarda entre las portadoras adyacentes para minimizar la interferencia entre dichas portadoras, resultando en esto una disminución de eficiencia en el ancho de banda del transpondedor.

Para determinar el tamaño de las bandas de guarda se deben considerar las imperfecciones de los filtros empleados en los transmisores y también los corrimientos de frecuencia de los osciladores que controlan la operación de los conversores de frecuencia empleados. Algo que en la práctica debe tomarse en cuenta es; como están distribuidos los transpondedores, la velocidad de transmisión, tamaño de la red y tipo de servicio.

La capacidad en ancho de banda de un transpondedor se divide por el siguiente tipo de bandas :

a).-Pocas bandas de gran capacidad; donde cada banda puede manejar multiplexaje por división de frecuencia con modulación en frecuencia (FDM/FM) ó multiplexaje por división de tiempo con modulación digital (FDM/MPSK).

b).-Bandas multiples, cada una de las cuales puede manejar un canal analógico ó digital (este tipo de bandas se conoce como SCPC, el cuál se tratará más adelante).

c).-Se presenta también una mezcla de las anteriores bandas.

ESQUEMA FDM/FM/FDMA

[Multiplexaje por división de frecuencia/modulación en frecuencia/acceso multiple por división de frecuencia].

En ésta técnica cada estación terrena arregla los canales y grupos de canales en supergrupos de 60 canales que ocupan una banda base de 252 KHz, o bien en grupos de 12 canales con un ancho de banda de 48 KHz.

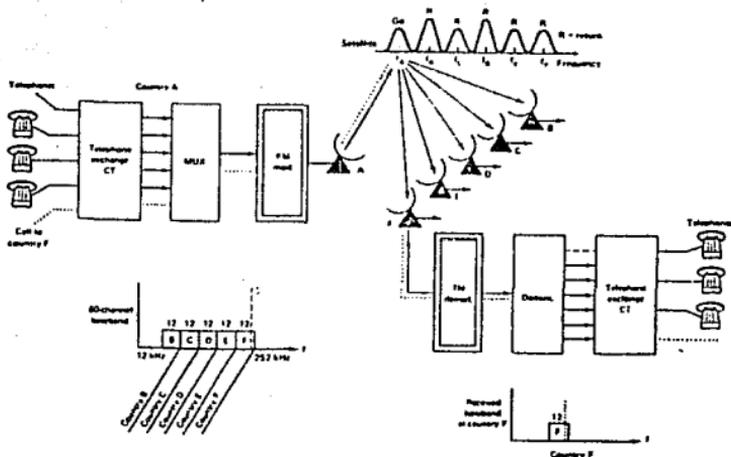


FIG. 3.1.2

El supergrupo emitido en la estación (A) contiene canales con destinos diferentes, dichos canales modulan en frecuencia a una portadora de F.I.. Después ésta portadora es convertida a una frecuencia de R.F. para ser radiada por la antena.

Todas las estaciones que reciben señales de la estación (A) demodulan la portadora, que tiene un ancho de banda de 5 MHz, y extraen los canales que le corresponden por el proceso de multiplexaje.

Al tener varias portadoras presentes en el mismo transpondedor de un satélite, y debido a la característica no lineal del amplificador (TOP), es necesario operar ésta con varios dB abajo de su punto de saturación ó nivel máximo de potencia de salida (a ésta reducción en la potencia aprovechable se le denomina BACK-OFF). Como se mencionó anteriormente, en la característica de entrada/salida de un TOP se observa que el BACK-OFF de entrada no es proporcional al BACK-OFF de salida más allá de su punto lineal de operación. El satélite Morelos opera con BACK OFF entrada/salida de 8.0/4.5 dB en banda Ku.

En sistemas FDM/FM/FDMA, la capacidad de un transpondedor, varía de acuerdo al número de portadoras activadas.

En la tabla siguiente se observa la capacidad en un transpondedor (a mayor número de portadoras menor capacidad).

No. portadoras	Ancho de banda por portadora [MHz]	No de canales por portadoras	No total de canales en el Transponder
1	36	900	900
4	3 de 10 1 de 5	132 60	456
7	5	60	420
14	2.5	24	336

TABLA 3.a

Pocas veces se emplea todo el transpondedor de 36 MHz. por una sola portadora para telefonía (acceso único y no múltiple). Para video analógico se puede tener a 36 MHz 6 a 18 MHz una señal de T.V.

El sistema FDM/FM/FDMA es eficiente ya que cada enlace entre dos estaciones tiene asignada una frecuencia única que no puede ser utilizada por otro enlace .

La ineficiencia de este sistema se presenta cuando existe un gran número de portadoras y se desperdicia el ancho de banda en las bandas de guarda entre portadoras, y la disminución en potencia para reducir los productos de intermodulación.

ESQUEMA TDM/PM/FDMA

(Multiplexaje por división de tiempo/modulación en fase/acceso múltiple por división en frecuencia).

Al utilizar técnicas digitales con FDMA se aumenta la capacidad, con respecto a la obtenida con FM, sin afrontar problemas como los que se plantean al sustituir FDMA por TDMA. El esquema FDM/PM/FDMA es muy eficiente en enlaces punto a punto.

Para optimizar el enlace (en potencia y ancho de banda) se utilizan en la recepción códigos de corrección de errores (FEC), precisamente reduciendo los errores se incrementa la optimización y por tanto la capacidad del enlace. Este esquema se encuentra en un lugar intermedio entre FDMA analógico y el TDMA.

Gracias a la codificación y concentración digital de las conversaciones, la capacidad que puede alcanzarse es de alrededor del doble que proporciona el esquema FDM/PM/FDMA.

III.2.1 CANALIZACION FDMA

Al utilizar amplificadores no lineales en el sistema FDMA la potencia del satélite debe ser compartida entre las portadoras; y algo muy importante, es no perjudicar portadoras débiles, es decir, que en la asignación de frecuencias, sus potencias (fuertes ó débiles) deben ser bien distribuidas de modo que éstas puedan mantener el enlace; respetando los anchos de banda adecuados.

Practicamente esto implica hacer la máxima optimización de los recursos del satélite (potencia y ancho de banda) y colocar las redes dentro de un transpondedor de modo que estas operen sin mayor dificultad y sin riesgo de que puedan ser interferidas por otros usuarios.

En la canalización FDMA los anchos de banda o canales pueden ser utilizados en dos formas.

Una es utilizando para cada canal o portadora un filtro separador de RF y un solo amplificador de potencia (TWT).

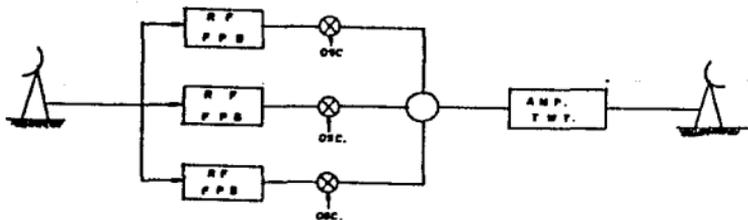


FIG. 3.1.3

Todos los canales son sumados y amplificados. La ventaja de esta canalización es, que las ganancias del amplificador en cada canal pueden ser ajustadas individualmente, así que todas las portadoras pueden tener los mismos niveles de potencia cuando aparezcan en el amplificador. Esto evita efectos de supresión debido a portadoras fuertes; aunque el número total de portadoras y la suma total del ruido sean iguales. Concluyendo, el control de la potencia en el enlace ascendente se obtiene en las estaciones terrenas.

El segundo método de canalización es utilizando amplificadores de potencia (TWT) por separado para cada canal.

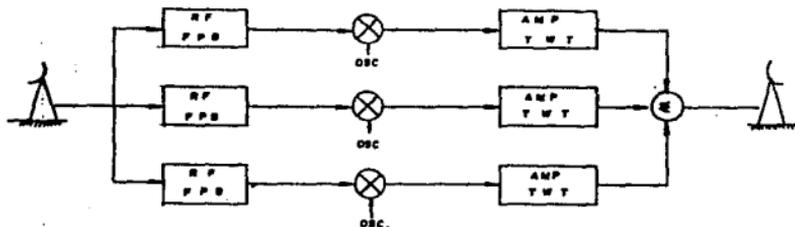


FIG. 3.1.4

Cada canal se convierte en un transpondedor independiente, solo portadoras de la misma potencia son utilizadas en el mismo canal. La potencia de cada amplificador es dividida solamente entre las portadoras que se encuentran en el ancho de banda o transpondedor.

III.2.2 CANAL UNICO POR PORTADORA (SCPC)

Está técnica tiene gran aplicación cuando se desea interconectar un gran número de estaciones terrenas de baja capacidad ó poco tráfico (orientada principalmente a tráfico de voz) . A cada canal se le asigna una frecuencia portadora de R.F, la cuál es modulada por la señal en FM ó PSK . En este sistema, la portadora es en general activada por la voz lo que permite un ahorro de energía de hasta el 60% en el transpondedor. (Esto es aplicable para servicio telefónico)

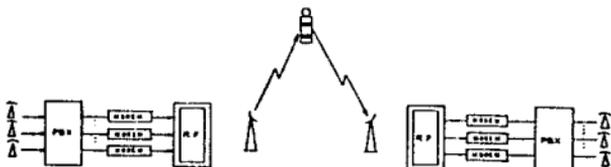


FIG. 3.1.5

La asignación de canales puede ser por asignación previa o por demanda. En la asignación previa, cada canal del transpondedor está reservado para el uso de una estación terrena determinada, La mayoría de los sistemas comerciales en explotación son de este tipo de asignación.

Un sistema SCPC modulado en fase (QPSK) que transmite a 64 Kbps (velocidad de información) tiene una ranura o ancho de banda de 100 KHz en el transpondedor.

En la asignación por demanda, el transpondedor se puede aprovechar eficientemente si las frecuencias portadoras se asignan temporalmente a las estaciones, es decir, únicamente mientras tengan información que enviar. Cuando la estación A termina de transmitir, su frecuencia asignada pasa a un banco de frecuencias (controlado por un computador central), y si otra estación B desea enlazarse, el computador central le asigna frecuencia del banco y quizás le asigne la misma frecuencia que utilizó la estación A.

III.3 ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE TIEMPO (TDMA)

INTRODUCCION

La técnica de acceso múltiple por división de tiempo permite recibir en el satélite las señales de diversas estaciones terrenas de la red con un esquema de ranuras de tiempos separados, evitando así la generación de productos de intermodulación en un transpondedor no lineal. Las estaciones deben determinar con precisión el tiempo de adquisición de la señal, de modo que las señales transmitidas son temporizadas para arribar al satélite en la ranura de tiempo apropiada. A continuación se presenta una configuración típica TDMA.

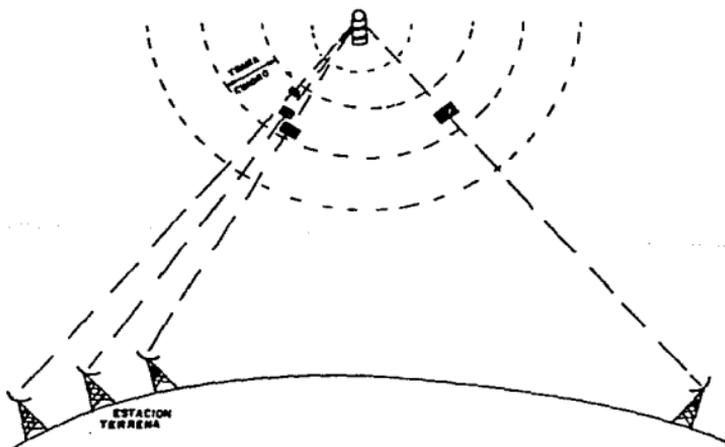


FIG. 3.2.1

Cada ráfaga de alta velocidad de energía de R.F., típicamente con una modulación QPSK, llega al satélite con su ranura de tiempo asignada.

III.3.1 ESTRUCTURA BASICA TDMA

En una red TDMA las estaciones terrenas transmiten periódicamente una 6 más ráfagas de tráfico al satélite, dichas ráfagas se organizan en una estructura (6 trama). A continuación se muestra una estructura básica de este sistema.

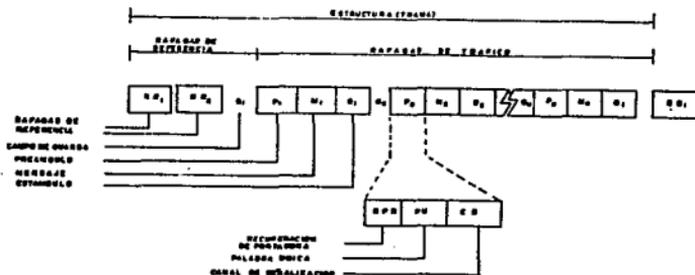


FIG. 3.2.2

La estructura generalmente se forma de ráfagas de referencia y ráfagas de tráfico, las primeras sirven para tener una confiabilidad del enlace, mientras que las ráfagas de tráfico contienen los bits de información a transmitir. Las ráfagas de referencia se componen de un preámbulo, el cuál es utilizado para sincronizar, controlar y administrar la ráfaga. El preámbulo se compone de : RECUPERACION DE PORTADORA Y RELOJ (RPR), que permite al demodulador en el receptor recuperar la fase de la portadora y regenerar el reloj de temporización de bit o símbolo para la demodulación de datos.

Palabra Unica (PU), utilizada en la ráfaga de referencia para proporcionar la temporización de trama o estructura, y proporciona a una estación terrena localizar la posición de una determinada ráfaga de tráfico en la trama.

Esta técnica permite operar el amplificador de potencia de salida en saturación, resultando con esto un incremento significativo en la potencia útil de salida. Las degradaciones por productos de intermodulación son omitidas si se emplean tiempos de guarda adecuados, que compensan inexactitudes de la temporización del sistema. Regularmente estos tiempos de guarda consumen menos del 10% de la potencia de transpondedor, y como consecuencia se obtienen eficiencias mayores del 90% .

Las señales TDMA en el satélite tienen señales de entrada que son dirigidas a diferentes estaciones receptoras utilizando porciones separadas de la ráfaga TDMA. El receptor TDMA demodula las ráfagas enviadas por las estaciones transmisoras y las demultiplexa en flujos de bits individuales.

Todas las estaciones de la red pueden recibir las ráfagas de tráfico y seleccionar el tráfico destinado a cada estación en particular.

Está técnica ofrece ventajas sobre la técnica FDMA . Quizas las ventajas mas significativas son la ocupación total del ancho de banda del transpondedor por una sola portadora y la utilización del amplificador en estado de saturación, tanto en el satélite como en estaciones terrenas. La mayor desventaja es que se requiere un equipo complejo, de sincronización de tiempo.

Canal de Señalización (CS), compuesto a su vez de : CANAL DE HILO DE ORDEN .-El cuál porta tráfico de voz y datos, también a través de él se pasa información entre las estaciones.

Canal de servicio.- Porta el estado en que se encuentran las estaciones de tráfico a la estación de referencia, puede portar otro tipo de información como tasa de bits, alarmas, identificación de estación, etc.

Cabe mencionar que el canal de señalización también lo tenemos en la ráfaga de referencia y también se compone de canal de hilo de orden, canal de administración (administración de la trama como son; cambios del plan de tiempo en las ráfagas), canal de temporización de transmisión, el cuál lleva información de adquisición y sincronización.

Una vez terminados los bits del preámbulo, se presentan los bits de información, cuya longitud va a depender principalmente del tipo de servicio a cursar y el número canales requeridos.

III.3.2 RÁFAGA DE REFERENCIA

Estas ráfagas se utilizan con fines de confiabilidad del enlace, generalmente una trama contiene dos ráfagas de referencia, una primaria y otra secundaria, para cuando falle la primera conmutar con la segunda y evitar una falla total, estas ráfagas no contienen información de tráfico y son emitidas por estaciones de referencia, primaria y secundaria.

Dicha ráfaga constituye la sincronización de todas las estaciones terrenas que integran la red, conteniendo información necesaria de las estaciones para detectar la localización exacta de las ráfagas en la trama.

Básicamente se constituye de tres partes principales :

- Recuperación de portadora y reloj.
- Palabra única.
- Canal de señalización.

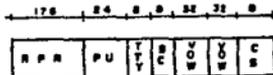


FIG. 3.2.3.

RECUPERACION DE PORTADORA Y RELOJ :

Sirve para proporcionar la localización de una frecuencia portadora, así como el tiempo de temporización de la ráfaga. Normalmente su secuencia se compone de un segmento inicial con portadora no modulada, seguida por cambios de fase de la frecuencia portadora entre 0 y π radianes como símbolo del tiempo de reloj. Puede esperarse en la recepción una relación C/N relativamente alta y la adquisición de la portadora de un rango pequeño, los segmentos de tiempo de la recuperación de portadora y reloj pueden ser cortos, (normalmente 30 símbolos para una portadora modulada en QPSK). Sin embargo si la recepción C/N es baja y el rango de adquisición de portadora es largo para acomodar los datos de portadoras largas e inciertas, la recuperación de portadora y reloj se considera larga (por ejemplo : 300 símbolos). Como se mencionó anteriormente; su función es permitir al demodulador en la recepción, recuperar la fase de la portadora y regenerar el reloj de temporización de bit.

Después del segmento de la recuperación de portadora es seguido por la Palabra Única, que se utiliza en la ráfaga de referencia para entregar la temporización de trama y así permitir la localización de una ráfaga de tráfico en dicha trama.

La palabra única en la ráfaga de tráfico, es una secuencia de unos y ceros seleccionada para exhibir propiedades de correlación adecuadas y así mejorar la detección, las palabras únicas varían en longitud (tan cortas como 10 símbolos) para QPSK o más amplias como 24 símbolos). Dichas palabras en la recepción entran a un correlador de palabra única, donde es correlacionada con un patrón neutro.

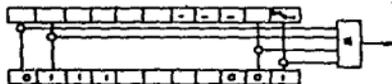


FIG. 3.2.4

Si todos los bits del patrón recibido corresponden a los del patrón almacenado, la palabra única es recibida con un $E=0$ y en ese instante indica con precisión el arribo de la ráfaga. Por esta razón la salida del correlador es utilizado como tiempo de ocurrencia de una ráfaga, que es marcar el símbolo final del tiempo de referencia para empezar a decodificar la información en la parte de tráfico de la ráfaga.

Pueden utilizarse diferentes palabras únicas para distinguir entre dos ráfagas de referencia ó entre ráfagas de referencia y de tráfico. Una función de suma importancia de la palabra única es la resolución en la ambigüedad de la fase al recuperar la portadora cuando se utiliza modulación QPSK (4 fases).

CANAL DE CONTROL Y RETORNO DE CANAL, utilizado en las ráfagas de referencia, difíciles de comunicar información, para controlar las posiciones de ráfagas en las estaciones de la red. Se utiliza también en sistemas donde el tráfico de las estaciones es controlado por una estación central de referencia, asignada permanentemente y en el cuál el tráfico de las estaciones de la red no son capaces de ver sus propias emisiones de retorno desde el satélite.

La información contenida en el control y retardo de canal es importante para llevar a las estaciones de la red ráfagas de tráfico con inicios indeseables (función denominada adquisición inicial) y mantener la posición de las ráfagas en la trama con alta precisión (función denominada sincronización). En sistemas con asignación por demanda (DAMA), en el cuál las posiciones y tiempos de duración de la ráfaga de tráfico, debe ajustarse constantemente para optimizar la capacidad de distribución de la trama, la información del control de tráfico puede ser enviado sobre el canal de control.

Para sistemas con preasignación simple para enlace global ó regional de redes, en el cuál las estaciones de control de posición de ráfaga de observación directa no es necesario un canal de control. En tales sistemas la ráfaga de tráfico de una de las estaciones puede servir como ráfaga de referencia. En este caso, un canal de servicio es utilizado para transportar la información importante a transferir entre la estación de referencia responsable y las estaciones participantes. [El canal de servicio porta el status (estado) de las estaciones de tráfico].

III.3.3 ESTRUCTURA DE RAFAGA DE TRAFICO

Cada estación terrena puede transmitir una o más ráfagas de tráfico por trama y puede acomodarlas en cualquier parte de dicha trama de acuerdo a un plan de tiempo de ráfagas que coordina el tráfico entre estaciones. La longitud de la trama depende de la información a transmitir. Es decir, las ráfagas de tráfico sincronizan a las ráfagas de referencia para ocupar las posiciones asignadas en la trama.



FIG. 3.2.5.

Las primeras dos partes de la ráfaga comprenden recuperación de portadora y reloj (RPR), seguida por la palabra única (PU) y son iguales en las partes correspondientes a la ráfaga de referencia. Es de esperarse que la secuencia de recuperación de portadora y reloj es la misma para ambos tipos de ráfagas, ya que las ráfagas de tráfico deben operar con una cercanía igual a las ráfagas de referencia, sufriendo degradaciones iguales debidas al ruido, interferencia y distorsión.

La palabra única debe ser común para ambas ráfagas. La discriminación para diferenciar los tipos de ráfagas se realizan utilizando códigos en términos de la palabra única e invirtiendo a la misma, dichas inversiones periódicas son usadas en señales multitramas o supertramas utilizadas en algunos protocolos de adquisición y sincronización, además para el control de tráfico.

Al igual que en la ráfaga de referencia, después de la palabra única, la ráfaga de tráfico puede contar con un canal de servicio (CS), e hilo de orden, los cuales son utilizados para mantener los sistemas de protocolos operando, y un canal de voz (interno) para comunicarse entre las estaciones.

III.3.3 ESTRUCTURA DE RAFAGA DE TRAFICO

Cada estación terrena puede transmitir una o más ráfagas de tráfico por trama y puede acomodarlas en cualquier parte de dicha trama de acuerdo a un plan de tiempo de ráfagas que coordina el tráfico entre estaciones. La longitud de la trama depende de la información a transmitir. Es decir, las ráfagas de tráfico sincronizan a las ráfagas de referencia para ocupar las posiciones asignadas en la trama.



FIG. 3.2.5.

Las primeras dos partes de la ráfaga comprenden, recuperación de portadora y reloj (RPR), seguida por la palabra única (PU) y son iguales en las partes correspondientes a la ráfaga de referencia. Es de esperarse que la secuencia de recuperación de portadora y reloj es la misma para ambos tipos de ráfagas, ya que las ráfagas de tráfico deben operar con una cercanía igual a las ráfagas de referencia, sufriendo degradaciones iguales debidas al ruido, interferencia y distorsión.

La palabra única debe ser común para ambas ráfagas. La discriminación para diferenciar los tipos de ráfagas se realizan utilizando códigos en términos de la palabra única e invirtiendo a la misma, dichas inversiones periódicas son usadas en señales multitramas o supertramas utilizadas en algunos protocolos de adquisición y sincronización, además para el control de tráfico.

Al igual que en la ráfaga de referencia, después de la palabra única, la ráfaga de tráfico puede contar con un canal de servicio (CS), e hilo de orden, los cuales son utilizados para mantener los sistemas de protocolos operando, y un canal de voz (interno) para comunicarse entre las estaciones.

El siguiente segmento de la ráfaga de tráfico es el Campo de Datos; el cuál porta la CARGA UTIL del servicio. La organización del Campo de Datos puede variar dependiendo de la velocidad de los datos portados.

Un formato de tráfico simple portado, es un flujo continuo de datos digitales que tiene una velocidad R_0 bits/seg, con un periodo de trama T_f [seg], un campo de datos $B_{tr} = R_0 T_f$. Si la velocidad de transmisión es R_t , la duración del campo de Datos es :

$$T_r = \frac{R_0 T_f}{R_t}$$

En atención al alineamiento entre la trama TDMA y alguna estructura de trama existente en el tráfico han hecho que los periodos en dicha trama sean mostrados en bloques en términos de canal, las posiciones ocupadas por los bloques son relativamente fijas en el instante de ocurrencia del último símbolo de la palabra única. Estos canales son llamados Canales de Satélites.



FIG: 3.2.6

La información en el canal es agrupado en muestras de 8 bits, con una frecuencia de muestreo de 8000 muestras/seg, entregada a un multiplexor primario con un periodo de trama de $T = 1/8000 \text{ Hz.} = 125 \mu\text{seg}$, denominada multitrama, compuesta por 32 intervalos de tiempo como se muestra en la figura 3.2.7



FIG. 3.2.7

frec. muestreo 8 KHz.

$T = 1/8000 \text{ Hz} = 125 \mu\text{seg}$

$125 \mu\text{seg}/32 = 3.9 \mu\text{seg} \implies 8 \text{ pulsos binarios para un intervalo de la trama}$

$3.9 \mu\text{seg}/8 = 0.488 \mu\text{seg} \implies \text{tiempo que dura cada pulso binario}$

$8000 \times 32 \times 8 = 2,048,000 \text{ pulsos binarios por segundo}$

El intervalo 0 y 16 de la multitrama contienen 8 bits cada uno. *

Es posible señalizar los 30 canales, para lo cuál se utiliza un código de alineación de trama y se transmite una vez cada dos tramas impares.

*	1	2	3	4	5	6	7	8	BITS
x	0	0	1	1	0	1	1	1	intervalos de tiempo (tramas impares)

El bit 1 utilizado como canal de datos con velocidad de 4 Kb/seg.

El bit 2 indica si la trama es impar (0), o es par (1).

El bit 3 indica al transmisor que el receptor esta conectado.

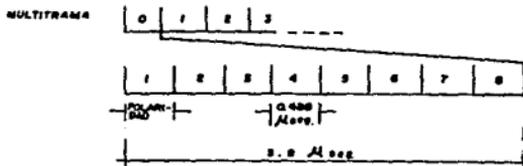


FIG. 3.2.8

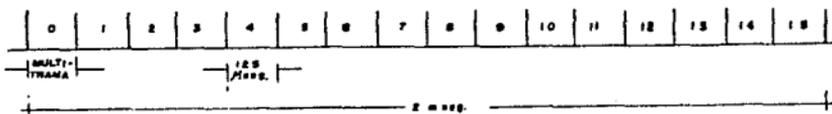


FIG. 3.2.9 16 multitramas forman la supertrama

III.3.4 TIEMPO DE GUARDA

Es la función estratégica del control de posición de ráfagas para mantener la asignación correcta dentro de la trama ó estructura TDMA. Esta posición se regula por el tiempo de ocurrencia del último símbolo de la ráfaga de la palabra única.

Un tiempo de guarda pequeño es requerido entre ráfagas que se originan en diversas estaciones terrenas para asegurar que dichas ráfagas no se translapen al llegar al transpondedor. A su vez éste tiempo de guarda debe ser lo suficientemente largo para permitir espacios necesarios en la temporización de transmisión y en variaciones de tasas de rango del satélite (tasas de velocidad de transmisión). El tiempo de guarda normalmente debe ser igual al intervalo de tiempo para detectar el pulso de recepción que indica el inicio de una trama TDMA en una estación terrena.

III.3.5 EFICIENCIA DE TRAMA

La eficiencia de trama en un sistema TDMA es definida como el cociente de el número de símbolos disponibles para transportar el tráfico, sobre el número total de símbolos disponibles en la trama.

El número total de símbolos QPSK en la trama es $R_f T_f/2$.
 La siguiente ecuación se utiliza para calcular la eficiencia :

$$\eta = \frac{R_f T_f/2 - N S_p - K S_{rb} - (N + K) S_g}{R_f T_f/2} \times 100\%$$

donde :

N => número de ráfagas de tráfico en la trama.

K => número de ráfagas de referencia.

S_p => número de símbolos en el preámbulo de la ráfaga de tráfico.

S_{rb} => número de símbolos en el cuál la ráfaga de referencia.

S_g => es el tiempo de guarda entre ráfagas, expresado en número de símbolos.

Ejemplo :

$R_f = 120.832 \text{ Mb/s}$, $T_f = 2 \text{ mseg}$, $N = 16$, $K = 2$, $S_p = 280$ símbolos

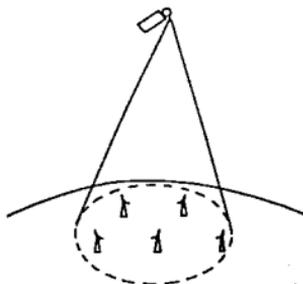
$S_{rb} = 288$ símbolos, $S_g = 60$ símbolos

$$\eta = \frac{(120.832 \text{ Mb/seg})(2 \text{ mseg})/2 - (16)(280) - (2)(288) - (16+2)60}{(120 \text{ Mb/seg})(2 \text{ mseg})/2} \times 100\%$$

$$\eta = 95.2 \%$$

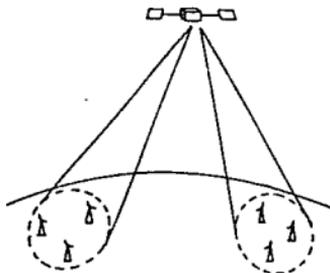
Es importante considerar en la relación de eficiencia de trama, el número de ráfagas de tráfico con periodo constante.

Los sistemas TDMA requieren un método con tiempos precisos para los períodos de transmisión de ráfagas, para prevenir que se traslapen en el satélite. Este sistema originalmente se presentó con una cobertura global ó enlace regional, con métodos simples de adquisición y sincronización. Con la evolución de los satélites surgen los de múltiples enlaces, los cuales fueron utilizados por INTELSAT-V.



(a)

Red con enlace global o regional



(b)

Red con múltiples enlaces

FIG. 3.2.10.a.b.

Continuando con el avance de TDMA se llega a la generación de satélites swicheados (SS/TDMA), en los cuales se requiere que las ráfagas se sincronizan con un swich de satélite, evitando así la colisión entre fronteras swicheadas.

III.3.7 ADQUISICION Y SINCRONIZACION

Al hablar de adquisición, se refiere al proceso de entrega de una ráfaga asignada por una localidad en la trama TDMA, la sincronización se refiere a mantener la precisión de una ráfaga asignada por una localidad. Algunos métodos para realizar la adquisición y sincronización son descritos como control de lazo cerrado y control de lazo abierto.

Estos métodos se describen por su habilidad para cumplir con las necesidades de los satélites no swicheados; como en la operación de redes con satélites swicheados.

III.3.7.1 CONTROL DE LAZO CERRADO

Este método fué diseñado para utilizar enlace global y regional, cuenta con la habilidad de ver cualquier estación de referencia y sus propias retransmisiones desde el satélite, facilitando así a la estación, ajustar su propio tiempo de ráfaga a ocupar en la asignación periódica de la trama. En enlaces globales y regionales se permite a cada estación ver todas las ráfagas, incluyendo la suya propia.

Este método no puede ser aplicado para sistemas de enlaces múltiples, ya que estos no permiten lazo cerrado directo del satélite.

ADQUISICION Y SINCRONIZACION DE LAZO CERRADO

En la adquisición de fase, la estación primero sincroniza del lado de recepción las ráfagas de referencia (R) estableciendo un tiempo local de referencia. En las siguientes transmisiones una ráfaga de adquisición (A) con un incremento de tiempo (ΔT) llega al satélite en la posición indicada, la cuál es desplazada una cantidad E de la localización deseada en la trama.

Esta es la posición de error de la trama. La estación no puede ver el error, hasta la retransmisión de retorno de ráfagas a la estación en un tiempo igual o semejante al tiempo de propagación del satélite.

La estación es capaz de observar el error (ϵ) y ajustar el valor de retardo de ΔT a $\Delta T - \epsilon$, esta corrección se aplica en la siguiente trama o dos tramas después para permitir el proceso del tiempo y así con la aplicación correcta del tiempo de retardo permitirá a la ráfaga mantenerse en la posición asignada en la trama.

NOTA.-El tiempo de retardo (ΔT), entre el tiempo de recepción de ráfaga de referencia y el tiempo de transmisión de ráfaga de adquisición, no es igual al retardo entre la referencia y adquisición de ráfagas en el satélite.

III.3.7.2 CONTROL DE LAZO ABIERTO

Se refiere al control de posición de ráfaga de tráfico, basado en el tiempo de propagación, el cuál se determina como la distancia entre el satélite y la estación terrena. Para realizar este control se requiere la medición correcta de la posición del satélite y las localizaciones precisas de las estaciones. Este método puede utilizarse en sistemas de enlaces múltiples porque no requiere visibilidad de su propia estación de ráfagas. En el control de lazo abierto se requiere introducir un tiempo de retardo entre el instante de recepción de ráfaga de referencia TDMA y el instante de transmisión de las estaciones de sus propias ráfagas. El valor del tiempo de retardo introducido se selecciona de manera que el tiempo transcurrido desde la salida de ráfaga del satélite y el retorno de respuesta desde una estación hacia el satélite sea un número entero de los periodos de la trama TDMA.

Al instante de arribo de una ráfaga de referencia a una estación se le llama Inicio de Trama de Referencia (ITR), el transcurso del tiempo de retardo desde el (ITR) marca los instantes de Inicio de Trama de Transmisión (ITT).

III.3.8 PALABRA UNICA

Como se mencionó anteriormente, la detección de palabra única indica el inicio de ocurrencia de una trama de referencia y establece el tiempo de referencia para decodificar los canales en el receptor. La palabra única debe ser detectada correctamente para mantener en operación una terminal TDMA. La palabra única presenta dos alternativas : Error y Falsa alarma.

EL ERROR

Se refiere a la falla del detector de palabra única para lograr la conmutación en el correlador ó el exceso de asignaciones en el umbral del correlador. Para una PU de (N) bits, la amplitud máxima de conmutación del correlador es N.

La PU recibida es alineada y se compara con la PU almacenada en el correlador de PU, si la PU recibida tiene errores, estos presentan fallas en el correlador, entonces si cada falla presenta un cero (hueco), la amplitud del umbral del correlador disminuye de acuerdo a los errores presentados. El número máximo de errores permitidos en el correlador de umbral se llama: CORRELACION DE UMBRAL (E).

Si el umbral de correlación $E = 0$, la PU es recibida perfectamente. El error es la alternativa que se presenta con mayor frecuencia (muy pocas veces se tiene una falsa alarma). La probabilidad de error, esta en función del número de bits (N) en la PU, la probabilidad de bit erronco (P) y el valor de umbral (E)

FALSA ALARMA

En la PU se presenta cuando ocurre una interrupción de palabra única en el correlador cuando todavía no se recibe una palabra única para que se compare. Esto ocurre cuando una terminal TDMA presenta un mensaje almacenado confuso en la trama. También se presenta falsa alarma cuando a los patrones de bits se les introduce ruido o parte de la ráfaga de tráfico y se comparan con el correlador de palabra unica (esta segunda opción es menos frecuente).

III.4 ACCESO MULTIPLE POR DIFERENCIACION DE CODIGO (CDMA)

En la técnica de acceso multiple por diferenciación de código, las señales transmitidas utilizan toda la banda simultaneamente, asignandose un código característico a cada señal transmitida. En el lado receptor la estación terrena reconoce por su código la señal deseada (ya que también recibe todas las señales en el ancho de banda al mismo tiempo) extrayendola por técnicas de correlación. A esta técnica (CDMA) también se le conoce como acceso multile por ensanchamiento de espectro (AMEE).

En sistemas de ensanchamiento de espectro, la energía transmitida se distribuye sobre un ancho de banda mucho mayor que el ancho de banda de información. Con modulación (AM) el ensanchamiento debe ser al menos el doble, para modulación (FM) el ensanchamiento debe ser 4 veces mayor y para un sistema EE lineal debe ser 100 veces mayor. Inicialmente CDMA se utilizó para fines militares y debido a sus características se explotó con fines comerciales aunque no se difundió como las técnicas de acceso antes mencionadas (FDMA y TDMA).

En CDMA no se requiere ningún control en las asignaciones de canales ya que al incrementar la carga útil del transpondedor solo se obtiene una degradación en la calidad de transmisión (S/N). Debido al ensanchamiento del espectro, la densidad espectral de cada señal transmitida es muy baja, por lo cual solo puede utilizar bajas velocidades de información; produciéndose con esto efectos mínimos de interferencia entre canales.

CDMA proporciona cierta protección de su información gracias al código asignado. Una vez asignada la banda, lo principal es asegurar que no utilicen un mismo código dos usuarios. Lógicamente que el principal inconveniente es la baja eficiencia en la utilización del espectro comparado con FDMA y TDMA. Siendo esta última la razón principal por la cual no se difundió comercialmente. Existen básicamente dos técnicas típicas; de secuencia directa y de salto de frecuencia.

III.4.1 SISTEMA DE SECUENCIA DIRECTA

En esta técnica se utiliza una secuencia digital de código con una velocidad muy superior a la velocidad de información, donde cada bit de información se transmite como una secuencia pseudoaleatoria de datos codificados.

Las figuras 3.3.1 y 3.3.2 muestran un sistema típico de secuencia directa.

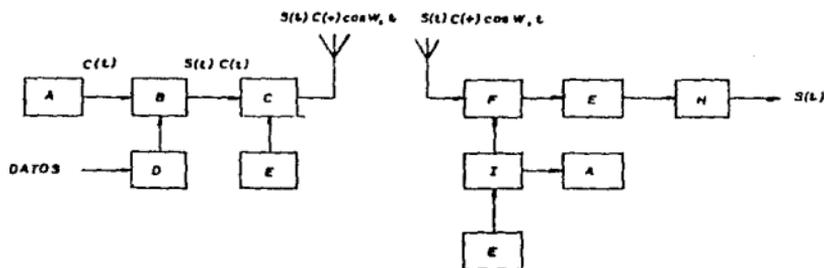


FIG. 3.3.1

A => Generador de secuencia.
 B => Modulador binario.
 C => Modulador.
 D => Codificador binario.
 E => Oscilador local.

F => Correlacionador.
 G => F.I.
 H => Demodulador.
 I => Modulador equilibrado.

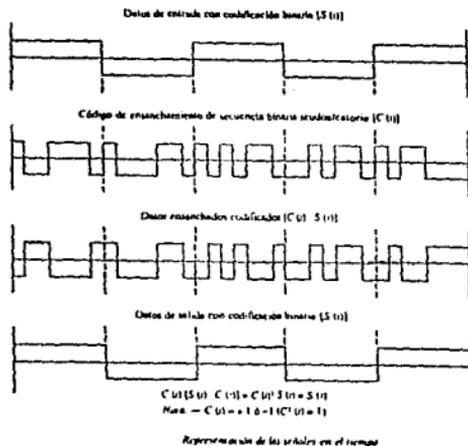


FIG. 3.3.2

La secuencia de código $C(t)$ se combina con la secuencia de información $S(t)$ sumadas en modulo-2 para obtener el ensanchamiento del espectro. La señal resultante $S(t) \cdot C(t)$ modula a una portadora en BPSK (no se requiere modularla en más fases ya que se busca un gran ancho de banda). En el receptor esta señal se multiplica por una señal codificada que se combina en sincronismo con el transmisor, obteniéndose la señal desensanchada modulada en BPSK, la cuál se demodula (filtraje) y obtiene nuevamente su velocidad de información original $S(t)$. El grado de interferencia entre dos señales recibidas depende de la correlación entre las secuencias pseudoaleatorias respectivas.

Los parámetros para medir la calidad de CDMA son :

- La ganancia del sistema (G) y el margen de perturbación (M), donde (M) es la relación máxima admisible entre la potencia perturbadora y la potencia de la señal, también expresa la interferencia en el sistema para un valor determinado de E_b/N_0 (porción de bits erróneos).

- A => Generador de secuencia deseudoruido.
- B => Sintetizador de frecuencia.
- C => Modulador.
- D => Codificador binario.
- E => Mezclador.
- F => Demodulador.

En el transmisor, el generador de códigos controla un sintetizador de frecuencia u oscilador local que hace variar las frecuencias de manera pseudoaleatorias. El espectro de salida transmitido es diferente al de SD, pues el salto de frecuencia del espectro se asemeja a una señal de banda estrecha ó de una sola frecuencia. La salida instantánea del generador de saltos de frecuencia puede componerse de bandas laterales y frecuencias no esenciales creadas por un transmisor no ideal.

El receptor mezcla la señal de entrada con una señal del oscilador local controlado por un generador de código de funcionamiento síncrono. Esto produce una señal deseada de salida constante en la banda de paso de F.I.

Se produce interferencia entre dos emisiones cuando estas utilizan la misma frecuencia al mismo tiempo. La selección de códigos proporciona la protección de interferencia. Dicha selección se basa en la correlación de las secuencias binarias. Los códigos GOLD obtenidos con la suma modulo-2 presentan las mejores propiedades de correlación cruzada para aplicarlos a CDMA. Si las configuraciones de salto de frecuencia son ortogonales, no existe interferencia entre los usuarios. Es difícil tenerlas todas totalmente ortogonales, por lo cuál se presenta una cierta intermodulación.

Para realizar el ensanchamiento y desensanchamiento se requiere la sincronización entre transmisor y receptor. La sincronización inicial ó adquisición se obtiene mediante un correlador deslizante que compara el código recibido con un código local. El tiempo de adquisición es mayor en la técnica SD que en SF y durante esta fase no se envía información.

CAPITULO IV

ESTACION TERRENA PARA COMUNICACION DIGITAL

La estación terrena transmisora/receptora también es parte importante para realizar el enlace digital vía satélite, ya que es donde se procesa la señal desde banda base hasta radio frecuencia y viceversa.

De acuerdo al buen funcionamiento de la estación en coordinación con el satélite (segmento espacial), las comunicaciones satelitales aumentan la eficiencia que otros medios de comunicación no consiguen (microondas terrestres, cable coaxial, etc). La configuración general de una estación terrena satelital fundamentalmente no es distinta a las estaciones de los otros medios de comunicación, pero las frecuencias que utilizan y las atenuaciones que representan las ondas radioeléctricas requieren una calidad de funcionamiento mucho mayor.

Las estaciones terrenas se clasifican en dos categorías de acuerdo al servicio que prestan :

ESTACIONES PARA SERVICIO FIJO : ubicadas permanentemente en la localidad que se desea enlazar.

ESTACIONES MOVILES : las cuales pueden ser instaladas en barcos aeronaves y transportes terrestres.

En México este tipo de estaciones basicamente se utilizan cuando se requiere llevar a cabo un evento ocasional (ejemplo, el mundial de 1990 y miss universo 1991) que economicamente resulta mejor que instalar estaciones terrenas fijas.

Las estaciones terrenas también se clasifican de acuerdo a su frecuencia de operación y su figura de merito (razón de ganancia de antena a temperatura de ruido G/T) en :

ESTACION TERRENA DE NORMA A .- opera en la banda de frecuencias de 6/4 GHz con figura de merito superior a 40.7 dB°K a un ángulo de operación específico de la antena , estan equipadas con grandes antenas (30 mts diámetro), amplificadores de muy bajo nivel de ruido en recepción y amplificadores de gran potencia en transmisión.

ESTACION TERRENA DE NORMA B.- opera en la banda 6/4 GHz. con una figura de merito aproximadamente de 32 db^ok ,equipadas con antenas medianas (11 mts de diámetro).

ESTACION TERRENA DE NORMA C.- funciona en la banda de 14/11 GHz, destinadas a cursar gran capacidad de tráfico (pueden establecerse comunicaciones entre estaciones de norma C y norma A mediante conexiones de puente cruzadas en el transponder del satélite).

ESTACION TERRENA DE NORMA D.- opera en la banda de 6/4 GHz., diseñadas específicamente para la utilización en el servicio vista INTELSAT para ofrecer un servicio básico de satélite a comunidades rurales y alejadas.

ESTACION TERRENA DE NORMA E.- funciona en la banda de 14/11 GHz, utilizando antenas desde 3 hasta 10 mts de diámetro. Diseñadas específicamente para utilización del servicio comercial de INTELSAT totalmente digitales.

ESTACION TERRENA DE NORMA F.- opera en la banda de 6/4 GHz, con antenas que van de 5 a 10 mts; diseñadas para la utilización en los servicios IBS (servicio empresariales de INTELSAT), el cuál es un servicio digital totalmente integrado, proyectado para satisfacer toda la variedad de necesidades empresariales de telecomunicaciones (telefónicas, datos , facsimil, audio y video, etc).

ESTACION TERRENA DE NORMA G.- opera en las bandas de 6/4 y 14/11 GHz, incluyendo una amplia gama de diametros de antena de estación terrena internacional.

Las normas anteriores son utilizadas para sistemas internacionales de INTELSAT. Para el sistema de satélites Morelos la norma Z es la utilizada, ya que se refiere a sistemas nacionales o regionales. Estas estaciones utilizan las bandas de 6/4 GHz y 14/11 GHz e incluye una gran variedad de diámetros de antenas, donde las características de calidad de funcionamiento no incluyen los siguientes parámetros :

- .- Pire máximo por portadora.
- .- Método de modulación.
- .- Factor de calidad G/T.
- .- Ganancia de transmisión.

El usuario de la E.T. tiene gran flexibilidad y libertad para decidir el mejor diseño de transmisión conforme a sus necesidades.

Los componentes mayores o subsistemas que configuran una estación terrena son : antena, amplificador de bajo ruido (LNA), amplificador de alta potencia (HPA), convertidores (ascendente y descendente), Modem y multiplexor (mux), que a continuación se describen.

IV.1 SISTEMA DE ANTENA

En la estación terrena la antena se encuentra ubicada en la parte exterior, conectada por una interfaz con los demás componentes y es la que transmite/recibe señales hacia/desde el satélite.

Sus características más importantes para el buen funcionamiento son : la ganancia, area de apertura, directividad, patrón de radiación, temperatura de ruido, elípticidad y la relación ganancia a temperatura de ruido.

De acuerdo al material que estan construidas, basicamente se fabrican de : fibra de vidrio reforzado, construidas de una sola pieza y generalmente de diámetros pequeños (1.8 a 5.0 mts). También son construidas de aluminio, normalmente compuestas por varias partes (paneles) para poderse transportar con más facilidad hacia lugares de difícil acceso. Este tipo de antenas gracias a que se pueden armar y desarmar se utilizan con diámetros mayores a las de fibra de vidrio (7 a 33 mts).

Con el objeto de sobreponerse a las grandes atenuaciones que se presentan en los enlaces ascendente y descendente es necesario utilizar antenas con alta ganancia, ya que si ésta es grande el ancho del haz es angosto, sin embargo si la ganancia es baja se requiere una potencia de salida alta, proporcionada por un amplificador de potencia (HPA) y una temperatura de ruido baja, proporcionada por un amplificador de bajo ruido (LNA).

Las antenas más utilizadas en sistemas de microondas y satélite son del tipo reflector. Las cuales se clasifican por su estructura geométrica en : simétricas y asimétricas, alternativamente también se clasifican de acuerdo al número de reflectores en : reflector sencillo y reflector doble.

ANTENA PARABOLICA.-Pertenece al tipo reflector, también conocida como antena con alimentador de foco primario, debido a que el alimentador está instalado en foco de la antena.

El alimentador consiste en un dipólo o una antena tipo horno y su uso depende de la banda de frecuencia de operación. Al alimentador se le conoce como el radiador primario.

Las funciones principales del alimentador son :

- a).-Separación de señales Tx/Rx realizadas por un duplexor, el cuál acepta las señales Tx por el HPA y las dirige al puerto común de la antena y acepta las señales en Rx de este puerto y las translada al LNA.

El duplexor es un acoplador de polarización ortogonal, que consiste de dos guías de onda, una circular y otra rectangular las cuales se unen a través de una apertura de acoplamiento para asegurar que la potencia del HPA no cause daños a la señal recibida en el LNA.

Un filtro de rechazo es integrado al puerto de 4 GHz en el duplexor para proporcionar aislamiento de 50 dB sobre la banda de transmisión..

- b).-Polarización adecuada a señales Tx/Rx, proporcionada por el polarizador el cuál tiene dos modos de aplicación : De polarización circular a lineal y variando el ángulo de polarización arbitrariamente de una onda polarizada linealmente.
- c).-Derivación de señales de rastreo para apuntar la antena hacia el satélite. Realizado por un sistema de rastreo de monopolso, donde un acoplador de rastreo es instalado en el alimentador, cuando se pierde la línea de vista, el acoplador produce una señal de error y la unidad de control de la antena rastrea al satélite.

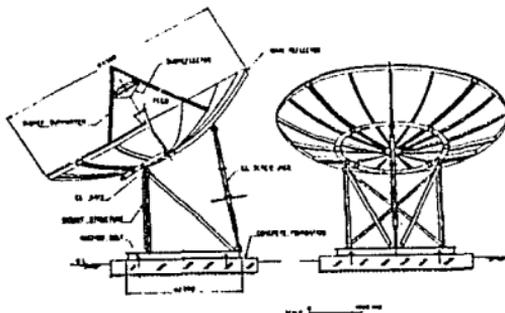


FIG. 4.1.1 ANTENA PARABOLICA

IV.1.1 GANANCIA DE ANTENA

Para telecomunicaciones espaciales, la antena tiene que concentrar la potencia alrededor de una dirección específica. Esta propiedad se mide por medio de la ganancia (G), que es igual a la relación entre la potencia suministrada a una antena isótropa (*) y la potencia suministrada a una antena considerada.

La potencia suministrada a la antena P_e , se distribuye uniformemente. La densidad de flujo de potencia (dfp) es decir, la potencia radiada por la antena en una dirección dada a una distancia grande (d) por unidad de superficie se expresa :

$$dfp = P_e / 4\pi d^2$$

La dfp radiada en una dirección dada por una antena tiene una ganancia g_e en esa dirección, por tanto :

$$dfp = P_e G_e / 4\pi d^2$$

donde :

$P_e G_e$ es la potencia isótropica radiada equivalente (PIRE) que expresada en logaritmos ($P_e + G_e$) se indica en dBw.

La antena receptora tiene una superficie efectiva A_e y su potencia es :

$$P_r = P_e G_e [A_e / 4\pi d^2]$$

Como puede observarse la potencia que llega a la antena receptora es proporcional a la dfp :

$$P_r = A_e (dfp)$$

donde:

$A_e \Rightarrow$ superficie efectiva de la antena receptora.

* .- Antena que radia una onda uniformemente en todas las direcciones.

Generalmente la ganancia (g) de cualquier antena direccional expresada en terminos de superficie efectiva A_e es:

$$g = 4\pi A_e / \lambda^2$$

En antenas con gran abertura perpendicular a la dirección de la ganancia máxima, la superficie A_e es proporcional a la superficie radiante equifase A de esta abertura .

El factor de proporcionalidad llamada eficacia (η) esta comprendido entre 0.5 y 0.8. Por tanto la expresión general de la ganancia es :

$$g = \eta [4\pi\lambda/\lambda^2]$$

Una antena no direccional (isótropa), radia una onda esferica con potencia uniforme $P_0/4\pi$ en cualquier dirección (θ, ϕ) del espacio que la rodea (P_0 = potencia disponible en la entrada de la antena).

Sin embargo una antena direccional radia una potencia $p(\theta, \phi)$ en la dirección θ, ϕ como se muestra en la figura :

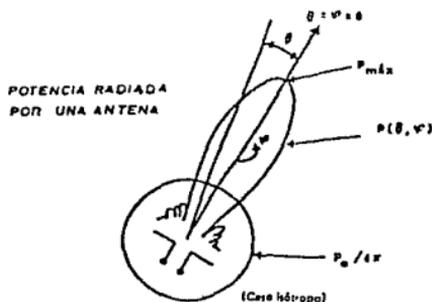


FIG. 4.1.2

En estos terminos la definición de la ganancia es:

$$g(\theta, \phi) = P(\theta, \phi) / (P_0/4\pi)$$

Generalmente la ganancia se expresa en decibeles :

$$G = 10 \log g \text{ [dBi]}$$

dBi.- es decir, dB sobre el nivel isótropo.

IV.1.2 ABERTURA EFECTIVA

Para obtener la ganancia de una antena, en la práctica no se realiza con el radio total que mide dicha antena, sino con una superficie efectiva A_e .

En la recepción, si una onda radioeléctrica (Ω) proveniente del satélite incide sobre la antena, ésta absorbe la potencia contenida en su zona de abertura efectiva A_e . Si la antena fuese perfecta y sin pérdidas la zona A_e sería igual a la zona real proyectada:

$$A = \pi D^2 / 4$$

Pero en la práctica se deben tomar en cuenta las pérdidas y la no uniformidad de iluminación de la abertura, por tanto $A_e = \eta A$, donde la eficacia de la antena ($\eta \leq 1$), para $\eta = 1$ se tiene una ley de iluminación uniforme y pérdidas nulas.

Una relación importante de la abertura efectiva es :

$$g_{\max} = 4\pi A_e / \lambda^2$$

donde :

$$\lambda \Rightarrow \text{longitud de onda (m)} \quad \text{y} \quad \lambda = c/f = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{\text{frec. op Hz}}$$

Retomando la A_e de la ecuación anterior se tiene :

$$g_{\max} = 4\pi \eta A / \lambda^2$$

Para antenas de abertura circular con diámetro (D), como la siguiente figura :

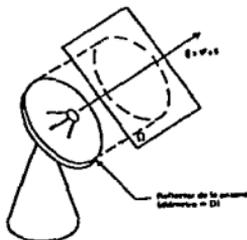


FIG: 4.1.3.

Se tiene una ganancia máxima de

$$g_{\max} = \eta (\pi D / \lambda)^2$$

6 en decibeles $G = 10 \log g_{\max} = 9.94 + 10 \log \eta + 20 \log (D/\lambda)$ dBi

La ecuación de abertura efectiva A_e dada para la dirección de ganancia máxima de la antena (es decir para $\theta = \rho = 0$), puede generalizarse en :

$$g(\theta, \phi) = \frac{4\pi A_e(\theta, \phi)}{\lambda^2}$$

donde :

$A_e(\theta, \phi)$.- es la zona de cobertura efectiva en la dirección (θ, ϕ) .

Concluyendo : la ganancia de una antena es la característica más importante en el lado de transmisión, sin embargo, en la recepción la característica más importante no es la ganancia, sino la G/T.

IV.1.3 DIRECTIVIDAD Y DIAGRAMAS DE RADIACION

Estos conceptos se encuentran inherentes uno con el otro, por eso se tratan al mismo tiempo. Las propiedades directivas de una antena pueden representarse por sus diagramas de radiación, debido a que, al grado en que un campo radiado es concentrado en una dirección, los patrones o diagramas cambiarán.

La figura 4.1.4 muestra una diagrama de radiación y ancho de banda de una antena.

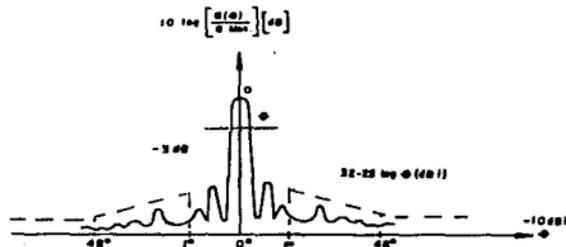


FIG. 4.1.4

La anchura total de haz a potencia media (-3 dB) viene dado por :

$$\theta = K \frac{\lambda}{D}$$

donde :

K.- depende de la ley de iluminación de abertura uniforme, que para antenas de eficacia alta e iluminación casi uniforme es $K = 65^\circ$

El ancho del haz se determina a partir del diagrama de radiación cuando el ángulo θ_0 se encuentra 3 dB por debajo del punto máximo del patrón.

32-25 log θ (dBi) es la recomendación 465-1 del CCIR.

El patrón de una antena parabólica es mostrado a continuación:

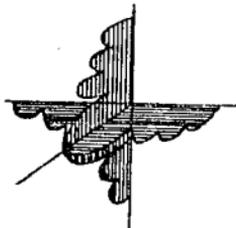


FIG. 4.1.5

Incluye ambos vectores de una polarización, es decir, el patrón del campo eléctrico y el patrón de campo magnético. En el eje vertical se tienen las mediciones del vector de campo eléctrico, y en el eje horizontal las mediciones del vector de campo magnético.

En la práctica los patrones de radiación son un requisito que pide la S.C.T. para comprobar si cumplen con las normas de operación correctas (dichas pruebas se llevan a cabo durante su fabricación), es decir, que no presente niveles de interferencia.

En la figura 4.1.6 se observa que las normas del CCIR, indican los niveles de no interferencia, es decir, que las crestas de los lóbulos no interferirán con la curva obtenida de $32-25 \log \theta$, con θ de 0 a ± 7 grados.

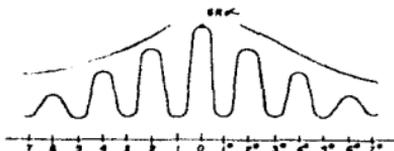


FIG. 4.1.6.

IV.1.4

LOBULOS LATERALES

La mayor parte de la potencia radiada por una antena ésta contenida en el lóbulo principal, no obstante parte de la potencia residual se radia por los lóbulos laterales.

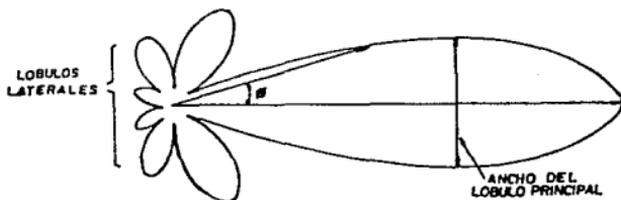


FIG. 4.1.7.

IV.1.5 POLARIZACION

La polarización de una onda electromagnética de radiofrecuencia radiada ó recibida por una antena se define por la orientación del vector eléctrico E de dicha onda como se muestra en la figura :

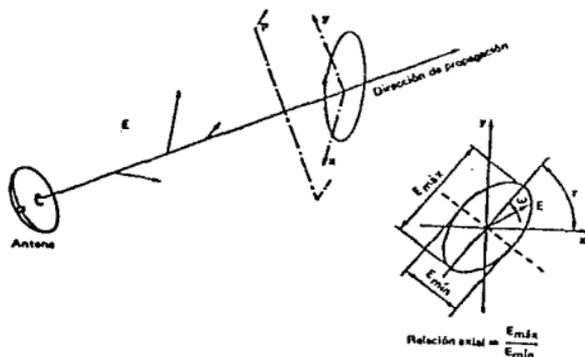


FIG. 4.1.8

Donde el vector eléctrico E (perpendicular a la dirección de la propagación) puede variar en dirección e intensidad durante un período T de la onda de radiofrecuencia. Esto significa que, al desplazarse una longitud de onda durante el período T, el vector E no solo oscila en intensidad sino que también puede girar.

En el caso general, la proyección de la punta del vector E sobre un plano P perpendicular a la dirección de propagación; describe una elipse durante un período : La llamada elipse de polarización, que se caracteriza por los siguientes tres parámetros.

- a.-El sentido de rotación visto desde la antena : Destrógira (sentido horario) o Levógira (sentido antihorario).
- b.-La relación axial (RA) de la elipse (relación de tensión).
- c.-El ángulo de inclinación (τ) de la elipse.

Debido al Teorema de Reciprocidad, las ganancias y diagramas de radiación de una antena receptora son idénticos a las ganancias y diagramas de radiación de la antena transmisora (a la misma frecuencia). Como consecuencia, la potencia no deseada puede captarse también en la recepción por los lóbulos laterales de la antena. Dichos lóbulos son una propiedad intrínseca de la radiación de la antena, y de acuerdo a la teoría de la refracción los lóbulos laterales no pueden suprimirse del todo.

Los lóbulos laterales se deben también parcialmente a los defectos de la antena y es indispensable minimizar sus niveles en el diseño, porque pueden ser la fuente de interferencias hacia otros sistemas de comunicación por satélite ó incluso a sistemas de comunicación terrestre.

El CCIR recomienda que las antenas que tengan una relación D/λ entre 11 y 150 longitudes de onda, tengan como objetivo de diseño, lóbulos laterales más pequeños que los obtenidos por la expresión $G = 12-25 \log \theta$ [dbi], es decir, que la ganancia G, del 90% por lo menos de las crestas de los lóbulos laterales no exceda dicha ecuación. De acuerdo a investigaciones estadísticas sobre bastantes antenas, indican que el nivel de los lóbulos laterales, no deben exceder en un 10% el nivel del lóbulo principal.

Las características de los lóbulos laterales de las antenas de estación terrena constituyen uno de los factores principales para determinar la separación mínima entre satélites, y por tanto la utilización eficaz del recurso órbita-espectro.

En la práctica de enlaces, para reducir los niveles de los lóbulos laterales algunas medidas que deben tomarse son :

- 1.-Reducir el nivel de iluminación en las orillas del reflector.
- 2.-Mejorar la precisión de la superficie del reflector.
- 3.-Mover o reducir el bloqueo, debido al subreflector y/o contoneo del soporte de la antena.

Mejorar el desempeño del radiador primario (alimentador) y ajustar el reflector, son maniobras efectivas para lograr el punto número 1.

En la práctica la mayoría de las antenas radian con polarización lineal o circular donde :

La polarización lineal se obtiene cuando RA es infinita (la elipse es completamente plana, es decir, E oscila solo en intensidad). La polarización circular se obtiene cuando RA = 1.

Para cualquier polarización elíptica puede definirse una polarización ortogonal, que tiene sentido inverso de rotación, la misma RA y $\tau' = \tau + 90$. Es decir, que dos ondas con polarización ortogonal tienen (teóricamente) un aislamiento perfecto, esto significa que una antena puede estar equipada con dos accesos de recepción (o transmisión), adaptado cada uno a una polarización.

Por ejemplo, si una onda con determinada polarización incide sobre una antena, esta recibirá toda la potencia en la polarización acoplada y nada en la otra polarización. Por lo tanto la misma antena puede recibir (o transmitir) simultáneamente dos portadoras con dos polarizaciones ortogonales en la misma frecuencia (reutilización de frecuencias). Las polarizaciones lineales ortogonales más comunes son : polarización horizontal y polarización vertical, y las polarizaciones circulares son circular levógena y circular dextrógena. El sistema de satélites Morelos utiliza polarización lineal.

Una característica del diagrama de radiación de la antena al utilizar reutilización de frecuencias por polarización ortogonal, es la pureza de la polarización, ya que si una onda con polarización horizontal se recibe en una antena imperfecta, parte de la potencia deseada se pierde en la otra polarización (vertical), debido a su desadaptación, recibiendo alguna potencia no deseada, causando con ello interferencia.

Una onda de radiofrecuencia radiada por cualquier antena imperfecta, tiene una componente que se denomina de la misma polarización y una componente de polarización cruzada (no deseada). Por lo tanto, la radiación de una antena se define (en Tx/Rx) por un diagrama de radiación copolar y un diagrama de polarización cruzada (que debe minimizarse). El nivel de la componente de polarización cruzada con respecto al nivel de la componente copolar se define por :

$$\text{AISLAMIENTO} = 20 \log \frac{(\text{RA}) + 1}{(\text{RA}) - 1}$$

INTELSAT especifica que la pureza de una polarización ortogonal, no exceda de 1.06 en la dirección del satélite. Es decir, que una antena de satélite (teóricamente perfecta) recibiría interferencia de polarización cruzada de las portadoras que transmite una estación terrena a un nivel inferior en 30.7 dB a sus portadoras copolares.

IV.1.6 TEMPERATURA DE RUIDO DE LA ANTENA

La temperatura de ruido de una antena es la suma del ruido externo captado por la antena en la recepción.

Las fuentes de ruido externo se dividen en dos tipos :

- Ruido de atenuación atmosférica (oxígeno, vapor de agua, niebla, nubes, lluvia), este ruido disminuye rápidamente variando el ángulo de elevación de la antena, pues a medida que aumenta, es menor la longitud de los rayos de la atmósfera.
- Ruido cósmico, procedente de estrellas radioeléctricas, el Sol, la Luna y los planetas.
- Ruido de tierra, esto se debe a la emisión de energía de ruido por el suelo (el suelo absorbe las ondas de R.F.), cuando menor sea el nivel del lóbulo lateral en la dirección del suelo, menos contribuye al ruido.
- Perdidas diversas (juego de polarización cruzada, pérdidas óhmicas, etc)

La temperatura de ruido de una antena varía considerablemente con el ángulo de elevación, las condiciones meteorológicas y el diámetro de la antena.

La figura muestra el diagrama de radiación de la antena en coordenadas polares:

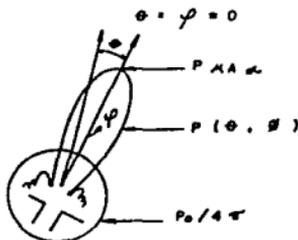
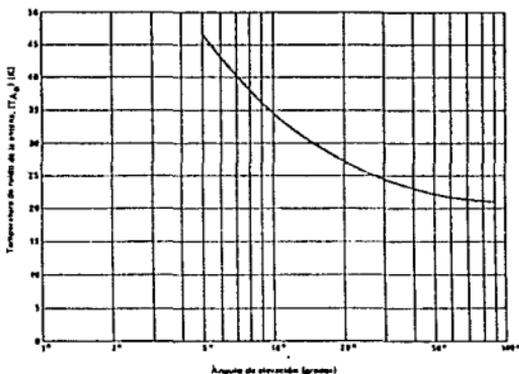


FIG. 4.1.9.

Las estaciones terrenas se denominan antenas de bajo ruido cuando el lóbulo lateral es reducido.

En la fig. siguiente se dan valores típicos de temperatura de ruido (TA) en función del ángulo de elevación, sin considerar las pérdidas diversas.



- Temperatura típica de ruido, T_{A_0} , de una antena de estación terrena con "cielo despejado"

Cero del horizonte local
Frecuencia: 4,0 GHz

FIG. 4.1.10

La temperatura de ruido que se recibe en la antena, incluyendo las pérdidas en el alimentador y la atenuación atmosférica suplementaria esta dada por la siguiente ecuación :

$$T_A = \frac{1}{l_f} T_{A_0} + \left(1 - \frac{1}{l_f}\right) T_0 + \frac{1}{l_f} \left(1 - \frac{1}{l_{atm}}\right) (T_{atm} - T_c) \quad (A)$$

donde :

l_f = pérdidas en el alimentador incluyendo el polarizador, el duplexor, etc. ($l_f > 1$, ó $L_f = 10 \log l_f$, en dB.

l_{atm} = atenuación atmosférica suplementaria ($l_{atm} > 1$, ó $L_{atm} = 10 \log l_{atm}$, en dB.

T_c = temperatura de ruido debido al cielo (en ausencia de atenuación atmosférica).

T_A = temperatura de ruido de la antena con cielo despejado;

$$T_{A_0} = \frac{1}{4\pi} \iint g(\Omega) T_b(\Omega) d(\Omega)$$

$g(\Omega)$ = diagrama de radiación en la antena;

$T_b(\Omega)$ = temperatura de ruido, incluyendo el ruido de tierra

T_{atm} = temperatura física de la atmósfera circundante
 $T_{atm} = 270 \text{ }^\circ\text{K}$

T_o = temperatura física de referencia = $290 \text{ }^\circ\text{K}$

De la ecuación (A), en los dos primeros términos se da la temperatura total de ruido de la antena con cielo despejado (incluyendo las pérdidas en el alimentador), como son las fugas del sistema receptor, bocinas, duplexor, transductor y polarizador, así como otras pérdidas (ohmicas y dieléctricas).

Para un cálculo aproximado se considera a 7 KTA, por 0,1 dB de pérdidas del alimentador.

En el tercer término, se da la temperatura adicional debido a la atenuación atmosférica, es un término despreciable en la banda de 4 GHz y significativo en frecuencias mayores.

En el cuadro siguiente se da un ejemplo típico de temperatura de ruido adicional.

Atenuación atmosférica atm dB	Temperatura de ruido adicional de la antena TA
0.5 dB	27 • K
1	51 • K
2	92 • K
3	124 • K
5	170 • K

IV.1.7 FACTOR DE CALIDAD G/T

La calidad de un sistema se califica con una relación llamada figura de merito G/T que representa la relación de la ganancia del sistema a la temperatura del ruido mismo.

La G/T es una de las características más importantes de una estación terrena y de un satélite, ya que nos indica la capacidad del subsistema de recepción para recibir una señal, pues es importante que la antena receptora introduzca la mínima cantidad de ruido.

La figura de merito se representa por la ecuación:

$$G/T = 10 \log \frac{G}{T} \quad (\text{dB}/^\circ\text{K}) \quad \text{ó} \quad \text{db} \quad (\text{K}^{-1}) \quad \text{decibeles por Kelvin.}$$

$$\theta = G - 10 \log T$$

donde :

G = es la ganancia de la antena y el preamplificador.

T = TA + TR = temperatura de ruido del sistema receptor expresada en grados Kelvin.

La G/T también se utiliza para indicar la calidad de la antena pues debe tener una alta ganancia y una baja temperatura de ruido.

La figura 4.1.11 presenta a T (con cielo despejado) y G/T (a 4 GHz) en función del ángulo de elevación.

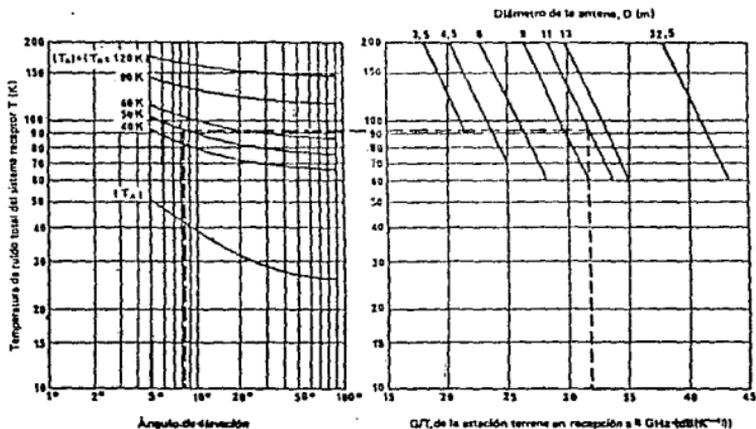


FIG. 4.1.11.a.b.

Figura a .-temperatura de ruido total del sistema receptor T, en función del ángulo de elevación, siendo TA la temperatura de ruido de la antena y TR la temperatura de ruido del receptor como parámetros.

Figura b .-G/T de la estación terrena en recepción a 4 GHz en función de la temperatura de ruido total del sistema receptor con el diámetro de la antena como parámetro.

Para los sistemas de frecuencias superiores a 10 GHz las especificaciones de las estaciones terrenas, deben tener en cuenta las pérdidas de G/T debidas a los efectos atmosféricos y la precipitación y se representa por la siguiente expresión:

$$\frac{G}{T_i} = Li K + 20 \log (F/F_0) \quad \text{dB } (K^{-1})$$

En la banda de recepción de frecuencias (F) para (100-Pi)% del tiempo mínimo.

Li .- Expresados en dB. Atenuación adicional en el enlace descendente causada por precipitaciones pluviales.

Ti .- Temperatura de ruido del sistema receptor tomando a Li en cuenta

K .- Es la G/T con cielo despejado.

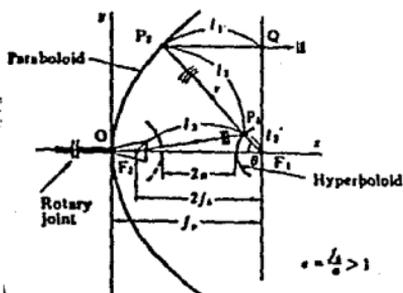
En conclusión; la calidad de transmisión de un enlace por satélite debe tomar en cuenta una elevada ganancia de antena, unos niveles bajos de los lóbulos laterales, una buena pureza de polarización, una temperatura de ruido baja, y una buena adaptación de impedancia.

IV.1.8 TIPOS DE ANTENAS

En enlaces satelitales se utilizan frecuentemente tres tipos de antenas :

- a).-Antena Cassegrain.
- b).-Antena Cassegrain con alimentador periscópico.
- c).-Antena Descentrada.

ANTENA CASSEGRAIN.- Se ha extendido a los principales fabricantes de estaciones terrenas. Esta antena utiliza un sistema de reflector doble, alimentado por un radiador primario situado en el foco del sistema. El sistema reflector, consiste de un reflector principal paraboloide y un subreflector hiperbólico como se muestra en la figura 4.1.12.



(((... Spherical wave

||| ... Plane wave

Cassegrain antenna

FIG. 4.1.12

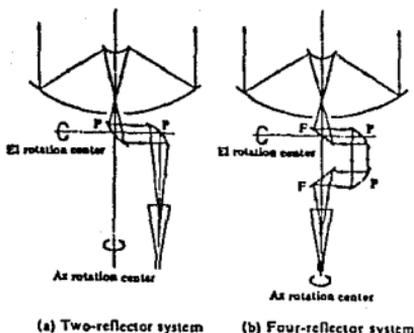
El rayo se genera en el punto F2 y es reflejado en P1, de aquí se refleja a P2 del reflector principal y sale en una dirección paralela al eje del reflector, llegando al punto ϕ en el plano de apertura. La antena Cassegrain es una antena de alimentador posterior que permite una colocación muy conveniente del alimentador completo (radiador primario, duplexor, acopladores, etc).

Otra ventaja en este tipo de antena es que puede mejorarse su eficacia, aplicando la técnica de conformación del reflector ó de reflectores modificados, cuyo principio consiste en modificar la forma del subreflector para mejorar la distribución de energía que se refleja hacia el reflector principal. El efecto de esta técnica aumenta la concentración de energía en la parte exterior del reflector principal y reduce las pérdidas fuera de este. La forma del reflector principal debe modificarse para mantener una longitud del trayecto total constante de los rayos a lo largo de la antena de acuerdo a las leyes convencionales de la óptica.

Las antenas Cassegrain presentan una temperatura de ruido inferior a las antenas de alimentación frontal. Esto es debido a que los rayos de desbordamientos directos procedentes del radiador primario se dirigen hacia el cielo, mientras que en antenas de alimentación frontal se dirigen más o menos hacia el cielo. Por tanto sus características son :

- .- Gran eficiencia y baja temperatura de ruido.
- .- Buena accesibilidad debido a que el alimentador y el LNA se pueden instalar en la sala de equipos.
- .- Patrón de radiación bastante bueno.

ANTENA CASSEGRAIN CON ALIMENTADOR PERISCOPICO.—Detras del reflector se colocaba una cabina que contenia todos los dispositivos (LNA, receptores de seguimiento y si era posible HPA). Esta disposición poco práctica se evitó asociando el sistema de alimentación al alimentador periscópico, en esta disposición, el radiador primario y sus circuitos voluminosos de R.F. se sitúan en la base de la antena. La radiación primaria se guía hasta el subreflector por el alimentador periscópico (sistema de cuatro espejos que normalmente consta de dos planos y dos elípticos ó parabólicos), para enfoque de los rayos; cada espejo causa una reflexión de 90 grados de los rayos. dos espejos son coaxiales con el eje de elevación de la antena y dos con el eje de azimut. Son equivalentes a juntas giratorias y evitan los problemas asociados a la rotación de la antena.



Guide-beam feed type Cassegrain antenna

P: Paraboloidal reflector
F: Flat reflector

FIG. 4.1.13

ANTENA DESCENTRADA.—Los sistemas parabólicos con alimentación frontal o tipo Cassegrain tienen simetría de rotación, sin embargo pueden utilizarse antenas descentradas, las cuales emplean un sistema reflector asimétrico, para obtener un comportamiento superior. Esto es debido a que las antenas descentradas no sufren efecto de bloqueo.

Las especificaciones que generalmente se exigen en las antenas para enlaces vía satélite (ya sean de banda C o Ku) son :

ELECTRICAS

Frecuencia de operación :	Rx	11.7 - 12.2 GHz
	Tx	14.0 - 14.5 GHz
Ganancia típica a media : banda	Rx	50.9 dBi
	Tx	52.3 dBi

R O E (relación de onda): Rx 1.25 : 1
 estacionaria Tx 1.25 : 1

Temperatura de ruido a media banda

5°	elevación	66 °K
10°	elevación	50 °K
20°	elevación	41 °K
40°	elevación	36 °K

G/T típica a 20° de elevación

con LNA 250 °K	dB/°K	Rx : 26.1
con LNA 190 °K	dB/°K	Rx : 27.1

Capacidad de potencia de manejo Tx : 1 KW

Interface de alimentación : Rx : WR - 75 CHOKE
 Tx : WR - 75 FLAT

Perdidas de inserción de : Rx : 0.25 dB
 alimentador Tx : 0.25 dB

Insolación de puerto a : Rx : 30 dB
 puerto , Tx a Rx Tx : 30 dB

Aislamiento de polarización: Rx : 35 dB
 cruzada en ejes Tx : 35 dB

Envolvente del lóbulo lateral (dBi)

haz principal	$< \theta < 7.0$	29 - 25 log θ
	7 < θ < 9.2	-8
	9.2 < θ < 48	32 - 25 log θ

Nivel del primer lóbulo lateral -14 dBi

MECANICAS

Diámetro : 3.5 mts
Material de reflector : paneles de aluminio.
Tipo de montura : elevación sobre azimuth.
Ajuste de azimuth : 120° continuos.
Ajuste de elevación : 5° a 65° continuos.
Peso del reflector : 182 kg.
Peso del pedestal : 250 kg.
volumen de embarque : 10 m³

AMBIENTALES

Resistencia al viento operacional : 72 a 97 km/h.
Resistencia al viento (supervivencia) : hasta 200 km/h.
Temperatura de operación : -29 °C a 60 °C.
Lluvia operacional y supervivencia : 10 cm/h.
Radiación solar : 1000 Kcal/h/m²
Hielo (supervivencia) : 2.5 cm en todas las superficies
1.3 cm en superficies con ráfagas de 130 km/h.

Estas, especificaciones son para una antena de 3.5 mts de diámetro y operando en la banda Ku.

IV.2 AMPLIFICADOR DE BAJO NIVEL DE RUIDO (LNA)

Para recibir las señales débiles de un satélite, la antena de la estación terrena debe estar conectada con un receptor altamente sensible, es decir, que tenga un ruido térmico coherente muy bajo. En receptores con ruido térmico muy bajo se aplica el termino Temperatura de ruido, medido en $^{\circ}\text{K}$. El parámetro básico que determina la sensibilidad de una estación terrena a la recepción en su figura de merito G/T, es decir, la relación entre la ganancia de la antena (G) y la temperatura de ruido total (T). Por ésta razón siempre se utiliza un amplificador de bajo ruido como preamplificador de microondas en el lado de recepción. Dicho amplificador debe colocarse lo mas cerca del diptexor del alimentador para evitar el ruido adicional causado por las perdidas en guias de ondas. El amplificador de bajo ruido suele ser de banda ancha (uno solo actúa simultaneamente sobre todas las portadoras). Es recomendable tener una redundancia de 1 + 1 para mayor seguridad y confiabilidad del enlace satelital.

La calidad de funcionamiento de los amplificadores de bajo nivel de ruido disminuye en las bandas de frecuencias altas (KU, 11-14 GHz). Por ésta razón hay que esperar en estas bandas una temperatura de ruido equivalente de la antena (TA) más alta, debido a la influencia de la precipitación atmosférica.

En un sistema si la ganancia de la antena es grande, se requiere un amplificador de bajo ruido con una temperatura de ruido grande para una cierta G/T, en cambio si la ganancia de la antena es baja, se empleará un amplificador de bajo ruido más costoso (con temperatura de ruido baja). Actualmente se utilizan en estaciones terrenas LNA'S paramétricos y de transistores de efecto de campo (FET).

Los paramétricos trabajan por medio de un diodo varactor (o un circuito con capacitor), que es superior a otros amplificadores por su baja temperatura de ruido y flexibilidad de operar en un rango de frecuencias amplio.

Los amplificadores FET, utilizan un transistor de efecto de campo y en la actualidad ha reemplazado a otros tipos de LNA'S.

IV.2.1 AMPLIFICADOR PARAMETRICO DE BAJO NIVEL DE RUIDO

Esta amplificación se obtiene, utilizando un diodo semiconductor de polarización inversa, cuya capacitancia varía con la tensión aplicada (varactor).

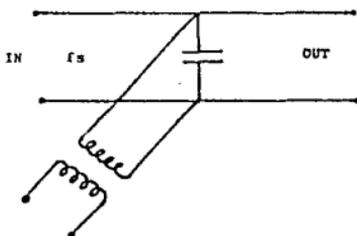


Figura 4.2.1

Si el varactor se excita con un oscilador local (de bombeo) a una frecuencia f_p muy superior a la frecuencia de la señal f_s , el circuito se comporta como una resistencia negativa y la señal de entrada se amplifica. En el proceso ha de rechazarse una señal inútil, que se produce a una frecuencia $f_i = f_p - f_s$. El amplificador es del tipo reflexión, es decir, que la señal reflejada (amplificada) debe separarse de la señal de entrada, lo cual se realiza con un circulador de ferrita.

El producto ganancia de tensión-anchura de banda de un paso paramétrico está relacionado directamente con la anchura de banda de los circuitos de R.F. (sintonizados a las frecuencias de la señal y la señal inútil).

En el proceso intervienen unicamente componentes reactivos de modo que en teoría no aparece ruido intrínseco. El varactor presenta un elemento resistivo que genera cierto ruido.

La temperatura física del amplificador paramétrico de bajo nivel de ruido puede controlarse por diversos medios .

1).-REFRIGERACION CRIOGENICA.- Sistema de refrigeración con Helio gaseoso, el cuál permite una refrigeración de hasta 20 °K (-253 C). Esta solución se esta dejando de utilizar actualmente en estaciones modernas debido a su complejidad en el mantenimiento, volumen y gran costo.

2).-REFRIGERACION TERMOELECTRICA.- Esta se obtiene mediante diodos de efecto Peltier, obteniendose una refrigeración de hasta -50 °C de los componentes sensibles del LNA. Con los varactores de ϕ elevada y osciladores de bombeo de frecuencia alta, dicha refrigeración es suficiente para obtener una temperatura de ruido baja ($T_e \approx 35 - 40$ °K a 4 GHz, y 80 - 100 °K a 12 GHz).

Los dispositivos de esta refrigeración no incluyen parte móvil (no así en la refrigeración criogénica) y como se instalan directamente en el LNA (en una caja presurizada y cerrada) se obtiene un rendimiento elevado junto con la robustez y buen mantenimiento.

3).-COMPENSACION DE TEMPERATURA .- Cuando puedan aceptarse características de ruido modernas (50 °k para banda C y 100-150 °K para banda Ku), se podrá evitar la refrigeración termoeléctrica sustituyendo por sistemas de control sencillos que permiten el funcionamiento con características estables dentro del rango de temperaturas ambientales, solucionando así los problemas relacionados con las fugas de gas, mejorando así la fiabilidad del sistema.

IV.2.2 AMPLIFICADOR DE BAJO NIVEL DE RUIDO CON TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO (FET)

Los transistores bipolares representan un mecanismo de ruido complejo y ofrecen características de temperatura de ruido deficientes a altas frecuencias. Por el contrario, el ruido en los transistores de efecto de campo (FET) es básicamente térmico y puede reducirse eligiendo adecuadamente el material semiconductor y utilizando tecnologías de fabricación del orden de la micra y de submicra para fabricación de sustrato semiconductor y el ataque de los electrodos.

Las temperaturas de ruido alcanzadas anteriormente con amplificadores paramétricos, hoy se obtienen con amplificadores FET de Arseniuro de Galio (Ga As) logrando una reducción considerable en tamaño y costo. Este tipo de amplificadores (FET) presenta ventajas sobre los paramétricos. Son del tipo transmisión (los paramétricos de resistencia negativa son del tipo reflexión), por tanto son más estables y menos sensibles a la impedancia del circuito, y pueden optimizarse para anchos de banda mayores. Se alimentan con corriente continua (los paramétricos necesitan osciladores de señal de bombeo en frecuencias muy altas).

Un amplificador FET de Ga As está constituido por una capa epitaxial de Arseniuro de Galio tipo n y 0.3 mm de espesor sobre un sustrato semiaislante de Ga As, y de tres electrodos planares: Fuente, Compuerta y Conductor.

El flujo de corriente entre la fuente y el colector se controla mediante la tensión aplicada a la compuerta de barrera SCHOTTKY. El ruido se reduce utilizando una gran movilidad electrónica (características del GaAs) y una geometría del electrodo muy fina (longitud de la compuerta de 0.25 μm).

El carácter principalmente térmico del ruido del FET, permite reducir la temperatura de ruido del amplificador, disminuyendo su temperatura física, utilizando los mismos métodos que los amplificadores paramétricos. Con refrigeración termoelectrónica se obtienen temperaturas de 50 °K en banda C y 120-150 °K en banda Ku. Con compensación de temperatura las características normales son 75 °K en banda C y 210 °K en banda Ku.

Actualmente este tipo de amplificadores FET de Ga As son los más comúnmente utilizados en sistemas de satélites domésticos, como es el caso del sistema de satélites Morelos I y II.

En la elección del amplificador de bajo nivel de ruido LNA se deben considerar varios factores importantes como : facilidad de mantenimiento y costo de instalación.

En las actuales estaciones ya no se utilizan amplificadores paramétricos con refrigeración criogénica.

Los amplificadores paramétricos con refrigeración termoeléctrica e incluso amplificadores (FET) se eligen para estaciones de tamaño grande o mediano; los amplificadores sencillos (FET) con compensación de temperatura se eligen para estaciones pequeñas.

IV.3 AMPLIFICADORES DE POTENCIA (HPA)

Debido a la directividad de las antenas, estas tienen una ganancia considerable que permite una potencia de transmisión menor a 1 watt por portadora de un canal telefónico.

Este dispositivo tiene una función importante dentro del sistema, debido a que de éste depende la fuerza que mantiene en operación los enlaces vía satélite. La capacidad del HPA, depende de la magnitud de la red y el tráfico a cursar.

Las estaciones sencillas incluyen un solo HPA activo, y se requiere uno de redundancia. Las estaciones con capacidad de tráfico medio y elevado pueden incluir más de un HPA activado.

Los puntos más importantes que deben considerarse para un buen funcionamiento del HPA son :

- Los productos de intermodulación, para determinar la potencia máxima nominal (es decir, BACK-OFFS).
- Control de estabilidad en la salida.
- Las emisiones espurias, ruido de fase y salidas armónicas.
- Sistema de enfriamiento, condiciones de operación.

IV.3.1 TIPOS DE AMPLIFICADORES

Los amplificadores más utilizados en estaciones terrenas son los tubos amplificadores KLISTRON o Tubos de Ondas Progresivas (TOP), los cuales se clasifican como tubos haces lineales de microondas. Aunque se han desarrollado otros tubos (osciladores de ondas regresivas, de campos cruzados) estos no son utilizados.

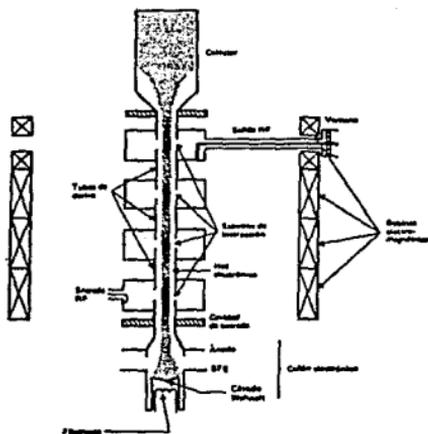
Los tubos de haces lineales se componen de :

- Cañon electrónico que utiliza un cátodo y un electrodo formador del haz.
- Sistema de enfoque magnético que concentra los electrodos en un haz largo y estrecho (pese a la repulsión de los electrones). Este sistema puede utilizar bobinas electromagnéticas o imanes permanentes tubulares.

- Estructura de R.F. de Onda Lenta; donde los electrones se agrupan en racimos bajo la influencia de la modulación de velocidad. Las agrupaciones de electrones actúan como corriente modulada en amplitud que induce una tensión de R.F. creciente progresiva en varias cavidades de microondas. En este mecanismo, la energía de microondas se obtiene de la energía cinética de los electrones; requiriendo un enfriamiento adecuado entre agrupaciones de electrones del haz y ondas de R.F en la estructura de onda lenta.
- Electrodo Colector que cierra el circuito de C.C. por recogida de electrones procedentes del haz que inciden en el mismo.

TIPO KLISTRON

En este amplificador la estructura de R.F. de onda lenta se compone de varias cavidades (circuitos resonantes de microondas).



- Sección transversal esquemática de un klistron
BFE: Electrodo de enfoque del haz

Figura 4.3.1

La señal de entrada de R.F. de bajo nivel excita la cavidad de entrada y alternamente acelera y desacelera los electrones que penetran en el espacio de interacción, formandose así las agrupaciones de electrones. Induciendose así una tensión de R.F. en la segunda cavidad. Esta tensión resonante produce una modulación adicional de la velocidad del haz, aumentando así la modulación de la corriente del haz. Este proceso de amplificación se repite en cada cavidad (4 o 5 cavidades) generandose una tensión de R.F. de alta potencia en la ultima cavidad.

Estos tubos son basicamente de banda de paso instantánea estrecha : (a mayor potencia de saturación de salida, mayor ancho de banda instantánea) 40 MHz para 6 GHz, 80 MHz para 14 GHz y a veces más.

Estas bandas son suficientes para portadoras de frecuencia modulada tradicionales, pero pueden ser inadecuadas para portadoras con modulación de fase y codificación digital. La frecuencia total de funcionamiento puede variarse sincronizando mecanicamente las cavidades (gammas de sintonia de 500 a 600 MHz).

El enfoque por imanes permanentes es mas sencillo que el de bobinas electromagnéticas. Es preferible utilizar la refrigeración por ventilación forzada a la de circulación de líquidos.

Se utilizarán HPA de KLISTRON con preferencia a HPA de TOP cuando una estación solo tenga que transmitir un pequeño número de portadoras. Para estaciones grandes es necesario utilizar varios HPA'S ya sea KLISTRON o TOP.

TUBO DE ONDAS PROGRESIVAS

En este tubo, se produce interacción del haz electrónico con una onda de R.F. progresiva que se propaga por la estructura periódica de onda lenta no resonante. La modulación de velocidad creada a lo largo del haz induce una corriente de R.F. que excita ondas en la estructura en ambos sentidos. Las condiciones de sincronización son tales que solo ondas progresivas se suman en fase y se amplifican.

Estos tubos usan como estructura de onda lenta una línea de transmisión de R.F. helicoidal (helice) que mejora la disipación del calor a lo largo de la estructura, sin embargo debido a su reducida dimensión en su sección transversal, la estructura en helice se deja de usar a potencias elevadas. En la banda de 14 GHz se ocupan estructuras de onda lenta de cavidades acopladas.

En los TOP, los electrones que abandonan el espacio de interacción conservan una importante energía (no así en los KLISTRON) recogiendo los electrones a un potencial menor que el de la onda lenta. A esta técnica se le llama : funcionamiento con colector suprimido, que reduce la disipación de calor del colector aumentando la eficacia del tubo.

Las técnicas de enfoque y refrigeración, son las mismas que se utilizan para los tubos KLISTRON.

El TOP es un amplificador de banda ancha que abarca toda la banda utilizable del satélite (500 MHz) con una uniformidad de ganancia y retardo de grupo necesario. Debido a estas características, este amplificador es el más ideal en potencia para las estaciones terrenas porque permite transmitir simultáneamente con un solo tubo varias portadoras. Debiéndose tener cuidado con los productos de intermodulación que aumentan a medida que el punto de trabajo del tubo se aproxima a la saturación. El nivel máximo de intermodulación estipula la configuración del grado de linealidad del tubo. El tubo trabajará más adecuadamente y eficientemente en su región lineal. Se debe reducir la potencia de trabajo en relación con la potencia de saturación y por consiguiente, una pérdida de energía disponible.

IV.3.2 REQUISITOS GENERALES DE FUNCIONAMIENTO

Las características de los amplificadores de potencia predominantes en el transmisor son :

i).-Intermodulación :

La respuesta de amplitud (Pout/Pin) de un tubo de microondas es lineal para señales pequeñas, pero deja de ser lineal cerca del punto de saturación. Esta alinealidad provoca la aparición de portadoras no deseadas cuando se transmiten varias portadoras simultáneas en el mismo tubo con una potencia próxima a la saturación. Esta característica se especifica por los productos de intermodulación de 3er. orden producidos por dos portadoras de igual potencia de entrada. La intermodulación puede reducirse insertando un linealizador a la entrada del amplificador. Es un circuito que por su alinealidad inversa, compensa la alinealidad del amplificador.

ii).-Conversión A.M - M.P :

Se produce cuando una variación de amplitud de la portadora transmitida induce una variación de fase de dicha portadora. Esta característica también es producida por alinealidad del amplificador. La respuesta entrada-salida comprende una respuesta amplitud de salida/amplitud de entrada y una respuesta fase de salida respecto de la amplitud de entrada (A.M - M.P).

iii).-Respuesta ganancia-frecuencia :

Las variaciones de ganancia en la frecuencia dentro del ancho de banda de la señal tiene límites específicos. Cuando dos portadoras se amplifican simultáneamente (en un circuito con ganancia en pendiente y una conversión A.M - M.P), se produce diafonía inteligible entre dichas portadoras. Esta diafonía es proporcional al producto de la pendiente de la ganancia y del factor de conversión A.M - M.P.

Las variaciones de ganancia pueden compensarse insertando un circuito ecualizador de ganancia en la entrada del amplificador.

iv).-Distorsiones por retardo :

Las variaciones de retardo por grupo en función de la frecuencia en el ancho de banda de la señal también tiene límites específicos. A menudo estas distorsiones son predominantes. La ecualización del retardo global en la transmisión se realiza añadiendo circuitos ecualizadores de retardo en las etapas de F.I. aunque también pudieran utilizarse en la etapa de R.F.

V).-Modulación de amplitud residual :

Cuando la señal transmitida contiene componentes M.A. se generan ruidos de distorsión en el amplificador del transponder debido a la conversión A.M - M.P. Para evitarlo se necesita reducir la componente M.A residual de la señal de salida que emite la estación terrena.

Vi).-Generación de armónicas :

Son señales no deseadas en R.F.; que son múltiplos de la portadora R.F. deseada. Con la finalidad de reducir dichas armónicas se coloca frecuentemente a la salida del amplificador un filtro de armónicas.

Vii).-Emisiones no deseadas :

Pueden transmitirse tonos espurios, bandas de ruido y otras señales en el ancho de banda de funcionamiento y producir interferencia. Tales emisiones pueden presentarse a la entrada del amplificador ó generarse en el propio amplificador.

Las fluctuaciones de los electrones generan cierto ruido de R.F. incluso cuando no se aplica señal a la entrada. El nivel del ruido se indica por los factores de ruido F y las ganancias G, de la etapa amplificadora, compuesta de un preamplificador y el propio amplificador.

El ruido de salida se presenta por :

$$N = (F_1 G_1^2 + F_2 G_2^2) K T_o B$$

donde :

K => ctte de Boltzman = 1.38 E-23

T_o => 290 °K

B => ancho de banda (Hz)

Los TOP generan ruido en toda la banda de funcionamiento, y los KLISTRON solo en su ancho de banda instantánea.

IV.3.3 AMPLIFICADOR EXITADOR (PREAMPLIFICADOR)

Este dispositivo se requiere para aumentar el nivel de salida de la cadena de modulación del transmisor hasta el nivel de entrada del amplificador. El preamplificador debería utilizarse en condiciones tales que la intermodulación ocurriera en el propio amplificador de potencia. El factor de ruido del preamplificador debe ser lo más bajo posible y de preferencia utilizar de estado sólido. Los valores típicos de preamplificadores de estado sólido son : para 6 GHz, un factor de ruido de 6 dB y un punto de intercepción en 29 dBm (nivel de funcionamiento de 18 dBm). Para 14 GHz, un factor de ruido de 8 dB y un punto de intercepción de 23 dBm (nivel de funcionamiento de 12 dBm).

IV.3.4 ALINEALIDAD E INTERMODULACION EN EL HPA

Principalmente la alinealidad de los amplificadores de potencia provoca la intermodulación y conversión A.M - M.P , tales efectos dan lugar a dos tipos de degradación :

1.-Interferencia :

Donde una estación puede estar transmitiendo con una potencia R.F. no deseada, debiendo existir un límite en la P.I.R.E. máxima a radiar.

2.-Degradación de la relación portadora/ruido (C/N) :

La cuál puede ser degradada por la potencia interferente procedente de otras portadoras transmitidas por la misma estación. En transmisión digital, teóricamente las portadoras R.F. moduladas en fase y codificadas digitalmente, con amplitud constante no deben sufrir los efectos A.M - A.M y A.M - M.P. Sin embargo debe considerarse la alinealidad de los amplificadores de la estación terrena y del satélite debido a la necesidad de filtración de frecuencia en ambos lados, provocando con esto una limitación en el ancho de banda de la señal (1.2 R para BPSK y 0.6 R para QPSK, siendo R la velocidad binaria). Consecuentemente la señal deja de tener envolvente de amplitud constante y esta sujeta a la conversión A.M - M.P y A.M - A.M originando dos efectos perjudiciales.

- .-Degradación de la proporción de bits erróneos global, dado que la información digital esta contenida en la modulación de fase.
- .-Modificación del espectro R.F. de la señal transmitida cerca de saturación ; el espectro de una señal MDP da lugar a la regeneración de su espectro original $\text{sen}x/x$ en $x = (f - f_0)/R$ para BPSK y $x = 2\pi (f - f_0)/R$ para QPSK, donde f_0 es la frecuencia portadora. En realidad, reaparecen los primeros lóbulos laterales provocando un ensanchamiento del espectro y consecuentemente se radia alguna potencia no deseada fuera del ancho de banda asignado. Para limitar la interferencia entre transpondedores adyacentes se debe tener un P.L.R.E. máximo a radiar por la estación terrena a través de su amplificador.

Como la alinelidad esta inherente a la intermodulación, es necesario como ya se menciono anteriormente; hacer funcionar los TOP en su región lineal para evitar lo más posible producir los productos de intermodulación.

Para mejorar la linealidad de los TOP cerca de saturación se puede insertar una red de predistorsión no lineal de banda ancha (linealizador) a la entrada del amplificador. Esta red produce una expansión de amplitud y adelanto de fase, compensando así la reducción de ganancia y el retardo de fase A.M - M.P del amplificador al acercarse a la saturación. esta compensación no es perfecta pero mejora la relación de intermodulación y puede minimizarse la variación de fase. Con la instalación de un linealizador en la entrada de un amplificador de la estación terrena, puede permitir un aumento en la capacidad de tráfico o bien una reducción del tamaño del amplificador (es decir, disminuye la potencia de saturación del amplificador).

IV.3.5 AMPLIFICADOR DE POTENCIA DE ESTADO SOLIDO

Este tipo de amplificador actualmente se utiliza en pequeñas estaciones terrenas para transmitir pocos canales SCPC a través de los transpondedores del satélite de ganancia elevada. Con estos amplificadores pueden obtenerse potencias de salida de más de 5 watts con FET de Ga As. Es posible aumentar la potencia disponiendo en paralelo dos ó más FET'S.

(Se han propuesto amplificadores de gran potencia con diodos IMPATT, pero su empleo es escaso debido a su baja eficacia, alto nivel de ruido y funcionamiento inestable). A diferencia de los amplificadores FET Ga As que se caracterizan por su eficacia (bajo consumo de potencia), alta fiabilidad, bajo costo, buena linealidad (mejor que los amplificadores de TOP). Por consiguiente, se requiere menores reducciones de potencia respecto a saturación funcionando con multiportadoras.

Para la transmisión de varias portadoras debe planificarse perfectamente, considerando una posible expansión de la red durante la vida útil de la estación terrena y considerar la implementación correcta del equipo necesario en dicha ampliación. Debe tenerse la flexibilidad de acomodar fácilmente las modificadores del plan de frecuencias. Ya que actualmente la tecnología de enlaces vía satélite se esta desarrollando rapidamente y si se tiene una asignación de dos portadoras SCPC en un determinado transpondedor, y no se consideraba una ampliación, se puede presentar el caso que ya no exista lugar en la parte cercana y tener que disponer de otro amplificador adicional e inclusive de otros dispositivos de la estación.

IV.4 CONVERSORES DE FRECUENCIA

Equipo que se encarga de trasladar las señales de frecuencias intermedias a frecuencias altas en transmisión y bajas recepción.

Estos equipos se encuentran integrados por amplificadores, mezcladores, filtros y osciladores locales. De acuerdo a su función desempeñada suelen llamarse convertidores reductores de frecuencias en recepción y convertidores elevadores de frecuencias en transmisión.

IV.4.1 CONVERTIDOR REDUCTOR DE FRECUENCIA (C.R)

Los convertidores reductores de frecuencia (C.R) transforman las señales de radiofrecuencia (R.F.) de 4 GHz ó 11-12 GHz recibidas por la antena y preamplificadas por el amplificador de bajo ruido a señales de frecuencia intermedia 70 MHz. Si el ancho de banda de la señal R.F. es relativamente pequeño se debe elegir una F.I. más alta para mejorar el filtrado de las señales no deseadas generalmente de 140 MHz. Estas señales se trasladan seguidamente a la banda base del demodulador.

Los convertidores reductores de frecuencia suelen consistir en:

- Un filtro R.F.
- Un mezclador ó dos mezcladores (dependiendo si la conversión de frecuencia es simple ó doble).
- Uno o dos osciladores locales (O L).
- El amplificador ó amplificadores de F.I.
- Los filtros de F.I.
- El ecualizador ó ecualizadores de retardo de grupo (ERG).

La figura 4.1.1 muestra un diagrama a bloques de un convertidor reductor.

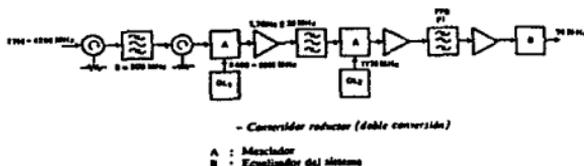


Figura 4.4.1

Este tipo de convertidor reductor C.R se caracteriza por una alta agilidad de frecuencia, puesto que la sintonización del primer oscilador local (oscilador R.F.) es suficiente para cambiar la R.F. en toda la banda operacional (500 MHz).

La señal de entrada en recepción de 4 GHz pasa a través de un filtro, con una anchura de banda de 500 MHz, entra en un mezclador donde se combina con la frecuencia del primer oscilador local (variable) y se translada a la primera frecuencia intermedia. La primera F.I. pasa a un filtro de banda de 40 MHz de anchura de banda y es convertida en una señal de 70 MHz en el segundo oscilador local de frecuencia fija.

Este tipo de convertidor es muy interesante combinado con un sintonizador de frecuencia, pues satisface los requisitos de un cambio de frecuencia rápido y el control de frecuencia a distancia.

Un conversor reductor debe cumplir los siguientes parámetros :

- a).-VSWR entrada $\leq 1.2 : 1$
- b).-Factor de ruido ≤ 12 dB
- c).-Ganancia $\approx 55 \pm 10$ dB
- d).-Nivel de potencia de salida ≈ -34 dBm para entrar a la tarjeta SCPC.
- e).-Ruido de fase

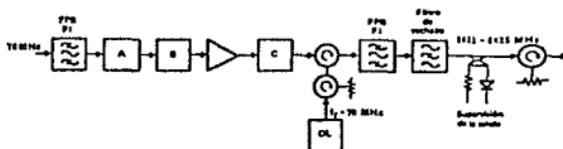
Frecuencia fundamental	$1^\circ / \text{KHz}$
Segunda armonica	$0.5^\circ / \text{KHz}$
Tercer armonica	$0.5^\circ / \text{KHz}$

- f).-Estabilidad de frecuencia $\approx \pm 4$ RPM / Mes

IV.4.2 CONVERTIDOR ELEVADOR DE FRECUENCIA (C.E)

Los convertidores elevadores de frecuencia (C.E) transforman las señales de frecuencia intermedia (F.I.) de 70 MHz, 140 MHz y 1 GHz. procedentes del modulador a señales de radiofrecuencia (R.F.) en la banda de 6 GHz o 14 GHz, suministrándoles una ganancia nominal para ser aplicadas al amplificador de potencia antes de transmitir las por la antena.

En la figura 4.2.1 se muestra un diagrama a bloques de un convertidor elevador, la señal F.I. se mezcla con la frecuencia del oscilador local de 70 MHz, más baja que la frecuencia de salida, y se convierte en la señal R.F. requerida, en la sección R.F. hay un filtro pasabanda con un ancho de banda de 40 MHz (frecuencia central \pm 20 MHz) y un filtro de rechazo para suprimir la fuga de frecuencia del oscilador local (por debajo de una P.I.R.E. de 4 dBw).



Convertidor elevador (una sola conversión)

- A : Ecualizador del sistema de transmisión
- B : Ecualizador del sistema
- C : Mezclador
- FPB: Filtro paso de banda

Figura 4.4.2

Un convertidor elevador debe de cumplir con los siguientes parámetros :

- a).-VSWR entrada $\leq 1.2 : 1$
- b).-Variación de ganancia.

IV.5.1

MODEM PKS

Se ha mencionado anteriormente que debido a los avances tecnológicos en materia de telecomunicaciones, los equipos digitales son los que actualmente predominan en casi la totalidad de los sistemas, y particularmente los que se utilizan en enlaces vía satélite. Por ésta razón los MODEMS FSK ya no se utilizan en este tipo de sistemas; aunque todavía se emplean en otro tipo de servicios. Esta sección realiza la descripción del MODEM PSK a nivel operativo en una estación terrena.

El MODEM siguiente es marca FAIRCHILD, modelo SM-280 utilizado en modo Simplex ó Full Duplex, modulación BPSK, FEC de 1/2 con sintetizador de frecuencia en pasos de 25 KHz e interfaces V.35, RS-422, RS-449.

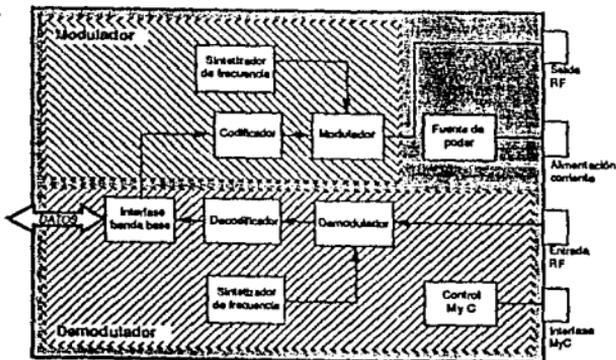


Diagrama a bloques simplificado del modem FAIRCHILD SM280

Figura IV.5.1

- c).-Variación en respuesta de amplitud en cualquier banda
 ± 20 MHz , ± 0.2 dB.
- d).-Ruido de fase igual a 4.1 e.
- e).-Estabilidad de frecuencia 0.035 RPM/Mes para operación entre
 20 y 35 °C.
- f).-Nivel de potencia RE salida ≈ -35 a 28 dBm para entrar a
 la tarjeta SPCP.

Las principales características de los convertidores elevadores y reductores de frecuencia son :

i).-ANCHURA DE BANDA :

-La anchura de banda R.F. que define la capacidad de convertidor para cubrir la banda R.F. mediante el ajuste de las frecuencias del oscilador local.

-La anchura de banda total de F.I. que define la capacidad del convertidor para cubrir todas las anchuras de banda de los diversos tamaños de portadoras que pueden transmitirse en los sistemas de telecomunicaciones por satélite.

-La anchura de banda instantánea de F.I. esta anchura depende del número de canales, y el que restringe la anchura de banda de una portadora dada, es el filtro pasabanda de F.I.

ii).-AGILIDAD DE FRECUENCIA :

Es la capacidad que tiene los convertidores para ajustarse en frecuencia en toda la anchura de banda R.F. cuando es alterado el plan de frecuencias y capacidad de canales cuando el tráfico varía a través de los satélites.

iii).-ECUALIZACION :

Es la opción de ecualizar la respuesta amplitud-frecuencias y el retardo de grupo de las secciones de transmisión y recepción en F.I. de las estaciones terrenas.

iv).-LINEALIDAD :

Es la necesidad que se tiene para mantener los productos de intermodulación no deseados en un nivel despreciablemente pequeño así como para disminuir el ruido de distorsión causados por los componentes parabólicos del ecualizador de retardo de grupo de la sección F.I.

V).-TOLERANCIA DE FRECUENCIA DE LA PORTADORA :

Es la incertidumbre máxima que se tiene entre el ajuste de frecuencias inicial, más la deriva a largo plazo.

ejemplo: para portadoras

FDM-FM	(1.25 MHz)	es	\pm	40 KHz.
Televisión		es	\pm	250 KHz.
SCPC		es	\pm	250 Hz.

para esta ultima se utiliza un oscilador local controlado por cristal de estabilidad de 10^{-8}

IV.5 MODEMS

MODEM ; acrónimo de las palabras modulador-demodulador, dispositivo que tiene como función principal, realizar el proceso de modulación a una portadora recibida de la terminal de datos en B.B. y transmitir dicha señal através del canal en R.F.; también demodula la señal que recibe del canal en R.F; para entregarla a la terminal de datos en B.B..

Practicamente es un acoplador del equipo terminal de datos y el canal de comunicación.

En la transmisión digital, el proceso de modulación normal es la modulación por desplazamiento de fase, ya sea con dos niveles de fase (BSPK) ó cuatro niveles de fase (QPSK) .

Algunas otras funciones que realiza son :

- ..Limita los niveles de la señal de datos para evitar diafonía.
- ..Genera señal de reloj para establecer una base de tiempo de sincronía.
- ..Establece un canal de retorno para señales de control.

La velocidad a la que trabajan los MODEMS es un factor que determina cuales operaciones ejecutar.

Los modos de operación del MODEM a través del canal son :
SIMPLEX.-En el cuál la transmisión se efectua en un solo sentido :

A → B

HALF DUPLEX.-En el cuál la transmisión es en ambas direcciones
(en un sentido u otro, pero no simultaneamente.)

A ↔ B

FULL DUPLEX.-Actualmente en enlaces vía satélite es el modo más
utilizado, ya que la transmisión es simultanea.

A → B
A ← B

Hoy en día los MODEMS digitales comunmente utilizados en
enlaces vía satélite soportan la operación de terminales digitales
a velocidades desde 9.6 Kbps, hasta 2048 Kbps; con enlaces que
pueden ser SCPC punto a punto o en redes tipo estrella y/o malla.
Como se mencionó anteriormente pueden operar con modulación BPSK ó
QPSK. Su codificador convolucional / decodificador secuencial
(CODEC) soporta FEC'S (*) de 1/2, 3/4 y 7/8 u operación no
codificada.

(*) FEC.-(Forward Error Correction) corrección de errores por
adelantado, corrección directa de errores.

Actualmente en el sistema de satélites Morelos las
velocidades de información mas utilizadas ;son ; 64, 128, 256 y
512 Kbps. A ecepción de algunas compañías que llegan a manejar
portadoras de 1544 , 2048 y 3200 Kbps.

Cabe señalar que los anchos de banda asignados a las
portadoras, dependen del tipo de modulación que su equipo este
desempeñando.

A continuación se muestra una tabla con los valores típicos
de velocidad de información y ancho de banda asignado en
transpondedores de 108 MHz (banda Ku).

MODULACION BPSK

Vel.inf. [Kbps]	Ancho de banda útil [KHz]	Ancho de banda asignado (separación de frec's centrales). [KHz]
64	128	200
128	256	400
256	512	800
512	1024	1600

MODULACION QPSK

64	64	100
128	128	200
256	256	400
512	512	800

- * El FEC que utilizan los equipos que accesan al satélite Morelos es de 1/2 y 3/4.

Para realizar la conexión entre el equipo terminal y el MODEM se tiene un dispositivo (cable de varios hilos conductores de una señal eléctrica de dos estados, +12 a +13 y de -3 a -12 volts), el cuál se denomina INTERFACE.

El CCITT tiene mundialmente normalizadas las interfaces, y para enlaces vía satélite en transmisión de voz y datos se tienen las recomendaciones V.35, RS-449/422, RS-232.

LA INTERFACE ESTABLECE:

- El modo de operación del MODEM.
- Número de señales entre Terminal y MODEM.
- Dirección de la señal.
- Función de la señal.
- Característica de la señal.
- Distancia de cable entre Terminal y MODEM

Las señales de INTERFACE se agrupan en las siguientes categorías :

Señales de Tierra

- Tierra de protección.
- Tierra de señalización.

Señales de Datos

- Datos transmitidos.
- Datos recibidos.

Señales de Control

- Petición para Tx.
- Presto para Tx.
- MODEM listo
- Detector de Portadora.

Señales de Reloj

- Reloj para Tx.
- Reloj para Rx.

IV.5.1

MODEM PKS

Se ha mencionado anteriormente que debido a los avances tecnológicos en materia de telecomunicaciones, los equipos digitales son los que actualmente predominan en casi la totalidad de los sistemas, y particularmente los que se utilizan en enlaces vía satélite. Por ésta razón los MODEMS FSK ya no se utilizan en este tipo de sistemas; aunque todavía se emplean en otro tipo de servicios. Esta sección realiza la descripción del MODEM PSK a nivel operativo en una estación terrena.

El MODEM siguiente es marca FAIRCHILD, modelo SM-280 utilizado en modo Simplex ó Full Duplex, modulación BPSK, FEC de 1/2 con sintetizador de frecuencia en pasos de 25 KHz e interfases V.35, RS-422, RS-449.

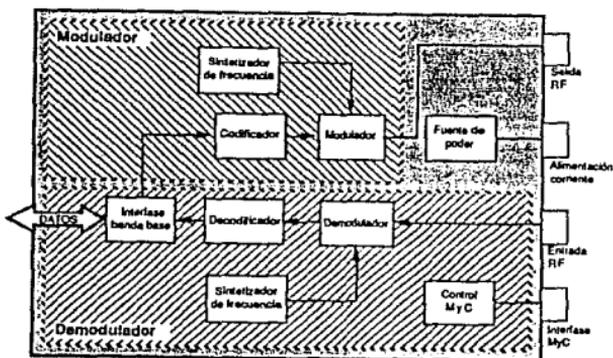


Diagrama a bloques simplificado del modem FAIRCHILD SM280

Figura IV.5.1

Donde el codificador acepta datos y señales de reloj del conector de interfase de datos y suministra una salida codificada convolucionalmente al modulador.

El decodificador acepta señales de decisión del demodulador y suministra datos y señales de reloj para la interfase V.35. Ejecuta una decodificación secuencial según la recomendación V.35 antes de aplicar la salida al conector de interfase de datos.

El modulador utiliza la salida del codificador para generar una portadora de F.I. variable desde 52 a 88 MHz. Un filtro pasa banda elimina los componentes fuera de la banda de R.F..

El sintetizador de frecuencias para Tx y Rx, proporciona sintonización en pasos de 25 KHz.

El demodulador acepta entradas de F.I. y efectua la demodulación en la frecuencia determinada por el sintetizador, aplicandose así al decodificador para recuperar los datos.

El MODEM puede ser operado remotamente por la interfase de monitoreo y control.

El siguiente MODEM es de la marca COMSTREAM modelo CM-101 modulación BPSK/QPSK, FEC 1/2, sintetizador integral con pasos de 25 KHz (22.5 opcional) interfaces de V.35, RS-422, RS-499.

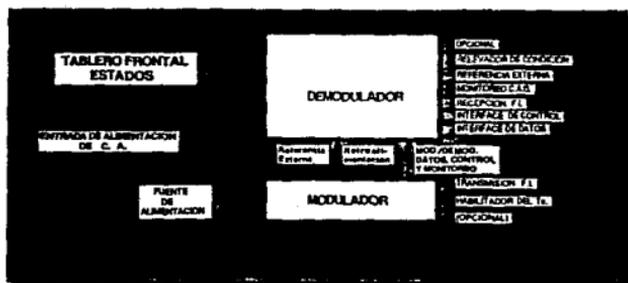


Figura:IV.5.2

Los datos a modular y el control de señales de datos son enviados al modulador por el conector del demodulador. La configuración del modulador esta determinada por los alambres de cierre (JUMPERS) sobre las tarjetas del modulador, demodulador e interface de control externo.

El procesador digital utiliza la condición de modulador para configurar el procesamiento de señales de datos necesarios como; codificación, corrección de error por adelantado (FEC), conmutación BPSK/QPSK y proporciona la transmisión .

El modulador QPSK utiliza la salida de un oscilador local, sintetizador fino para modular los símbolos que entran en una portadora de F.I. de 45.5 ± 0.6 MHz. Un segundo convertidor de subida utiliza un sintetizador ancho para convertir la señal a la frecuencia deseada. La señal es amplificada por una etapa de CAG y pasada por un interruptor ON/OFF antes del filtrado final y de la salida de F.I.

La frecuencia de referencia para los sintetizadores puede ser proporcionada desde un oscilador VCXO (oscilador controlado por voltaje) de 10 MHz (montado en el modulador), ó externamente proporcionada por el demodulador. Igualmente el reloj de tiempo para la transmisión de datos es generado internamente ó desde un DTE externo (Equipo Terminal de Datos).

El procesador digital en condición de demodulador, la forma de onda que recibe es filtrada y convertida a una F.I. por el oscilador local con sintetizador ancho. Dicha señal es amplificada por la etapa de CAG y convertida a banda base por un sintetizador fino. Siguiendo el filtrado activo de banda base, las señales en B.B. de la misma fase y cuadratura (I,Q) son muestreadas, cuantizadas y entregadas al procesador modular.

El procesador modular configura un Costas Loop de 2o. orden cerrado, seguimiento de portadora con indicador de cerrado, señal de tiempo para los símbolos con indicador, control automático de ganancia y de frecuencia para alta disponibilidad. Posee un procesador de tiempo para proveer un reloj a las diferentes entradas y salidas.

Tiene una interface de control y un microprocesador que permite un monitoreo flexible y control en las operaciones del demodulador.

Los dos tipos de MODEMS mencionados, son algunos de los utilizados en los enlaces vía satélite, ya que existe una gran variedad de marcas en el mercado que pueden emplearse, pero todos basicamente cumpliendo el mismo principio de funcionamiento.

A continuación se muestra una estación terrena digital para enlaces vía satélite en banda Ku y se desarrolla brevemente las funciones principales de sus componentes mayores.

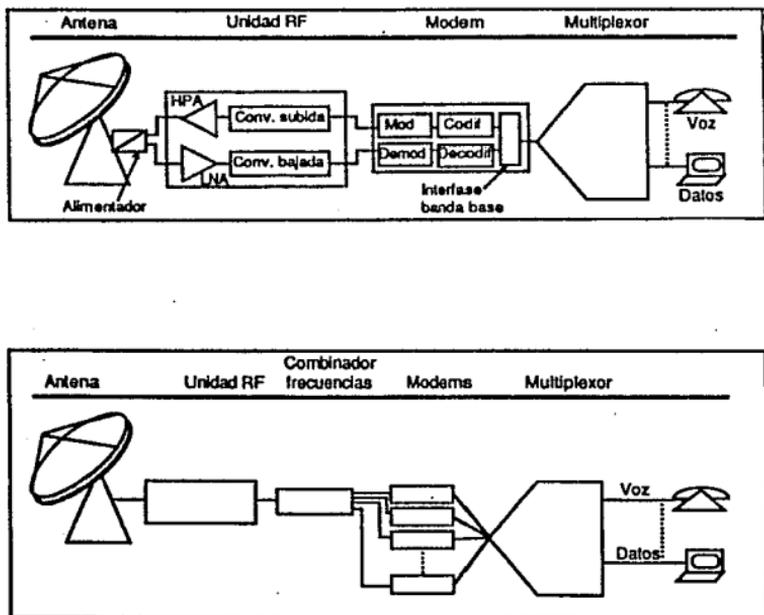


Figura:IV.5.3
Configuración de estación terrena digital para enlaces
vía satélite

La antena se encarga de recibir señales de 11.7-12.2 GHz que son enviadas por el satélite con una determinada potencia, la antena con sus características de operación detecta las señales con un cierto nivel para después transferirla a un amplificador de bajo ruido (LNA), el cuál se encarga de amplificar las señales debiles recibidas por la antena, eliminandole la mayor cantidad de ruido para entregarle la señal al convertidor de bajada que se encarga de transferir la frecuencia de R.F a frecuencia de F.I. por medio de filtros pasabanda. La señal se recibe en el MODEM en su sección de demodulador para que la información sea decodificada y después pasada por la interface para obtener la información en banda base; para que después sea enrutada a un demultiplexor, el cuál se encarga de convertir las señales digitales en señales analógicas y ser entregadas a la(s) terminal(es) de datos.

Para la transmisión se reciben los datos analógicos de las terminales de datos y son enrutados al multiplexor para convertir la señal a digital, dicha señal en banda base es pasada por una interface para transferirla al rango de F.I, después se codifica la información para ser modulada, una vez que se ha modulado, se entrega al convertidor de subida, el cuál se encarga de transferirla al rango de R.F. de 14.0-14.5 GHz ésta señal es amplificada por un HPA y entregada con una cierta potencia a la antena para ser transmitida hacia el satélite.

CAPITULO V

DISEÑO DE ENLACES

V.1- INTRODUCCION.

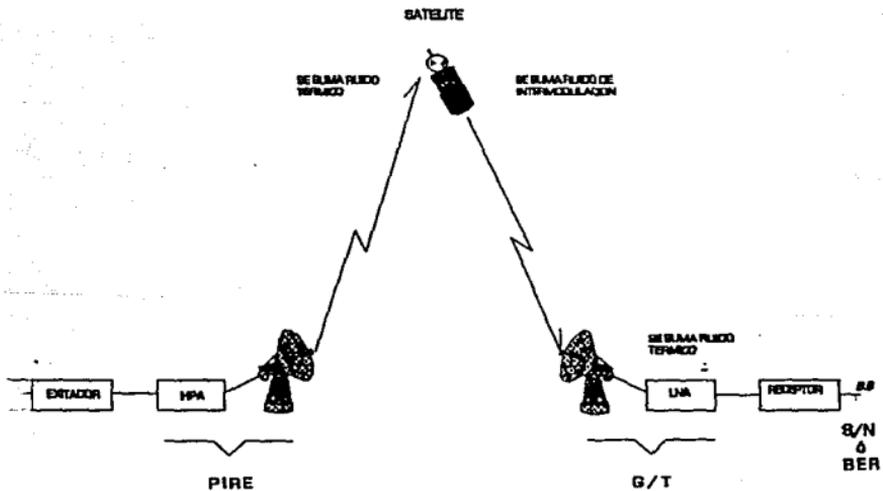
En este capítulo se dan las ecuaciones básicas y necesarias para diseñar un enlace vía satélite, teniendo como objetivo la relación portadora a densidad de ruido total (C/N_0) t. El método sigue un patrón básico, no importando el tipo de servicio solicitado (Voz, datos ó video).

Para diseñar un enlace satelital es necesario calcular la relación entre el nivel de portadora y el nivel de la potencia de ruido (C/N_0) que existe a la entrada del demodulador, ya que de esta relación depende la calidad de la información reproducida a la salida del sistema.

El propósito de analizar el radio-enlace, es para determinar la calidad en la recepción de la portadora de interés; dependiendo de la característica de la señal, del satélite y de las estaciones terrenas enlazadas.

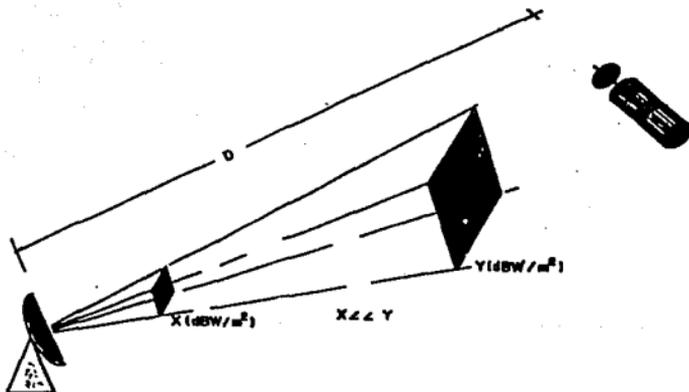
Un enlace de telecomunicaciones de servicio fijo por satélite debe estar diseñado para proporcionar lo más económicamente posible conexiones fiables de buena calidad entre dos puntos fijos de la Tierra (En nuestro caso del Sistema de Satélite Morelos dos puntos de la República Mexicana). Para lograrlo, la señal emitida por la estación transmisora debe llegar a la estación receptora con un nivel suficiente para garantizar la calidad requerida, a pesar de todas las fuentes de ruido que degradan dicha calidad. Como se menciona al inicio del capítulo; que para garantizar la calidad de la señal, la potencia recibida de la portadora de radiofrecuencia debe ser mayor que la potencia de ruido en una magnitud adecuada. La relación expresada en decibeles se denomina portadora a ruido (C/N) del enlace. Su valor requerido varía de acuerdo al sistema en cuestión y a su utilización (tipo de servicio).

Se han determinado valores recomendados para diversos tipos de sistemas, los cuales son documentados por el CCIR. Las ecuaciones más importantes para el diseño de enlaces se presenta en los siguientes puntos.



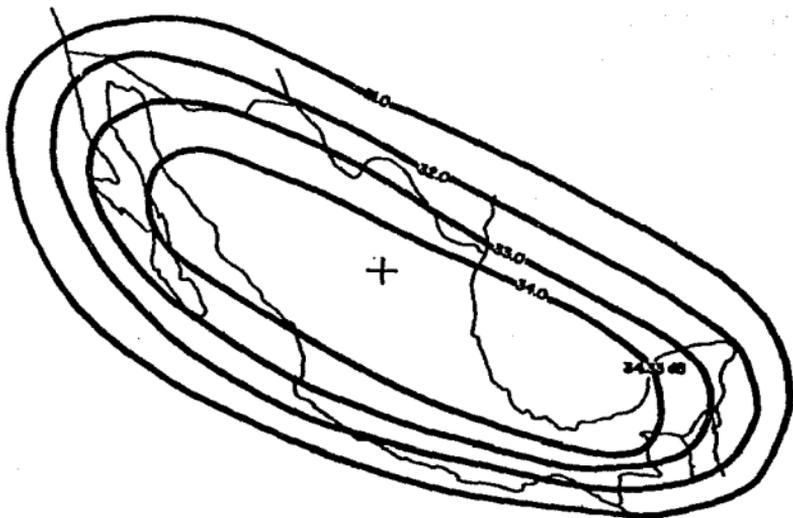
Principales características de los enlaces vía satélite

Figura 5.1.1



Concepto de densidad de flujo de saturación del transpondedor

Figura 5.1.2



$$SS = - [58.2 + G - ATP] \text{ (dBw/m}^2\text{)}$$

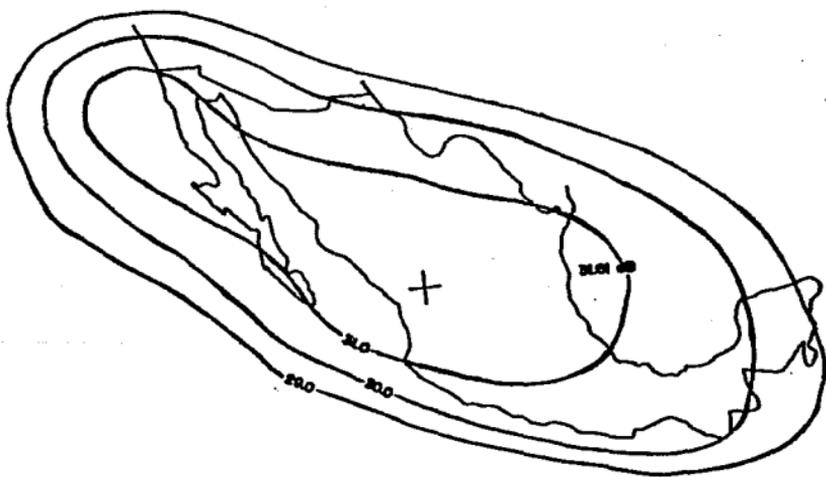
$$[G/T]_{\text{sat}} = -27.6 + G \text{ (dB/K)}$$

G = Ganancia de la antena

ATP = Atenuador de posición del satélite (de 0, 3, 6 y 9 dB)

Contorno de ganancia en recepción de la antena del Satélite Moreslos I, banda C, canales angostos (36 MHz)

Figura 5.1.3

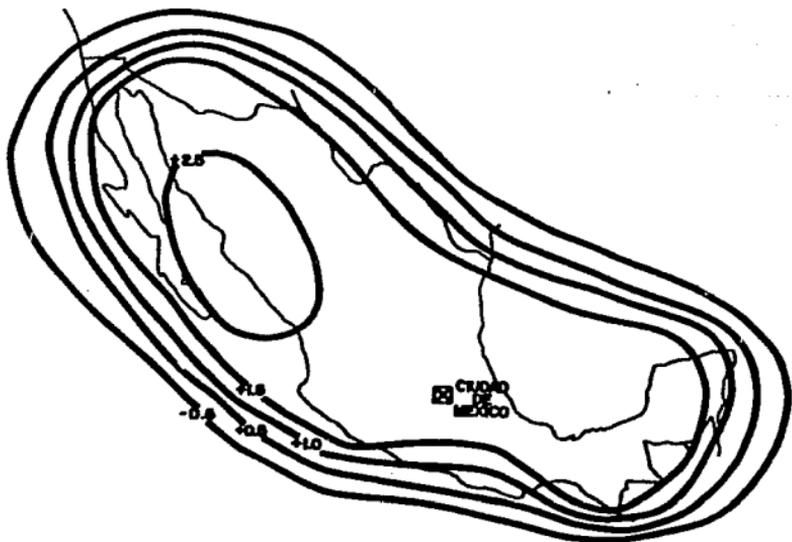


$$SS = [58.1 + G - ATP] \text{ (dBw/m}^2\text{)}$$

$$[G/T] = -27.2 + G \text{ (dB/ K)}$$

Contorno de ganancia en recepción de la antena del Satélite Morelos I, banda C, canales amplios (72 MHz)

Figura 5.1.4



$$SS = -[87.7 + G/T - ATP]$$

Contorno de G/T en recepción de banda Ku del Satélite Morelos I y la ecuación para la determinación de la SS

Figura 5.1.5

V.2 RELACION PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO ASCENDENTE.

La relación esta determinada por :

$$(C/No)_{asc} = SS + (G/T)_{sat} - 20 \log F(\text{GHz}) - 21.45 + 228.6 + \text{ATP} - \text{Masc} [\text{dB-Hz}] \dots I$$

donde :

SS = Densidad de flujo necesaria para saturar el transpondedor del satélite $[\text{dBw/m}^2]$.

$(G/T)_{sat}$ = Figura de mérito de satélite $[\text{dB}/^\circ\text{K}]$

F (GHz) = Frecuencia de la portadora [GHz]

21.45 = Ctte, que resulta de la ecuación (C/No) al ponerla en función del área de apertura de la antena, simplificada y expresada en [dB].

228.6 = $10 \log (1.38 \text{ E-}23)$ Constante de Boltzman.

Masc = Margen de lluvia ascendente.

Las figuras 5.1.2, 3, 4 y 5 nos indican como se determinan estos parámetros (los cuales se obtienen con un estudio de las zonas que radia en satélite).

Los márgenes de lluvia (atenuaciones) ascendente y descendente estan en función de la confiabilidad que se requiera tener en el enlace. En el sistema de Satélites Morelos, el país esta dividido en 7 zonas hidrometeorológicas, por tanto el margen depende de la zona y la confiabilidad. (Existe una tabla, resultado del estudio de precipitaciones en las zonas hidrometeorológicas). La cuál se muestra a continuación:

MARGENES POR PRECIPITACION PARA LOS ENLACES
VIA SATELITE EN LA BANDA Ku

ZONA		CONFIABILIDAD			EN dB		
		99.99%	99.98%	99.95%	99.90%	99.80%	99.50%
NOR OCCIDENTE	TX	8.00	6.50	5.30	3.50	3.00	1.50
	RX	6.00	4.50	3.30	1.50	1.00	0.00
NORTE CENTRO	TX	5.40	4.50	2.50	1.30	1.00	0.00
	RX	3.40	2.50	0.50	0.00	0.00	0.00
GOLFO NORTE	TX	12.70	11.00	10.00	9.20	6.80	3.60
	RX	10.70	9.00	8.00	7.20	4.80	1.60
CENTRO	TX	11.60	10.20	8.20	6.30	4.20	2.20
	RX	9.60	8.20	6.20	4.30	2.20	0.20
PACIFICO CENTRO	TX	12.50	11.30	10.70	8.50	5.90	3.60
	RX	10.50	9.20	8.70	6.50	3.90	1.60
ITSMO	TX	12.20	11.30	10.50	8.20	5.80	2.60
	RX	10.20	9.30	8.50	6.20	3.80	0.60
YUCATAN	TX	13.90	12.30	11.10	8.90	6.00	2.90
	RX	11.90	10.30	9.10	6.90	4.00	0.90



Figura 5.2.1

Al operar varias portadoras en el transpondedor (comunmente telefonía multicanal FDM/FM/FDMA), se requiere hacer unas consideraciones en el cálculo, debiéndose considerar el back-off de entrada (BOI) y de salida (BOO) del TWT del transpondedor, siendo necesario modificar SS de la ecuación (I).

Dicha modificación está en función del porcentaje o fracción de potencia a utilizar en el transpondedor del satélite y se puede realizar, debido a que tomando en cuenta los back-off de entrada (BOI) y de salida (BOO) se trabaja en la región casi lineal de respuesta del TWT del satélite; pudiéndose aplicar el principio de superposición en las señales cursadas.

Las figuras 5.2.2 y 5.2.3 nos muestran el concepto.

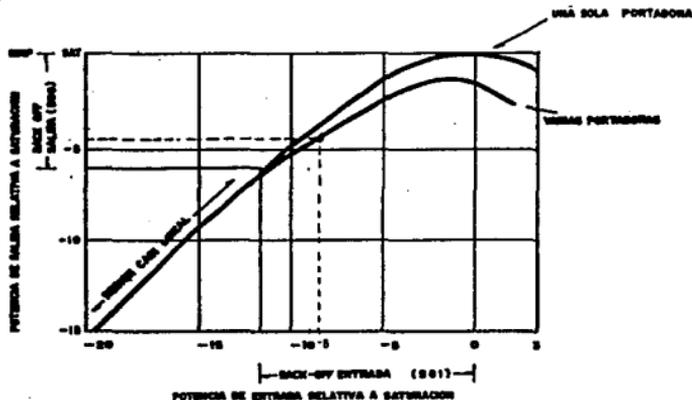


Figura 5.2.2.-Curva característica de transferencia



donde:

$$\sum_{i=1}^n X_i = SS - BOI$$

$$\sum_{i=1}^n Y_i = KIP - BOO$$

Figura 5.2.3.

Principio de superposición aplicado al transpondedor del satélite solo cuando se opera en la región casi lineal.

La modificación está dada por :

$$SSp = (SS - BOI) + 10 \log Fr \quad [dBw/m^2] \quad \dots \dots \text{II}$$

donde :

SSp = Densidad de flujo para la portadora de interes.

SS = Densidad de flujo de saturación del transpondedor del satélite.

BOI = Back-off de entrada al transpondedor del satélite.

Fr = Fracción de potencia a utilizar por el satélite ($Fr \leq 1$).

Por lo tanto la ecuación (I) para cuando se ocupa una fracción del transpondedor con varias portadoras queda entonces:

$$(C/No)_{asc} = SSp + (G/T)_{sat} - 20 \log F [GHz] - 21.45 + 228.6 + ATP - Masc [dB-Hz]. \text{III}$$

En la ecuación solo la SS se modificó en función de la fracción de potencia a utilizar del TWT en su región casi lineal.

V.3. RELACION PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO DESCENDENTE.

La relación esta determinada por :

$$(C/No)_{desc} = (PIRE)_{sat} + (G/T)_{e.t.} + 228.6 - L_s - M_{desc} \text{ [dB-Hz]} \dots IV$$

donde :

$(PIRE)_{sat}$ = Potencia Isotropicamente Radiada Efectiva en saturación del satélite.

$(G/T)_{e.t.}$ = Figura de mérito de la estación terrena receptora.

228.6 = Ctte de Boltzman

L_s = Perdidas por espacio libre en la trayectoria descendente.

M_{desc} = Margen de lluvia descendente.

Las perdidas L_s se calculan :

$$L_s = 20 \log 4\pi D / \lambda \dots V$$

D = Distancia de estación terrena receptora [km]

λ = Longitud de onda de la señal.

Expresada de otra manera :

$$L_s = 92.45 + 20 \log D[\text{km}] + 20 \log F[\text{GHz}] \dots (V')$$

Cuando se utiliza sólo una fracción de potencia y ancho de banda del total del transpondedor, se tiene que modificar la PIRE de la ecuación (IV), en función del porcentaje o fracción de potencia a utilizar del transpondedor, después de haber aplicado el BOO del TWT del satélite, para operar en la región casi lineal.

La misma fracción aplicada en la ecuación II se aplica al PIRE de salida del satélite ya que es la misma señal, por lo tanto la modificación del PIRE es :

$$(PIRE_p)_{sat} = (PIRE_{sat})_{sat} - BOO + 10 \log Fr \text{ [dBw]} \dots VI$$

donde :

$(PIRE_p)_{sat}$ = Potencia Isotrópicamente Radiada Efectiva para la portadora de interes.

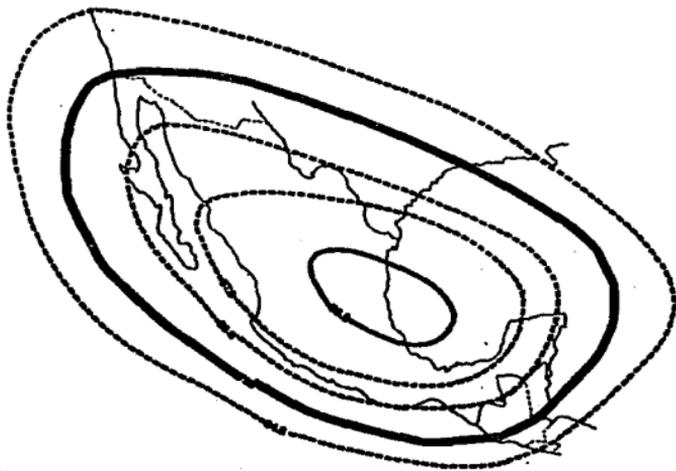
$(PIRE_{sat})_{sat}$ = Potencia Isotrópicamente Radiada Efectiva en saturación del transpondedor del satélite.

B_{00} = Back-off de salida del transpondedor del satélite.

Fr = Fracción a utilizar del satélite ($Fr \leq 1$).

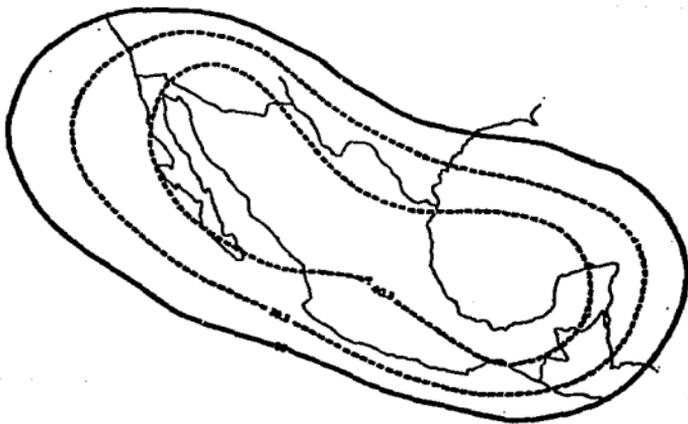
Por lo tanto considerando lo anterior, la $(C/No)_{desc}$ utilizando una fracción del transpondedor queda entonces :

$$(C/No)_{desc} = (PIRE_p)_{sat} + (G/T)_{e.t.} + 228.6 - L_s - M_{desc} \quad [dB - Hz] \dots VII$$



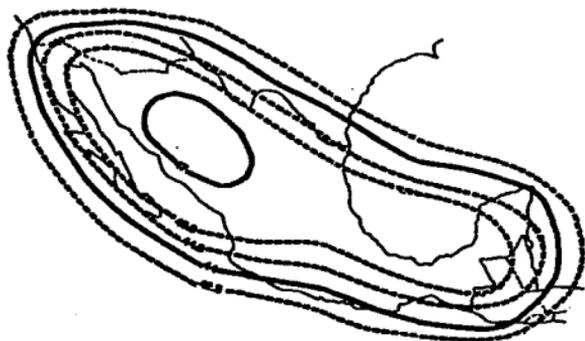
Contornos de PIRE (dBw) del Satélite Morelos I, banda C, canales angostos (36 MHz)

Figura 5.3.1



Contornos de PIRE (dBw) del Satélite Morelos I
banda C, canales amplios (72 MHz)

Figura 5.3.2

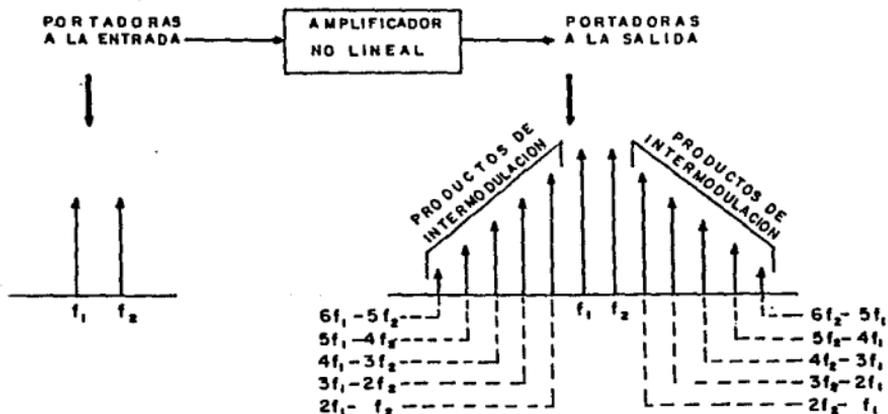


Contornos de PIRE (dBw) del Satélite Morelos I en banda Ku

Figura 5.3.3

V.4. RELACION PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO DE INTERMODULACION

Como se menciona en capitulos anteriores, la característica no lineal del TWT cuando se presentan varias portadoras, se generan los productos de intermodulación afectando la calidad de la transmisión.



Generación de productos de intermodulación en un dispositivo no lineal (TWT del transpondedor del satélite).

Figura 5.4.1

En el Sistema de Satélites Morelos, después de haberse realizado pruebas en función del Back-off de salida del TWT del satélite y el número de portadoras, se obtuvo una gráfica con los valores de la portadora a ruido de intermodulación.

En la figura 5.4.2 se presentan dichos valores, solo que la relación portadora a ruido de intermodulación está en dB; por lo tanto es necesario obtener las unidades en dB-Hz (densidad de ruido de intermodulación), aplicando la formula siguiente :

$$(C/No)_i = (C/N)_i + 10 \log BwIF \text{ (dB-Hz)} \dots\dots VIII$$

donde :

$(C/No)_i$ = Relación portadora a densidad de ruido de intermodulación.

$(C/N)_i$ = Relación portadora a ruido de intermodulación.

$BwIF$ = Ancho de banda de frecuencia intermedia.

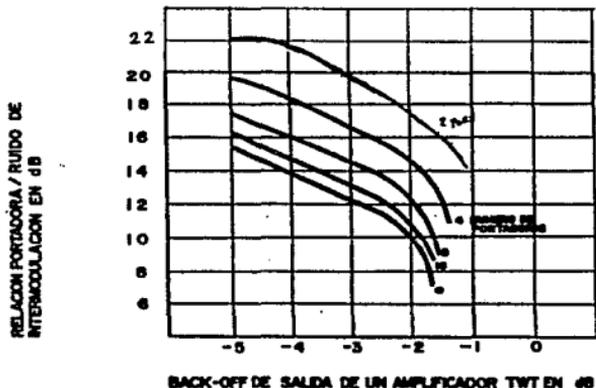


Figura 5.4.2

Relación portadora/ruido de intermodulación en función del Back-off para un amplificador TWT típico

V.5 RELACION PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO TOTAL

Una vez obtenidos los parámetros que completan el enlace, desde la transmisión, segmento espacial y la recepción, la relación portadora a densidad de ruido total $(C/No)_t$ está en función de $(C/No)_{asc}$, $(C/No)_{desc}$, $(C/No)_i$ y (C/X_o) mediante la siguiente ecuación.

$$(C/No)_t = 10 \log \left[\frac{1}{\frac{1}{10^{\otimes (C/No)_a}} + \frac{1}{10^{\otimes (C/No)_d}} + \frac{1}{10^{\otimes (C/No)_i}} + \frac{1}{10^{\otimes (C/X_o)}}} \right]$$

\otimes = antilogaritmo IX

En la mayoría de los casos es usual expresar la relación portadora a densidad de ruido total en función de un determinado ancho de banda, que se denomina relación portadora a ruido total, el cuál se calcula con la ecuación :

$$(C/N)_t = (C/No)_t - 10 \log B_{\omega IF} \dots X$$

donde :

$B_{\omega IF}$ = Ancho de banda de frecuencia intermedia ocupado por la portadora de interés, en Hz, ya que (C/No) está en dB-Hz.

V.6 CALCULO DE LA POTENCIA DE SALIDA DEL HPA DE LA ESTACION TERRENA TRANSMISORA

Dentro del diseño de enlaces, es una parte muy importante saber con que potencia se va a transmitir para lograr mantener siempre la comunicación entre los puntos a enlazar.

La figura 5.6.1 ilustra los elementos y parámetros para calcular la potencia en watts que deberá entregarse a la salida del amplificador de alta potencia (HPA).

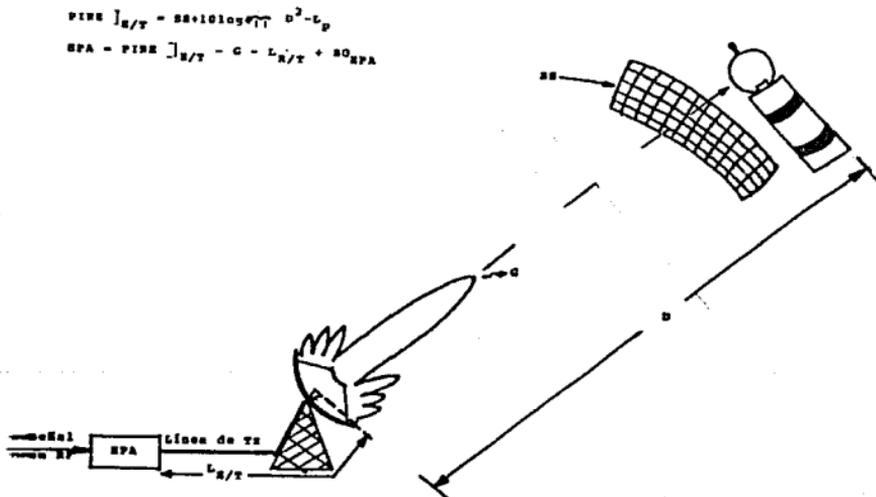


Figura 5.6.1

Es a partir de la densidad de flujo (SS) requerida para trabajar el satélite en un enlace específico, ya que para cada entidad de la República Mexicana al Sistema de Satélite Morelos tiene una (SS) específica.

a).-Primeramente se calcula la PIRE entregada por la antena de la estación terrena, en función de la (SS) requerida (Calculada anteriormente).

$$(PIRE)_{e/t} = SS + 10 \log 4\pi D^2 + ATP \dots\dots XI$$

donde :

SS = Densidad de flujo requerida por la portadora [dBw/m]

D = Distancia de la estación terrena al satélite [mts.]

b).-En seguida se calcula la potencia del HPA requerida por la estación terrena en función de la (PIRE)_{e/t} valuado en la antena.

$$POT_{hpa} = (PIRE)_{e/t} - G_{tx} + L_{e/t} + BO_{hpa} \text{ [dBw] } \dots\dots XII$$

donde :

(PIRE)_{e/t} = Potencia Isotropicamente Radiada Efectiva de la estación terrena.

G_{tx} = Ganancia de la antena en transmisión.

L_{e/t} = Perdidas que sufre la señal antes de ser radiada por la antena (guias de onda, conectores, diplexores etc).

BO_{hpa} = Back-off de salida del HPA.

Para obtener la potencia del HPA en watts se obtiene por :

$$POT_{hpa} = \text{antilog HPA (dBw)/10 [watts] } \dots\dots XIII.$$

Hasta este momento se tienen las ecuaciones necesarias para evaluar la calidad de operación de un enlace vía satélite. Sin embargo, para cada tipo de servicio en particular se presentan parámetros específicos que nos ayudan a determinar el diseño correcto del enlace, los cuales se tratan a continuación.

V.7 RELACION PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO REQUERIDA

Determinada por la ecuación :

$$(C/No)_{req} = E_b/No + 10 \log Br + Mi \dots XIV$$

donde :

E_b/No = Energía/bits por Hertz.

Br = Velocidad de bit de información.

Mi = Margen de implementación = 1.5 valor típico promedio.

El E_b/No puede calcularse mediante la figura 5.6.2 o también es un dato que proporciona el fabricante.

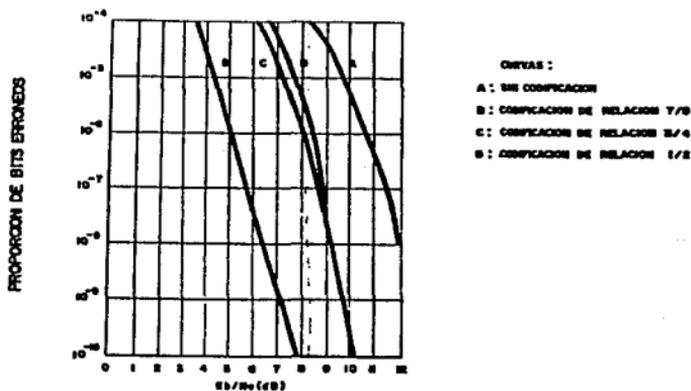


Figura 5.6.2.-Mejora obtenida con el empleo de diferentes códigos de protección contra errores.

Una vez obtenidas $(C/No)_t$ y $(C/No)_{req}$, se puede obtener el factor de calidad del enlace comparando:

$$(C/No)_t - (C/No)_{req} \geq 0.0$$

Esto nos demuestra que nuestro enlace esta operando correctamente. Un margen de 3 dB nos garantiza la confiabilidad (Dependiendo tambien de las condiciones de cálculo).

V.8 CALCULO DE DISTANCIAS DE ESTACIONES TERRENAS AL SATELITE

Determinadas por la ecuación :

$$\Delta\phi = \phi_e - \phi_s \dots XV$$

donde :

$\Delta\phi$ = Diferencia de longitudes.

ϕ_e = Longitud de estación terrena (T_x , R_x).

ϕ_s = Longitud del satélite (113.5 Oeste), para Morelos I.

$$\cos \beta = \cos \gamma \cos \Delta\phi \dots XVI$$

donde :

γ = Latitud de estación terrena (T_x , R_x).

Por lo tanto se tiene :

$$l = [(R+ASN M) + (R+H) - 2(R+ASN M)(R+H) \cos \beta] \dots XVII$$

donde :

l = Distancia de estación terrena al satélite [km]

R = Radio medio de la Tierra (6378 km).

$ASN M$ = Altura sobre el nivel del mar de la estación [km].

H = Altura del satélite en forma perpendicular sobre el Ecuador [35786 km]

CAPITULO VI

VI. APLICACIONES PARA VOZ Y DATOS

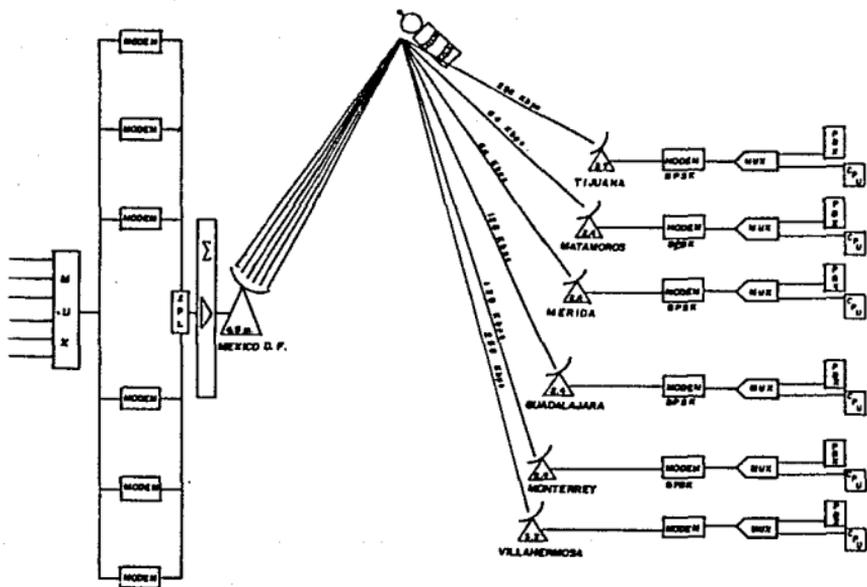
En este capítulo se dan ejemplos de calculos de enlace con los parámetros técnicos necesarios para asegurar el buen funcionamiento entre las estaciones terrenas a enlazar. LA metodología que se utiliza está en función de las ecuaciones de enlace presentadas en el capítulo V.

El ejemplo que se presenta detalladamente, es el servicio de transmisión de voz y datos multiplexados; el cuál esta asignado en el satélite Morelos I.

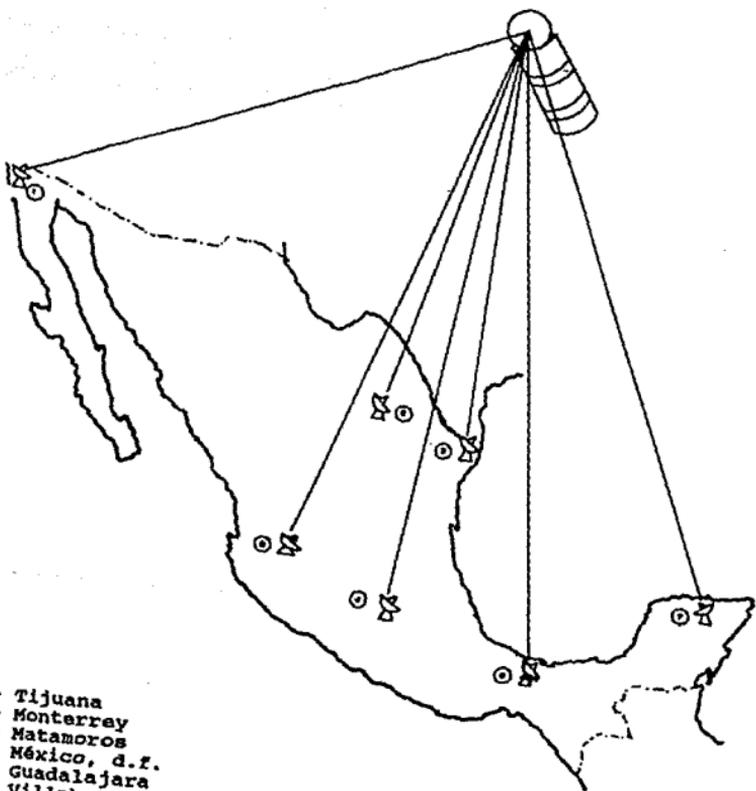
La red se diseño para el servicio de voz y datos (SCPC) y comprende las siete zonas hidrometeorológicas en las cuales se divide la República Mexicana, cursandose diferentes velocidades de tráfico, utilizandose dos diferentes diámetros de antenas remotas. Se presentan los dos tipos de modulación utilizados en el Sietema de Satélites Morelos. Por experiencia adquirida en la práctica, la confiabilidad de 99.80% es la que presenta las condiciones optimas para garantizar la comunicación en el enlace.

Se presentan los calculos de enlace con el formato oficial que exige la Secretaría de Comunicaciones y Transportes a los usuarios que requieren el servicio del satélite y se analiza específicamente el enlace de 128 Kbps de velocidad de información, con modulación BPSK (con las ecuaciones basicas y necesarias que se presentarán en el capítulo V). En particular esta portadora por ser la más adecuada a las necesidades de comunicación de este proyecto.

**VI.2 DESARROLLO DE UN ENLACE SCPC
(MEXICO - GUADALAJARA)**



Configuración de la red
Figura 6.1



- 1.- Tijuana
- 2.- Monterrey
- 3.- Matamoros
- 4.- México, d.f.
- 5.- Guadalajara
- 6.- Villahermosa
- 7.- Mérida

Topología de la red
Figura 6.2

CALCULO PARA : TRANSMISION DE VOZ Y DATOS

DATOS :

TRANSMITE : Mexico, d.f.

RECIBE : Guadalajara, jal.

Latitud : 19.35° N

20.72° N

Longitud: 99.01° W

103.38° W

ASNM : 2.233 Km.

1.583 Km.

ESTACIONES TERRENAS :

	Diámetro ant.	Gan. Tx.	Gan. Rx.	G/T
E.Transmisora	4.5 mts.	54.9 dBi	53.5 dBi	30.28 dB/°K
E.Receptora	2.4 mts.	49.3 dBi	47.5 dBi	23.40 dB/°K

DATOS DEL SATELITE :

PIRE del satélite en saturación : 48.05 dBw
Densidad de flujo de saturación del satélite : -90.16 dBw/m²
Figura de mérito del satélite : 2.42 dB/K
Atenuador de posición (ATP) : 9.00 dB
Back-off de entrada al satélite : 8.00 dB
Back-off de salida del satélite : 4.40 dB
Longitud del satélite : 113.50° W

DATOS DE LA RED :

Número de canales totales de la red :
Número de canales transmitidos por E/T : 1
Espaciamiento entre canales : 400 KHz.

FRECUENCIAS Y MARGENES DE LLUVIA :

Frecuencia portadora ascendente : 14.25 GHz.
Confiabilidad ascendente : 99.80 %
Margen de lluvia ascendente : 4.20 dB
Frecuencia portadora descendente : 11.95 GHz.
Confiabilidad descendente : 99.80 %
Margen de lluvia descendente : 3.90 dB

DATOS DE LA SEÑAL

Tipo de modulación digital	:	ADPCM
Velocidad de información	:	128 Kbps.
Ancho de banda de F.I.	:	256 KHz.
Tipo de modulación	:	BPSK
BIT-ERROR-RATE (BER) para datos	:	10 ⁻⁷

DESARROLLO

CALCULO DE DISTANCIAS :

México, d.f. - Morelos I

$$\Delta\phi = \phi_e - \phi_s$$

donde:

$\Delta\phi$ = Diferencia de longitudes

ϕ_e = Longitud de la estación terrena

ϕ_s = Longitud del satélite

$$\cos\beta = \cos\gamma \cos\Delta\phi$$

donde:

γ = Latitud de la estación terrena

$$l = [(R+ASN M)^2 + (R+H)^2 - 2(R+ASN M)(R+H)\cos\beta]^{1/2}$$

donde:

l = Distancia de la estación terrena al satélite

R = Radio medio de la Tierra = 6378 Km.

$ASN M$ = Altura sobre el nivel del mar de la e.t.

H = Altura del satélite en forma perpendicular
sobre el ecuador = 35786 Km.

Sustituyendo valores para la e.t. transmisora (México, d.f.):

$$\Delta\phi = 99.01 - 113.5 = -14.99^\circ$$

$$\cos\Delta\phi = \cos(-14.99) = 0.96819$$

$$\gamma = 19.35^\circ = \cos\gamma \implies \cos(19.35) = 0.9435$$

$$\cos\beta = (0.9435)(0.96819) = 0.9134$$

$$\cos\beta = 0.9134 \implies \beta = 24.02^\circ$$

Sustituyendo:

$$l = [(6378 + 2.233)^2 + (6378 + 35786)^2 - 2(6378 + 2.233)(6378 + 35786)(0.9134)]^{1/2}$$

$$l = 36428.99 \text{ Km.}$$

Morelos I - Guadalajara, jal.

Sustituyendo los valores para la estación terrena receptora
(Guadalajara jal.)

$$\Delta\phi = 103.38 - 113.5 = -10.12^\circ$$

$$\cos\Delta\phi = \cos(-10.12) = 0.98444$$

$$\gamma = 20.72^\circ \implies \cos\gamma = \cos(20.72) = 0.93532$$

$$\cos\beta = (0.93532)(0.98444) = 0.920766$$

$$\cos\beta = 0.920766 \implies \beta = 22.96^\circ$$

Sustituyendo en l tenemos :

$$l = [(6378 + 1.583)^2 + (6378 + 35786)^2 - 2(6378 + 1.583)(6378 + 35786)(0.920766)]^{1/2}$$

$$l = 36375.13 \text{ Km}$$

CALCULO DE (C/No)asc : (cielo despejado)

Para este caso se debe considerar una fracción de potencia a utilizar (Fr) por la portadora en cuestión, y datos prácticos determinan valores típicos de entre 0.001 y 0.007.

Para este caso en particular la fracción a utilizar es
 $Fr = 0.00278 \implies 1/360$ canales

Por lo tanto aplicando la ecuación II

$$SSp = (SS - BOI) + 10 \log Fr \quad [\text{dBw/m}^2]$$

$$SSp = (-90.16 - 8.0) + 10 \log 0.00278 = -123.719$$

$$SSp = -123.719 \text{ [dBw/m}^2\text{]}$$

Sustituyendo en la ecuación III (con cielo despejado)

$$(C/No)_{asc} = SSp + (G/T)_{sat} - 20 \log F(\text{GHz}) - 21.45 + 228.6 + ATP$$

$$(C/No)_{asc} = -123.719 + 2.42 - 20 \log(14.25) - 21.45 +$$

$$228.6 + 9.0 = 71.77$$

$$(C/No)_{asc} = 71.77 \text{ [dB-Hz]}$$

CALCULO DE (C/No)desc : (con lluvia)

Aplicando la ecuación V'

$$Ls = 92.45 + 20 \log D(\text{Km}) + 20 \log F(\text{GHz})$$

$$Ls = 92.45 + 20 \log(36375.13) + 20 \log(11.95) = 205.21$$

$$Ls = 205.21$$

Aplicando la ecuación VI

$$(PIRE \text{ port})_{sat} = (PIRE_{sat})_{sat} - BOO + 10 \log Fr$$

$$(PIRE \text{ port})_{sat} = 48.05 - 4.5 + 10 \log(0.00278) = 17.99$$

$$(PIRE \text{ port})_{sat} = 17.99 \text{ [dBw]}$$

Sustituyendo en la ecuación VII

$$(C/No)_{desc} = (PIRE)_{port} + (G/T)_{e.t} + 228.6 - L_s - M_{desc}$$

$$(C/No)_{desc} = 17.99 + 21.26_* + 228.6 - 205.21 - 3.9 = 58.74$$

$$(C/No)_{desc} = 58.74 \quad [dB-Hz]$$

* G/T DEGRADADA

CALCULO DE (C/No)_{im} :

Utilizaremos un valor típico de $(C/N)_{im} = 8.8$ dB para transpondedores cargados uniformemente con portadoras SCPC igualmente espaciadas y de igual potencia.

De la ecuación VIII

$$(C/No)_{im} = (C/N)_{im} + 10 \log BWIF$$

$$(C/No)_{im} = 8.8 + 10 \log(307 \times 10^3) = 63.67$$

$$(C/No)_{im} = 63.67 \quad [dB-Hz]$$

CALCULO DE (C/No)_{tot} :

Una vez obtenidos los parámetros ascendente y descendente del enlace, necesitamos obtener la relación portadora a densidad de ruido total $(C/No)_t$ del sistema mediante la ecuación IX del capítulo V.

$$(C/No)_t = 10 \log \left[\frac{1}{\frac{1}{10^{(C/No)_{asc}}} + \frac{1}{10^{(C/No)_{desc}}} + \frac{1}{10^{(C/No)_{im}}}} \right]$$

$$(C/No)_t = 10 \log \left[\frac{1}{\textcircled{0} \frac{71.77}{10}} + \frac{1}{\textcircled{0} \frac{58.74}{10}} + \frac{1}{\textcircled{0} \frac{63.67}{10}} \right]$$

⊙ = Antilogaritmo

$$(C/No)_t = 10 \log (545655.1703) = 57.369$$

$$(C/No)_t = 57.369 \text{ [dB-Hz.]}$$

CALCULO DEL HPA :

Primeramente de la ecuación XI tenemos:

$$(PIRE)e.t = SS + 10 \log 4\pi D^2 + ATP$$

$$(PIRE)e.t = -123.719 + 10 \log (36428.99 \times 10^3)^2 + 9.0 = 47.502$$

$$(PIRE)e.t = 47.50 \text{ [dBw]}$$

Una vez obtenido el valor anterior se sustituye en la ecuación XII:

$$POT \text{ hpa} = (PIRE)e.t - G_{tx} + L_{e.t} + BO \text{ hpa}$$

$$POT \text{ hpa} = 47.50 - 54.90 + 1.0 + 0.0 = -6.40$$

$$POT \text{ hpa} = -6.40 \text{ [dBw]}$$

Expresada en watts, se tiene de la ecuación XIII

$$POT \text{ hpa} = \text{Antilog} [POT \text{ hpa (dBw)} / 10] \text{ [Watts]}$$

$$POT \text{ hpa} = \text{Antilog} [-6.40 \text{ (dBw)} / 10] = 0.229$$

$$POT \text{ hpa} = 0.229 \text{ [Watts]}$$

CALCULO DEL (C/No)req :

Dicha relación se obtiene de la ecuación XIV

$$(C/No)_{req} = E_b/N_o + 10 \log B_r + M_i$$

$$(C/No)_{req} = 5.4 + 10 \log(128 E^3) + 0.0 = 56.47$$

$$(C/No)_{req} = 56.47 \quad [\text{dB-Hz}]$$

FACTOR DE CALIDAD :

Para comprobar que nuestro enlace funciona correctamente comparamos:

$$(C/No)_t > (C/No)_{req}$$

$$57.369 > 56.472 = 0.897$$

$$F.C = 0.897$$

Como nuestro factor de calidad resulta positivo, aseguramos la comunicación satelital de nuestros puntos a enlazar

TRANSMITE: Guadalajara, jal.

RECIBE: México, d.f.

DATOS DEL SATELITE : (Banda Ku)

PIRE del satélite en saturación	:	47.25 dBw
Densidad de flujo de saturación del satélite	:	-90.00 dBw/m ²
Figura de mérito del satélite	:	2.26 dB/K
Atenuador de posición (ATP)	:	9.00 dB
Back-off de entrada al satélite	:	8.00 dB
Back-off de salida del satélite	:	4.40 dB
Longitud del satélite	:	113.50° W

DATOS DE LA RED :

Número de canales totales de la red	:	
Número de canales transmitidos por E/T	:	1
Espaciamiento entre canales	:	400 KHz.

FRECUENCIAS Y MARGENES DE LLUVIA :

Frecuencia portadora ascendente	:	14.25 GHz.
Confiabilidad ascendente	:	99.80 ‰
Margen de lluvia ascendente	:	5.90 dB
Frecuencia portadora descendente	:	11.95 GHz.
Confiabilidad descendente	:	99.80 ‰
Margen de lluvia descendente	:	2.20 dB

DATOS DE LA SEÑAL

Tipo de modulación digital	:	ADPCM
Velocidad de información	:	128 Kbps
Ancho de banda de F.I.	:	256 KHz.
Tipo de modulación	:	BPSK ₇
BIT-ERROR-RATE (BER) para datos	:	10 ⁻⁷

DESARROLLO

CALCULO DE DISTANCIA :

Debido a que el enlace es bidireccional, las distancias obtenidas para dichas localidades son las mismas por lo tanto:

$$l = 36428.99 \text{ Km. Distancia de Mexico d.f. a Morelos I}$$

$$l = 36375.13 \text{ Km. Distancia de Morelos I a Guadalajara jal.}$$

CALCULO DE (C/No)_{asc} : (cielo despejado)

La fracción de potencia a utiliza para esta portadora en cuestión es de $Fr = 0.00133 \Rightarrow 1/750$ canales.

Por lo tanto, aplicando la ecuación II

$$SSp = (SS - BOI) + 10 \log Fr$$

$$SSp = (-90.00 - 8.0) + 10 \log(0.00133) = -126.761$$

$$SSp = -126.761 \text{ [dBw/m}^2\text{]}$$

Sustituyendo en la ecuación III

$$(C/No)_{asc} = SSp + (G/T)_{sat} - 20 \log F(\text{GHz}) - 21.45 + 228.6 + ATP$$

$$(C/No)_{asc} = -126.76 + 2.26 - 20 \log(14.25) - 21.45 + 228.6 + 9$$

$$(C/No)_{asc} = 68.57 \text{ [dB-Hz.]}$$

CALCULO DE (C/No)_{desc} : (con lluvia)

Aplicando la ecuación V'

$$Ls = 92.45 + 20 \log D \text{ (Km)} + 20 \log F \text{ (GHz)}$$

$$Ls = 92.45 + 20 \log(36428.99) + 20 \log(11.95) = 205.22$$

$$Ls = 205.22$$

Aplicando la ecuación VI

$$(PIREport)_{sat} = (PIREsat)_{sat} - BOO + 10 \log Fr$$

$$(PIREport)_{sat} = 47.25 - 4.5 + 10 \log(0.00133) = 13.98$$

$$(PIREport)_{sat} = 13.98 \text{ [dBw]}$$

Sustituyendo en la ecuación VII

$$(C/No)_{desc} = (PIREport)_{sat} + (G/T)_{e.t.} + 228.6 - L_s - M_{desc}$$

$$(C/No)_{desc} = 13.98 + 28.45 + 228.6 - 205.22 - 2.2 = 63.61$$

$$(C/No)_{desc} = 63.61 \text{ [dB-Hz.]}$$

CALCULO DE (C/No)_{im} :

De la misma manera que en el cálculo anterior, se considera una (C/N)_{im} de 13.5 dB y por lo tanto de la ecuación VIII

$$(C/No)_{im} = (C/N)_{im} + 10 \log BWIF$$

$$(C/No)_{im} = 13.5 + 10 \log(307 \times 10^3) = 68.37$$

$$(C/No)_{im} = 68.37 \text{ [dB-Hz.]}$$

CALCULO DE (C/No)_{tot} :

Una vez obtenidos los parámetros técnicos ascendentes y descendentes del enlace, necesitamos obtener la relación portadora a densidad de ruido total del sistema mediante la ecuación IX del capítulo V.

$$(C/No)t = 10 \log \left[\frac{1}{\frac{1}{\textcircled{0} \frac{(C/No)_{asc}}{10}} + \frac{1}{\textcircled{0} \frac{(C/No)_{desc}}{10}} + \frac{1}{\textcircled{0} \frac{(C/No)_{im}}{10}}} \right]$$

⊙ = Antilogaritmo

$$(C/No)t = 10 \log \left[\frac{1}{\textcircled{0} \frac{68.57}{10} + \textcircled{0} \frac{63.61}{10} + \textcircled{0} \frac{68.37}{10}} \right]$$

$$(C/No)t = 10 \log (1388786.572) = 61.42$$

$$(C/No)t = 61.42 \text{ [dB-Hz.]}$$

CALCULO DEL HPA :

De la ecuación XI se tiene

$$(PIRE)_{e.t.} = SS + 10 \log 4\pi D^2 + ATP$$

$$(PIRE)_{e.t.} = -126.761 + 10 \log 4\pi (36375.13 \times 10) + 9 = 44.44$$

$$(PIRE)_{e.t.} = 44.44 \text{ [dBW]}$$

Sustituyendo en la ecuación XII

$$POT_{hpa} = (PIRE)_{e.t.} - G_{tx} + L_{e.t.} + BO_{hpa}$$

$$POT_{hpa} = 44.44 - 49.3 + 1.0 + 0.0 = -3.86$$

$$POT_{hpa} = -3.86 \text{ [dBW]}$$

Dicha potencia, expresada en watts, se obtiene de la ecuación XIII

$$POT_{hpa} = \text{Antilog} [POT_{hpa}(\text{dBW}) / 10] \text{ [watts]}$$

$$POT_{hpa} = \text{Antilog} [-3.86 (\text{dBW}) / 10] = 0.411$$

$$POT_{hpa} = 0.411 \text{ [Watts]}$$

CALCULO DEL (C/No)req :

De la ecuación XIV se tiene :

$$(C/No)_{req} = E_b / N_o + 10 \log B_r + M_i$$

$$(C/No)_{req} = 5.4 + 10 \log (128 \times 10^3) + 0.0 = 56.47$$

$$(C/No)_{req} = 56.47 \text{ [dB-Hz]}$$

FACTOR DE CALIDAD :

Para comprobar que nuestro enlace funciona correctamente comparamos:

$$(C/No)_t > (C/No)_{req}$$

$$61.42 > 56.47 = 4.9$$

$$F.C = 4.9$$

Como nuestro factor de calidad resulta positivo, aseguramos la comunicación satelital de nuestros puntos a enlazar.

VI.3 CALCULOS DE ENLACE

MEMORIA DE CALCULO DE ENLACE

VEL. DE INFORMACION: 64 Kbps
 MODULACION: QPSK
 ROLL-OFF: 1.20

DATOS GENERALES

		LOC. "A" MEXICO	LOC. "B" MERIDA
DISPONIBILIDAD	ξ	99.80	99.80
DIAMETRO DE ANTENA	mts	4.50	4.50
FRECUENCIA DE OPERACION	GHZ	14.25	14.25
GANANCIA DE LA ANTENA EN TRANSMISION	dB	54.90	49.30
GANANCIA DE LA ANTENA EN RECEPCION	dB	53.50	47.50
TEMPERATURA TOTAL DEL SISTEMA	dBOK	23.22	24.10
FIGURA DE MERITO (G/T) DE LA E.T. *	dB/OK	30.28	23.40
DENSIDAD DE FLUJO DE SATURACION (DFS)	dBW/m	-90.16	-89.66
AJUSTE DE GANANCIA (ATP)	dB	9.00	9.00
FIGURA DE MERITO DEL SATELITE (G/T)	dB/OK	2.42	1.92
BACK-OFF DE ENTRADA	dB	8.00	8.00

ENLACE ASCENDENTE

PERDIDAS POR DISPERSION	dBm	162.22	162.22
PERDIDAS POR ABSORCION ATMOSFERICA	dB	0.50	0.50
BACK-OFF DE ENTRADA EN EL TRANSPONDEDOR	dB	8.00	8.00
PIRE/PORTADORA DESDE LA E.T.	dBW	45.41	42.31
PERDIDAS POR ESPACIO LIBRE	dB	206.40	206.40
PERDIDAS POR APUNTAMIENTO	dB	0.10	0.10
PERDIDAS POR POLARIZADOR	dB	0.10	0.10
CONSTANTE DE BOLTZMAN	dBJ/OK	228.60	228.60
MARGEN POR PRCTIFICACION	dB	4.20	6.00
RELACION DE G/T DEL TRANSPONDEDOR	dB/OK	65.33	65.73
RELACION C/N ASCENDENTE	dB	20.46	16.86
RELACION C/N ASCENDENTE	dB	23.00	0.0
RELACION C/I POR INTERMODULACION EN HPA	dB	N.A	N.A
RELACION C/X POR POLARIZACION CRUZADA	dB	27.00	27.00
RELACION C/X POR SATELITES ADYACENTES	dB	17.95	16.45
RELACION C/N ASCENDENTE DEL SISTEMA	dB		

POTENCIA NOMINAL REQUERIDA EN EL HPA

PIRE/PORTADORA DESDE LA E.T.	dBW	45.41	42.31
PERDIDAS EN GUIA DE ONDA	dB	1.00	1.00
BACK-OFF DE SALIDA	dB	0.00	0.00
GANANCIA DE SALIDA	dB	54.00	49.00
PERDIDAS POR EFICIENCIA EN TX	dB	0.10	0.10
PERDIDAS POR EFICIENCIA POR EDAD	dB	0.10	0.10
POTENCIA NOMINAL REQUERIDA/PORTADORA	dBW	-8.49	-5.99
POTENCIA NOMINAL REQUERIDA/PORTADORA	W	0.14	0.25
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	4.20	6.00
POTENCIA REQUERIDA BAJA			
CONDICIONES DE PRECIPITACION	dBW	-4.20	-0.01

ENLACE DESCENDENTE

POTENCIA RADIADA EN SATURACION POR TP.	dB	46.55	47.25
BACK-OFF DE SALIDA EN EL TP.	dB	4.50	4.50
PIRE/PORTADORA DESDE EL SATELITE	dBW	14.30	11.50
PERDIDAS POR ESPACIO LIBRE	dB	204.80	204.80
PERDIDAS POR APUNTAMIENTO	dB	0.10	0.10
PERDIDAS POR POLARIZADOR	dB	0.10	0.10
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	4.00	2.20
CONSTANTE DE BOLTZMAN	dBJ/OK	228.60	228.60
FIGURA DE MERITO (G/T) DE LA E.T.**	dB/OK	21.24	28.46
RELACION C/NO DESCENDENTE	dB/Hz	55.14	61.35
RELACION C/N DESCENDENTE	dB	6.27	12.49
RELACION C/I POR INTERMODULACION EN TP.	dB	1.00	20.00
RELACION C/X POR SATELITES ADYACENTES	dB	27.00	27.00
RELACION C/X INTERFERENCIA TP'S ADY.	dB	30.00	30.00
RELACION C/N DESCENDENTE DEL SISTEMA	dB	4.97	11.58

FACTOR DE CALIDAD DEL ENLACE GLOBAL

VELOCIDAD DE INFORMACION	Kbps	64.00	64.00
RELACION Eb/No		5.40	5.40
RELACION C/N TOTAL DEL SISTEMA	dB	4.75	10.35
RELACION C/N REQUERIDA	dB	4.59	4.59
RELACION C/N TOTAL VS. C/N REQUERIDA			
PARA SEÑALES DIGITALES PSK/FDMA	dB	0.16	5.70

* CIELO DESPEJADO

** CON LLUVIA

MEMORIA DE CALCULO DE ENLACE

VEL. DE INFORMACION: 64 Kbps
 MODULACION: BPSK
 ROLL-OFF: 1.20

DATOS GENERALES

		LOC. "A" MEXICO	LOC. "B" MATAMOROS
DISPONIBILIDAD	%	99.80	99.50
DIAMETRO DE ANTENA	mts	4.50	2.40
FRECUENCIA DE OPERACION	GHz	14.25	14.25
GANANCIA DE LA ANTENA EN TRANSMISION	dB	54.90	49.30
GANANCIA DE LA ANTENA EN RECEPCION	dB	53.90	47.50
TEMPERATURA TOTAL DEL SISTEMA	dBok	30.28	24.10
FIGURA DE MERITO (G/T) DE LA E.T. *	dB/ok	30.28	24.40
DENSIDAD DE FLUJO DE SATURACION (DFS)	dBW/m	-90.16	-89.74
AJUSTE DE GANANCIA (ATP)	dB	9.00	9.00
FIGURA DE MERITO DEL SATELITE (G/T)	dB/ok	2.42	2.00
BACK-OFF DE ENTRADA	dB	8.00	8.00

ENLACE ASCENDENTE

PERDIDAS POR DISPERSION	dBm	162.22	162.22
PERDIDAS POR ABSORCION ATMOSFERICA	dB	0.50	0.50
BACK-OFF DE ENTRADA EN EL TRANSPONDEDOR	dB	8.00	8.00
PIRE/PORTADORA DESDE LA E.T.	dBW	46.79	41.23
PERDIDAS POR ESPACIO LIBRE	dB	206.40	206.40
PERDIDAS POR APUNTAMIENTO	dB	0.10	0.10
PERDIDAS POR POLARIZADOR	dB	0.10	0.10
CONSTANTE DE BOLTZMAN	dBJ/ok	228.60	228.60
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	4.20	3.60
RELACION DE G/T DEL TRANSPONDEDOR	dB/ok	2.42	2.00
RELACION C/No ASCENDENTE	dB Hz	70.71	64.73
RELACION C/N ASCENDENTE	dB	18.83	12.85
RELACION C/N POR INTERMODULACION EN HPA	dB	23.00	0.0
RELACION C/N POR POLARIZACION CRUZADA	dB	N.A	N.A
RELACION C/N POR SATELITES ADYACENTES	dB	27.00	27.00
RELACION C/N ASCENDENTE DEL SISTEMA	dB	16.97	12.69

POTENCIA NOMINAL REQUERIDA EN EL HPA

PIRE/PORTADORA DESDE LA E.T.	dBW	46.79	41.23
PERDIDAS EN GUIA DE ONDA	dB	1.00	1.00
BACK-OFF DE SALIDA	dB	1.00	0.00
GANANCIA DE LA ANTENA EN TX	dB	54.90	49.30
PERDIDAS POR EFICIENCIA POR EDAD	dB	0.10	0.10
POTENCIA NOMINAL REQUERIDA/PORTADORA	dBW	-7.11	-7.07
POTENCIA NOMINAL REQUERIDA/PORTADORA	W	0.19	0.19
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	4.20	6.80
POTENCIA REQUERIDA BAJO CONDICIONES DE PRECIPITACION	dBW	-2.91	-0.27

ENLACE DESCENDENTE

POTENCIA RADIADA EN SATURACION POR TP.	dB	44.97	47.25
BACK-OFF DE SALIDA EN EL TP.	dB	4.50	4.50
PIRE/PORTADORA DESDE EL SATELITE	dBW	14.20	10.50
PERDIDAS POR ESPACIO LIBRE	dB	204.80	204.80
PERDIDAS POR APUNTAMIENTO	dB	0.10	0.10
PERDIDAS POR POLARIZADOR	dB	0.10	0.10
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	1.60	2.20
CONSTANTE DE BOLTZMAN	dBJ/ok	228.60	228.60
FIGURA DE MERITO (G/T) DE LA E.T.**	dB/ok	22.16	28.46
RELACION C/N DESCENDENTE	dB/Hz	58.36	60.36
RELACION C/N DESCENDENTE	dB	6.48	8.48
RELACION C/I POR INTERMODULACION EN TP.	dB	11.00	13.00
RELACION C/X POR SATELITES ADYACENTES	dB	27.00	27.00
RELACION C/X INTERFERENCIA TP'S ADY.	dB	30.00	30.00
RELACION C/N DESCENDENTE DEL SISTEMA	dB	5.12	7.09

FACTOR DE CALIDAD DEL ENLACE GLOBAL

VELOCIDAD DE INFORMACION	Kbps	64.00	64.00
RELACION Eb/No		5.40	5.40
RELACION C/N TOTAL DEL SISTEMA	dB	4.84	6.03
RELACION C/N REQUERIDA	dB	1.58	1.58
RELACION C/N TOTAL VS. C/N REQUERIDA PARA SEÑALES DIGITALES PSK/FDMA	dB	3.20	4.40

* CIELO DESPEJADO

** CON LLUVIA

MEMORIA DE CALCULO DE ENLACE

VEL. DE INFORMACION: 128 Kbps
 MODULACION: QPSK
 ROLL-OFF: 1.20

DATOS GENERALES

		LOC. "A" MEXICO	LOC. "B" MONTERREY
DISPONIBILIDAD	\$	99.80	99.80
DIAMETRO DE ANTENA	mts	4.50	2.40
FRECUENCIA DE OPERACION	GHz	14.25	14.25
GANANCIA DE LA ANTENA EN TRANSMISION	dB	34.90	49.20
GANANCIA DE LA ANTENA EN RECEPCION	dB	33.50	47.60
TEMPERATURA TOTAL DEL SISTEMA	dBok	21.22	24.10
FIGURA DE MERITO (G/T) DE LA E.T. *	dB/ok	30.28	23.40
DENSIDAD DE FLUJO DE SATURACION (DFS)	dBW/m	-90.16	-89.86
AJUSTE DE GANANCIA (ATP)	dB	9.00	9.00
FIGURA DE MERITO DEL SATELITE (G/T)	dB/ok	2.42	2.12
BACK-OFF DE ENTRADA	dB	8.00	8.00

ENLACE ASCENDENTE

PERDIDAS POR DISPERSION	dBm	162.22	162.22
PERDIDAS POR ABSORCION ATMOSFERICA	dB	0.50	0.50
BACK-OFF DE ENTRADA EN EL TRANSPONDEDOR	dB	8.00	8.00
PRE/PORTADORA DESDE LA E.T.	dBW	47.60	48.31
PERDIDAS POR ESPACIO LIBRE	dB	206.40	206.40
PERDIDAS POR APUNTAMIENTO	dB	0.10	0.10
PERDIDAS POR POLARIZADOR	dB	0.10	0.10
CONSTANTE DE BOLTZMAN	dBJ/ok	228.60	228.60
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	4.20	1.00
RELACION DE G/T DEL TRANSPONDEDOR	dB/ok	2.42	2.12
RELACION C/N ASCENDENTE	dB	71.24	71.33
RELACION C/N ASCENDENTE	dB	19.24	20.05
RELACION C/N POR INTERMODULACION EN HPA	dB	23.00	0.0
RELACION C/X POR POLARIZACION CRUZADA	dB	N.A	N.A
RELACION C/X POR SATELITES ADYACENTES	dB	27.00	27.00
RELACION C/N ASCENDENTE DEL SISTEMA	dB	17.48	19.25

POTENCIA NOMINAL REQUERIDA EN EL HPA

PIRE/PORTADORA DESDE LA E.T.	dBW	47.60	48.31
PERDIDAS EN GUIA DE ONDA	dB	1.00	1.00
BACK-OFF DE SALIDA	dB	3.00	0.00
GANANCIA DE LA ANTENA EN TX	dB	54.90	49.30
PERDIDAS POR EFICIENCIA POR EDAD	dB	0.10	0.10
POTENCIA NOMINAL REQUERIDA/PORTADORA	dBW	-6.30	0.30
POTENCIA NOMINAL REQUERIDA/PORTADORA	W	0.234	1.00
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	4.20	1.00
POTENCIA REQUERIDA BAJO CONDICIONES DE PRECIPITACION	dBW	-2.10	1.01

ENLACE DESCENDENTE

POTENCIA RADIADA EN SATURACION POR TP.	dB	48.25	47.25
BACK-OFF DE SALIDA EN EL TP.	dB	4.50	4.50
PIRE/PORTADORA DESDE EL SATELITE	dBW	18.30	17.70
PERDIDAS POR ESPACIO LIBRE	dB	204.80	204.80
PERDIDAS POR APUNTAMIENTO	dB	0.10	0.10
PERDIDAS POR POLARIZADOR	dB	0.10	0.10
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	0.10	2.20
CONSTANTE DE BOLTZMAN	dBJ/ok	228.60	228.60
FIGURA DE MERITO (G/T) DE LA E.T.**	dB/ok	23.40	28.45
RELACION C/NO DESCENDENTE	dB/Hz	65.30	67.55
RELACION C/N DESCENDENTE	dB	13.42	15.67
RELACION C/I POR INTERMODULACION EN TP.	dB	17.50	19.50
RELACION C/X POR SATELITES ADYACENTES	dB	27.00	27.00
RELACION C/N INTERFERENCIA TP's ADY.	dB	30.00	30.00
RELACION C/N DESCENDENTE DEL SISTEMA	dB	11.78	13.83

FACTOR DE CALIDAD DEL ENLACE GLOBAL

VELOCIDAD DE INFORMACION	Kbps	128.00	128.00
RELACION Eb/No	dB	7.00	7.00
RELACION C/N TOTAL DEL SISTEMA	dB	10.75	12.71
RELACION C/N REQUERIDA	dB	6.19	6.19
RELACION C/N TOTAL VS. C/N REQUERIDA PARA SEÑALES DIGITALES PSK/FDMA	dB	4.50	6.50

* CIELO DESPEJADO
** CON LLUVIA

MEMORIA DE CALCULO DE ENLACE

VEL. DE INFORMACION: 128 Kbps
 MODULACION: BPSK
 ROLL-OFF: 1.20

DATOS GENERALES

		LOC "A" MEXICO	LOC "B" GUADALAJARA
DISPONIBILIDAD	%	99.80	99.80
DIAMETRO DE ANTENA	mts	4.50	2.40
FRECUENCIA DE OPERACION	GHZ	14.25	14.25
GANANCIA DE LA ANTENA EN TRANSMISION	dB	54.90	49.30
GANANCIA DE LA ANTENA EN RECEPCION	dB	53.50	47.50
TEMPERATURA TOTAL DEL SISTEMA	dBOK	23.22	24.10
FIGURA DE MERITO (G/T) DE LA E.T. *	dB/OK	10.28	23.40
DENSIDAD DE FLUJO DE SATURACION (DFS)	dBW/m	-90.16	-90.00
AJUSTE DE GANANCIA (ATP)	dB	9.00	9.00
FIGURA DE MERITO DEL SATELITE (G/T)	dB/OK	2.42	2.26
BACK-OFF DE ENTRADA	dB	8.00	8.00

ENLACE ASCENDENTE

PERDIDAS POR DISPERSION	dBm	162.22	162.22
PERDIDAS POR ABSORCION ATMOSFERICA	dB	0.50	0.50
BACK-OFF DE ENTRADA EN EL TRANSPONDEDOR	dB	8.00	8.00
PIRE/PORTADORA DESDE LA E.T.	dBW	47.51	44.47
PERDIDAS POR ESPACIO LIBRE	dB	206.40	206.40
PERDIDAS POR APUNTAMIENTO	dB	0.10	0.10
PERDIDAS POR POLARIZADOR	dB	0.10	0.10
CONSTANTE DE BOLTZMAN	dB/OK	228.60	228.60
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	4.20	4.20
RELACION DE G/T DEL TRANSPONDEDOR	dB/OK	2.42	2.26
RELACION C/No ASCENDENTE	dB/Hz	71.43	68.23
RELACION C/N ASCENDENTE	dB	16.55	13.36
RELACION C/1 POR INTERMODULACION EN HPA	dB	23.00	0.0
RELACION C/2 POR POLARIZACION CRUZADA	dB	N.A	N.A
RELACION C/3 POR SATELITES ADYACENTES	dB	27.00	27.00
RELACION C/N ASCENDENTE DEL SISTEMA	dB	15.35	13.17

POTENCIA NOMINAL REQUERIDA EN EL HPA

PIRE/PORTADORA DESDE LA E.T.	dBW	47.51	44.47
PERDIDAS EN SALIDA DE ONDA	dB	1.00	1.00
BACK-OFF DE SALIDA	dB	1.00	0.00
GANANCIA DE LA ANTENA EN TX	dB	54.90	49.30
PERDIDAS POR EFICIENCIA POR EDAD	dB	0.10	0.10
POTENCIA NOMINAL REQUERIDA/PORTADORA	dBW	-6.39	-3.83
POTENCIA NOMINAL REQUERIDA/PORTADORA	W	0.229	0.413
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	4.20	5.90
POTENCIA REQUERIDA BAJO CONDICIONES DE PRECIPITACION	dBW	-2.19	2.07

ENLACE DESCENDENTE

POTENCIA RADIADA EN SATURACION POR TP.	dB	48.05	47.25
BACK-OFF DE SALIDA EN EL TP.	dB	4.50	4.50
PIRE/PORTADORA DESDE EL SATELITE	dBW	18.00	14.00
PERDIDAS POR ESPACIO LIBRE	dB	204.80	204.80
PERDIDAS POR APUNTAMIENTO	dB	0.10	0.10
PERDIDAS POR POLARIZADOR	dB	0.10	0.10
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	3.90	2.20
CONSTANTE DE BOLTZMAN	dBJ/OK	228.60	228.60
FIGURA DE MERITO (G/T) DE LA E.T.**	dB/OK	21.26	28.45
RELACION C/NO DESCENDENTE	dB	58.96	63.85
RELACION C/N DESCENDENTE	dB	4.08	8.97
RELACION C/I POR INTERMODULACION EN TP.	dB	8.50	17.50
RELACION C/X POR SATELITES ADYACENTES	dB	27.00	27.00
RELACION C/X INTERFERENCIA TP'S ADY.	dB	30.00	30.00
RELACION C/N DESCENDENTE DEL SISTEMA	dB	2.71	7.58

FACTOR DE CALIDAD DEL ENLACE GLOBAL

VELOCIDAD DE INFORMACION	Kbps	128.00	128.00
RELACION Eb/NO	dB	5.40	5.40
RELACION C/N TOTAL DEL SISTEMA	dB	2.48	6.52
RELACION C/N REQUERIDA	dB	1.60	1.60
RELACION C/N TOTAL VS. C/N REQUERIDA PARA SEÑALES DIGITALES PSK/FDMA	dB	0.88	4.90

* CIELO DESPEJADO
** CON LLUVIA

MEMORIA DE CALCULO DE ENLACE

VEL. DE INFORMACION: 256 Kbps
 MODULACION: QPSK
 ROLL-OFF: 1.20

DATOS GENERALES

		LOC. "A" MEXICO	LOC. "B" VILLAHERMOSA
DISPONIBILIDAD	dB	99.80	99.80
DIAMETRO DE ANTENA	mts	4.50	4.50
FRECUENCIA DE OPERACION	GHZ	14.25	14.25
GANANCIA DE LA ANTENA EN TRANSMISION	dB	54.90	52.10
GANANCIA DE LA ANTENA EN RECEPCION	dB	53.50	50.90
TEMPERATURA TOTAL DEL SISTEMA	dBOK	21.22	24.70
FIGURA DE MERITO (G/T) DE LA E.T. *	dB/OK	30.28	26.20
DENSIDAD DE FLUJO DE SATURACION (DFS)	dBW/m	-90.15	-90.16
AJUSTE DE GANANCIA (ATP)	dB	3.00	3.00
FIGURA DE MERITO DEL SATELITE (G/T)	dB/OK	3.42	3.42
BACK-OFF DE ENTRADA	dB	8.00	8.00

ENLACE ASCENDENTE

PERDIDAS POR DISPERSION	dBm	162.22	162.22
PERDIDAS POR ABSORCION ATMOSFERICA	dB	0.50	0.50
BACK-OFF DE ENTRADA EN EL TRANSPONDEDOR	dB	8.00	8.00
PIRE/PORTADORA DESDE LA E.T.	dBW	49.50	48.80
PERDIDAS POR ESPACIO LIBRE	dB	206.40	206.40
PERDIDAS POR APUNTAMIENTO	dB	0.10	0.10
PERDIDAS POR POLARIZADOR	dB	0.10	0.10
CONSTANTE DE BOLTZMAN	dBJ/OK	228.60	228.60
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	4.20	5.60
RELACION DE G/T DEL TRANSPONDEDOR	dB/OK	7.42	7.42
RELACION C/N ASCENDENTE	dB Hz	18.54	17.84
RELACION C/N ASCENDENTE	dB	23.00	0.0
RELACION C/I POR INTERMODULACION EN HPA	dB	N.A	N.A
RELACION C/X POR POLARIZACION CRUZADA	dB	27.00	27.00
RELACION C/X POR SATELITES ADYACENTES	dB	16.77	17.33
RELACION C/N ASCENDENTE DEL SISTEMA	dB		

POTENCIA NOMINAL REQUERIDA EN EL HPA

PIRE/PORTADORA DESDE LA E.T.	dBW	49.50	48.80
PERDIDAS EN GUTA DE ONDA	dB	1.00	1.00
BACK-OFF DE SALIDA	dB	3.00	0.00
GANANCIA DE LA ANTENA EN Tx	dB	54.90	52.30
PERDIDAS POR EFICIENCIA POR EDAD	dB	0.10	0.10
POTENCIA NOMINAL REQUERIDA/PORTADORA	dBW	-4.40	-2.70
POTENCIA NOMINAL REQUERIDA/PORTADORA	W	0.36	0.56
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	4.20	5.80
POTENCIA REQUERIDA BAJO			
CONDICIONES DE PRECIPITACION	dBW	-0.20	3.30

ENLACE DESCENDENTE

POTENCIA RADIADA EN SATURACION POR TP.	dB	48.56	47.25
BACK-OFF DE SALIDA EN EL TP.	dB	4.50	4.50
PIRE/PORTADORA DESDE EL SATELITE	dBW	20.50	18.50
PERDIDAS POR ESPACIO LIBRE	dB	204.80	204.80
PERDIDAS POR APUNTAMIENTO	dB	0.10	0.10
PERDIDAS POR POLARIZADOR	dB	0.10	0.10
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	1.80	2.20
CONSTANTE DE BOLTZMAN	dB/ok	228.60	228.60
FIGURA DE MERITO (G/T) DE LA E.T.**	dB/ok	24.31	28.46
RELACION C/No DESCENDENTE	dB Hz	64.61	68.36
RELACION C/N DESCENDENTE	dB	9.73	11.48
RELACION C/I POR INTERMODULACION EN TP.	dB	14.50	18.00
RELACION C/X POR SATELITES ADYACENTES	dB	27.00	27.00
RELACION C/X INFERFERENCIA TP'S ADY	dB	30.00	30.00
RELACION C/N DESCENDENTE DEL SISTEMA	dB	8.38	11.95

FACTOR DE CALIDAD DEL ENLACE GLOBAL

VELOCIDAD DE INFORMACION	Kbps	256.00	256.00
RELACION Eb/No	dB	7.00	7.00
RELACION C/N TOTAL DEL SISTEMA	dB	7.79	10.85
RELACION C/N REQUERIDA	dB	6.21	6.21
RELACION C/N TOTAL VS. C/N REQUERIDA			
PARA SEÑALES DIGITALES PSK/FDMA	dB	1.58	4.64

* CIELO DESPEJADO

** CON LLUVIA

MEMORIA DE CALCULO DE ENLACE

VEL. DE INFORMACION: 256 Kbps
 MODULACION: BPSK
 ROLL-OFF: 1.20

DATOS GENERALES

		LOC. "A" MEXICO	LOC. "B" TIJUANA
DISPONIBILIDAD	dB	99.80	99.80
DIAMETRO DE ANTENA	m	4.50	3.50
FRECUENCIA DE OPERACION	GHz	14.425	14.425
GANANCIA DE LA ANTENA EN TRANSMISION	dB	54.90	22.10
GANANCIA DE LA ANTENA EN RECEPCION	dB	53.50	20.90
TEMPERATURA TOTAL DEL SISTEMA	dBcK	33.22	34.70
FIGURA DE MERITO (G/T) DE LA E.T. *	dB/OK	30.24	
DENSIDAD DE FLUJO DE SATURACION (DFS)	dBW/m	-90.15	-89.18
AJUSTE DE GANANCIA (ATP)	dB	9.00	9.00
FIGURA DE MERITO DEL SATELITE (G/T)	dB/OK	2.47	1.44
BACK-OFF DE ENTRADA	dB	9.00	9.00

ENLACE ASCENDENTE

PERDIDAS POR DISPERSION	dBm	162.22	162.22
PERDIDAS POR ABSORCION ATMOSFERICA	dB	0.50	0.50
BACK-OFF DE ENTRADA EN EL TRANSPODERDOR	dB	8.00	8.00
PIRE/PORTADORA DESDE LA E.T.	dBW	43.81	47.29
PERDIDAS POR ESPACIO LIBRE	dB	206.40	206.40
PERDIDAS POR APUNTAMIENTO	dB	0.10	0.10
PERDIDAS POR POLARIZADOR	dB	0.10	0.10
CONSTANTE DE BOLITZMAN	dBJ/OK	228.60	228.60
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	2.22	2.00
RELACION DE G/T DEL TRANSPODERDOR	dB/OK	72.43	70.44
RELACION C/N ASCENDENTE	dB	14.84	12.34
RELACION C/N ASCENDENTE	dB	23.60	0.0
RELACION C/I POR INTERMODULACION EN NPA	dB	N.A	N.A
RELACION C/X POR POLARIZACION CRUZADA	dB	27.00	27.00
RELACION C/X POR SATELITES ADYACENTES	dB	13.99	12.19
RELACION C/N ASCENDENTE DEL SISTEMA	dB		

POTENCIA NOMINAL REQUERIDA EN EL HPA

PIRE/PORTADORA DESDE LA E.T.	dBW	48.81	47.29
PERDIDAS EN GUIA DE ONDA	dB	1.00	1.00
BACK-OFF DE SALIDA	dB	3.00	0.00
GANANCIA DE LA ANTENA EN TX	dB	54.90	52.30
PERDIDAS POR EFICIENCIA POR EDAD	dB	0.10	0.10
POTENCIA NOMINAL REQUERIDA/PORTADORA	dBW	-5.09	-4.01
POTENCIA NOMINAL REQUERIDA/PORTADORA	W	0.10	0.39
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	4.20	3.00
POTENCIA REQUERIDA BAJO			
CONDICIONES DE PRECIPITACION	dBW	-0.89	-1.01

ENLACE DESCENDENTE

POTENCIA RADIADA EN SATURACION POR TP.	dB	44.25	47.25
BACK-OFF DE SALIDA EN EL TP	dB	4.50	4.50
PIRE/PORTADORA DESDE EL SATELITE	dBW	15.50	16.00
PERDIDAS POR ESPACIO LIBRE	dBm	204.80	204.80
PERDIDAS POR APUNTAMIENTO	dB	0.10	0.10
PERDIDAS POR POLARIZADOR	dB	0.10	0.10
MARGEN POR PRECIPITACION	dB	1.10	2.20
CONSTANTE DE BOLTZMAN	dBJ/OK	228.60	228.60
FIGURA DE MÉRITO (G/T) DE LA E.T.**	dB/OK	23.44	26.45
RELACION C/N DESCENDENTE	dB Hz	63.34	65.86
RELACION C/N DESCENDENTE	dB	5.65	7.37
RELACION C/I POR INTERMODULACION EN TP.	dB	11.00	15.50
RELACION C/X POR SATELITES ADYACENTES	dB	27.00	27.00
RELACION C/X INTERFERENCIA TP'S ADY.	dB	30.00	30.00
RELACION C/N DESCENDENTE DEL SISTEMA	dB	4.50	6.83

FACTOR DE CALIDAD DEL ENLACE GLOBAL

VELOCIDAD DE INFORMACION	Kbps	256.00	256.00
RELACION Eb/No		7.09	7.00
RELACION C/N TOTAL DEL SISTEMA	dB	4.03	5.73
RELACION C/N REQUERIDA	dB	3.19	3.19
RELACION C/N TOTAL VS. C/N REQUERIDA			
PARA SEÑALES DIGITALES PSK/FDMA	dB	0.84	2.53

* CIELO DESPEJADO
** CON LLUVIA

CAPITULO VII

VII. COSTOS Y EVALUACION ECONOMICA

En este capítulo se realiza la evaluación en base al análisis técnico-económico del equipo de comunicaciones vía satélite, el cuál cumple con los requisitos del proyecto (red de voz y datos multiplexados).

Para esto, se da por establecido que el proyecto paso por las diferentes fases preliminares que también ocasionan costos agregados al proyecto como son :

- Consultas
- Asesorias
- Estudios

Los puntos citados anteriormente deben estar íntimamente relacionados y generalmente llevados a cabo por una misma compañía, ya que con esto se evitan problemas mayores una vez avanzado el proyecto.

En lo que respecta a las consultas, primeramente son consideradas a nivel general; es decir dar un panorama de lo que se quiere transmitir para poder dimensionar la magnitud del proyecto. También se contemplan los diferentes proveedores con sus respectivos equipos; y es a partir de aquí donde generalmente se lleva a concurso el proyecto para decidir que compañía es la que presenta la mejor opción en base a cotizaciones de todo lo que involucra el proyecto. Durante el proceso del concurso se dan las asesorias necesarias para tener todos los datos y parámetros reales; y es a base de estudios detallados como se presenta una o varias opciones que satisfagan las necesidades del usuario.

Las situaciones y casos que comúnmente existen en un proyecto de comunicaciones vía satélite son :

- Una vez presentados los requerimientos, ver si en la compañía existe personal capacitado que desarrolle el proyecto, de lo contrario consultar en el mercado a las compañías que prestan estos servicios.
- Como se menciona anteriormente, llevar a concurso el proyecto el cuál presenta una variedad de estudios que van a determinar la alternativa más conveniente.

- Dentro de los estudios del proyecto, se considera el Tráfico a cursar, para determinar la velocidad de información a transmitir, la técnica de acceso apropiada y la modulación más conveniente.
- Los diferentes equipos a utilizar en las estaciones terrenas con sus especificaciones técnicas que satisfagan las recomendaciones de la UITT y el CCIR.

Generalmente los estudios que presentan los proveedores son en paquete, donde además de la venta del equipo, se incluye la instalación, capacitación al personal para la operación, mantenimiento (opcional), cotizaciones detalladas con todos los equipos y accesorios necesarios, e inclusive asesoría legal ante la S.C.T., que incluye una memoria técnica.

A continuación se presenta un formato donde se incluyen los costos de los equipos a utilizar en la red de voz y datos multiplexados.

EQUIPO SIN REDUNDANCIA

EQUIPO	ELECT. NAC. TRIAM	OBSERVACIONES
E/T MAESTRA 1 Antena 4.5 mts diámetro 1 Amplificador incluye : LNA de 250'k y convertidor asc. y desc. sintetizado 3 Modems QPSK 3 Modems BPSK 2 Comb/divisor 8:1	Marca ANDREW material aluminio 40 800 dls Estado solido de 8 watts 36 891 dls Marca FAIRCHILD Mod : SM290 14560 c/u x 3 = 43680 dls Marca FAIRCHILD Mod : SM280 9200 c/u x 3 = 27600 dls 437 c/u x 2 = 874 dls	Cumple con requerimientos de Intelsat E-1 y CCIR 580 Para velocidades de 32 Kbps a 2048 Mbps. 1 Opera como convertidor y otro como divisor las ent. 6 sal. no no ocupadas se toma como cargas para compensar las impedancias.
Subtotal	Eq : FAIRCHILD 149845 dls	
1 Multiplexor Mto. incluye : 1 Gabinete princ. con 36 ranuras 1 Tarj. de control NCL 1 Fte de aliment. PS/L 1 Cable de extrac. e introduc. IRP 1 Man. del usuario 1 Cable MDT1 de 15 pulgadas.. 1 Tarj. de Bypass. BPM. 6 Tarj. de enlace. ILC.25 13 Tarj. de 4 ptos de datos sincr.QSC 8 Tarj. de 4 ptos. de voz QVM 6 Cables de interc ILDDS	LINK/2 Mod : L2020-1 expandible 23354 dls 2604 dls 3000 c/u x 6 = 18000 dls 2916 c/u x 13= 37908 dls 2304 c/u x 8 = 18432 dls 295 c/u x 6 = 1770 dls	El multiplex maestro equipado para manejar 6 enlaces de voz y datos. Controla por medio de software a los enlaces para enrutarlos a su destino.
Subtotal Equipo Timeplex =	99464 dls	

EQUIPO	ELECT. NAC. TRIAM	OBSERVACIONES
1 Rack para montaje de multiplexor y modems	2850 dls	
23 Canceladores de eco.	Mod : 6919 619 c/u x 23 = 14237 dls	
2 Fts de aliment.	Mod : 8021 291 c/u x 2 = 582 dls	Una Fuente de alimentación por cada gabinete
2 Gabinetes	Mod : 1612 167 c/u x 2 = 334 dls	Cada gabinete tiene capacidad para 12 canceladores de eco.
Subtotal Equipo Tellabs = 18003 dls		
SUBTOTAL ESTACION TERRENA MAESTRA = 267312 DOLARES		

EQUIPO	ELECT. NAC. TRIAM	OBSERVACIONES
6 Racks p/montaje de multiplexor y modems	Estructura metalica 2400 c/u x 6 = 14400 dls	Estante para colocar los equipos de una manera optima.
23 Canceladores de eco.	Mod : 6919 619 c/u x 23 = 14237 dls	
6 Fts. de aliment.	Mod : 8021 291 c/u x 6 = 1746 dls	Una Fuente de alimentación por cada estación terrena remota.
6 Gabinetes	Mod : 1612 167 c/u x 6 = 1002 dls	
Subtotal Equipo Tellabs = 31385 dolares.		
SUBTOTAL ESTACION TERRENA REMOTA = 428091 DOLARES		
TOTAL DE EQUIPO DE LA RED => 695403 DOLARES		

Características principales del sistema :

- Sistema completamente modular (B.B. y R.F), a nivel de tarjeta.
- Sistema programable tanto en el equipo multiplexor como en el modem.
- Compresión de voz CVSD con muy buena calidad para máximo aprovechamiento de ancho de banda.
- Técnica de acceso SCPC.
- Modulación BPSK y QPSK.
- Sistema de monitoreo y diagnóstico centralizado y administración de la red a través de un procesador externo (opcional - TIME VIEW).
- Modem satelital con pantalla LCD y teclado para programación.

**COSTOS DE INSTALACION
(SIN REDUNDANCIA)**

4 Estaciones de 2.4 mts
con :

Radio de 2 watts	5200
Modem SM 280 ó 290	x 4
Multiplexor	-----
Cancelador de eco y cableado.	20,800

2 Estaciones de 3.7 mts
con :

Radio de 2 watts	9500
Modem SM 280 ó 290	x 2
Multiplexor	-----
Cancelador de eco y cableado.	19,000

1 Estación maestra de 4.5 mts
con :

Radio de 8 watts	
6 Modems (3 SM280 y 3 SM 290)	
Multiplexor maestro	
Cancelador de eco y cableado.	33,200

1 Memoria técnica de la red : 7,000

Subtotal de costos de instalación => 80,000

RESUMEN DEL COSTO DE LA RED :

Equipo.....:	695	403		
	+			
Instalación..:	80	000		

		775	403	dls.

EQUIPO CON REDUNDANCIA

EQUIPO	ELECT. NAC. TRIAM	OBSERVACIONES
<p>E/T MAESTRA 1 Antena 4.5 mts diámetro 1 Amplificador incluye ; LNA de 180 x convertidor asc. y desc. sintetizado 3 Modems QPSK 3 Modems BPSK 2 Comb./divisor 12:1</p>	<p>Marca ANDREW material aluminio 40 800 dls Estado solido de 16 watts 161500 dls Marca FAIRCHILD Mod : SM290 14560 c/u x 3 = 43680 dls Marca FAIRCHILD Mod : SM280 9200 c/u x 3 = 27600 dls 475 c/u x 2 = 950 dls</p>	<p>Cumple con requerimientos de Intelsat E-1 y CCIR 580 Redundante Con Hardware para montar en la antena Para velocidades de 32 Kbps a 2048 Kbps. Interconexión con equipo de 70 ó 140 MHz de F.I. del sistema de comunicación vía satélite para facilitar la Tx y Rx. 1 Opera como combinador y otro como divisor las ent. ó sal. no ocupadas se toma como cargas para compensar las impedancias.</p>
<p>Subtotal</p>	<p>Eq : FAIRCHILD 274530 dls</p>	
<p>1 Multiplexor Mto. incluye ; 1 Gabinete princ. con 36 ranuras 1 Tarj. de control NCL 1 Fte. de aliment. PS/L 1 Cable de extrac. e introduc. IRP 1 Man. del usuario 1 Cable MDT1 de 15 pulgadas. 1 Tarj. de Bypass. BPM. 6 Tarj. de enlace. ILC.25 13 Tarj. de 4 pto de datos sincr.QSC 8 Tarj. de 4 pto. de voz QVM 6 Cables de interconexión ILDDS</p>	<p>LINK/2 Mod : L2001-C expandible 23354 dls 2604 dls 3000 c/u x 6 = 18000 dls 2916 c/u x 13= 37908 dls 2304 c/u x 8 = 18432 dls 295 c/u x 6 = 1770 dls</p>	<p>El multiplex maestro equipado para manejar 6 enlaces de voz y datos y con posible expansión a 10 enlaces.</p>
<p>Subtotal Equipo Timeplex = 102068 dolares.</p>		

EQUIPO	ELECT. NAC. TRIAM	OBSERVACIONES
1 Rack para montaje de multiplexor y modems	2850 dls	
23 Canceladores de eco.	Mod : 6919 619 c/u x 23 = 14237 dls	
2 Fts. de aliment.	Mod : 8021 291 c/u x 2 = 582 dls	Una Fuente de alimentación por cada gabinete
2 Gabinetes	Mod : 1612 167 c/u x 2 = 334 dls	Cada gabinete tiene capacidad para 12 canceladores de eco.
Subtotal Equipo Tellabs = 18003 dolares.		
SUBTOTAL ESTACION TERRENA MAESTRA = 394601 DOLARES		

EQUIPO	ELECT. NAC. TRIAM	OBSERVACIONES
<u>E/T REMOTAS</u> 4 Antenas 2.4 mts diámetro 2 Antenas 3.7 mts diámetro	Marca VERTEX Tipo offset material Aluminio 7371 c/u x 4 = 29484 dls Marca ANDREW Tipo Gregoriano 24170 c/u x 2 = 48340 dls	Cumple con recomendación FCC 25-209 y CCIR
6 Amplificadores incluye ; LNA de 250 k y convertidor asc. y desc. sintetizado	Estado solido de 2 watts 25116 c/u x 6 = 150696 dls	
3 Modems QPSK 3 Modems BPSK	Marca FAIRCHILD Mod : SM290 14560 c/u x 3 = 43680 dls Marca FAIRCHILD Mod : SM280 9200 c/u x 3 = 27600 dls	Para velocidades de 32 Kbps a 2048 Mbps Interconexión con equipo de 70 o 140 MHz de F.I. del sistema de comunicación vía satélite para facilitar la Tx y Rx.
Subtotal equipo FAIRCHILD = 299800 dolares		

2 Multiplexores	Minilink/2 Mod : ML2-S no expandible 6950 c/u x 2 = 13900 dls	Minilink/2 maneja 13 Slots
4 Multiplexores incluye :	Microlink/2 Mod : ML2-S no expandible 5369 c/u x 4 = 21476 dls	Microlink/2 maneja 6 Slots
2 Gabinetes de Minilink/2		
4 Gabinetes de Microlink/2		
1 Tarj. de control NCL/M		
1 Tarj. de enlace ILC.2/M		
1 Fte de aliment. PS/L		
1 Unidad de ventilador.		
1 Man. del usuario		
1 Cable MDT1 de 15 pulgadas..		
13 Tarj. de 4 pto de datos sincr.QSC	2916 c/u x 13= 37908 dls	
8 Tarj. de 4 pto. de voz QVM	2304 c/u x 8 = 18432 dls	
6 Tarj. para aplicaciones vía sat	430 c/u x 6 = 2580 dls	
6 Cables de extracción e introducción IRP.	140 c/u x 6 = 840 dls	
6 Cables de interconexión ILDDS	295 c/u x 6 = 1770 dls	
Subtotal Equipo Timeplex = 96906 dolares.		

EQUIPO	ELECT. NAC. TRIAM	OBSERVACIONES
6 Racks p/montaje de multiplexor y modems	Estructura metalica 2400 c/u x 6 = 14400 dls	Estante para colocar los equipos de una manera optima.
23 Canceladores de eco.	Mod : 6919 619 c/u x 23 = 14237 dls	
6 Fts. de aliment.	Mod : 8021 291 c/u x 6 = 1746 dls	Una Fuente de alimentación por cada estación terrena remota.
6 Gabinetes	Mod : 1612 167 c/u x 6 = 1002 dls	
Subtotal Equipo Tellabs = 31385 dolares.		
SUBTOTAL ESTACION TERRENA REMOTA = 428091 DOLARES		
TOTAL DE EQUIPO DE LA RED => 822692 DOLARES		

LOTE DE REFACCIONES

EQUIPO	ELECT. NAC. TRIAM	OBSERVACIONES
1 Amplificador incluye : LNA de 250 ³ k y convertidor asc. y desc. sintetizado	Estado solido de 2 watts 25116 dls	
1 Modem QPSK 1 Modem BPSK 2 Tarj. de control NCL/M 1 Tarj. de enlace ILC.2/M 2 Fts de aliment. PS/L	Marca FAIRCHILD Mod : SM290 14560 dls Marca FAIRCHILD Mod : SM280 9200 dls 2365 c/u x 2 = 4730 dls 3000 dls 2400 c/u x 2 = 4800 dls	Para velocidades de 32 Kbps a 2048 Kbps Interconexión con equipo de 70 o 140 MHz de F.I. del sistema de comunicación via satélite para facilitar la Tx y Rx.
1 Tarj. de 4 ptos de datos sincr.QSC 1 Tarj. de 4 ptos. de voz QVM	2916 dls 2304 dls	
Total cotizado en refacciones = 66 626 dolares		

COSTOS DE INSTALACION
(CON REDUNDANCIA)

4 Estaciones de 2.4 mts
con :

Radio de 2 watts	5200
Modem SM 280 ó 290	x 4
Multiplexor	-----
Cancelador de eco y cableado.	20,800

2 Estaciones de 3.7 mts
con :

Radio de 2 watts	9500
Modem SM 280 ó 290	x 2
Multiplexor	-----
Cancelador de eco y cableado.	19,000

1 Estación maestra de 4.5 mts
con redundancia incluye : 43,500

Radio de 16 watts
6 Modems (3 SM280 y 3 SM290)
Multiplexor maestro
Canceladores de eco
y cableado.

1 Memoria técnica de la red : 7,000

total costos de instalacion => 90,300

RESUMEN DEL COSTO DE LA RED :

Equipo.....:	822 692
Refacciones..:	+ 66 626
Instalación..:	90 300

	979 618 dls

Los precios cotizados estan regidos bajo las siguientes clausulas :

- 1.-Todos los precios son L.A.B.. destino.
- 2.-El impuesto al valor agregado no esta incluido.
- 3.-Los tiempos de embarque de fabrica y entrega se llevara a cabo en 90 días.
- 4.-El costo de instalación incluye estudio de campo, obra civil y cableado hasta un piso de altura.
- 5.-Los costos de instalación incluyen viaticos, transportes y gastos para dos personas por cada nodo.
- 6.-La garantía del equipo tiene una duración de un año, a partir de la instalación.

Esta información fué proporcionada por la compañía TEINSER, S.A. de C.V. (Telecomunicaciones Integrales y Servicios), dedicada a las telecomunicaciones vía satélite. Dicha información se considera confidencial, difícil de proporcionarla a personas ajenas a la compañía. Por esta razón no se pudo obtener los costos de otros proveedores, sin embargo esta compañía proveedora se encuentra dentro de las solicitadas por los usuarios para telecomunicaciones vía satélite.

Una vez presentadas las dos opciones de los costos del proyecto, es importante realizar la evaluación económica de dichas propuestas, para tomar la decisión de compra de la alternativa más conveniente para los intereses del usuario.

Un equipo de comunicaciones vía satélite considerado como la tecnología más avanzada, debe presentar una alta confiabilidad en el servicio, máxime cuando los requerimientos del usuario así lo pretenden.

Sin embargo todos los equipos eléctricos y electrónicos estan expuestos a sufrir descomposturas y como no es equipo construido en México, requiere de un período largo de tiempo para reponer dicha descompostura. Por tal motivo se debe considerar cierta redundancia en las partes más expuestas a sufrir desperfectos. Debido a que el usuario pretende que los 365 días del año este funcionando su sistema prefiere el equipo con redundancia.

Elegir la opción con equipo redundante lleva consigo una gran variedad de factores importantes:

En el aspecto económico, al elegir un equipo con sistema redundante y lote de refacciones, se esta asegurando una mayor disponibilidad de servicio en las actividades del usuario, que en un determinado momento, al no contar con la redundancia o refacción, sufriría pérdidas económicas más cuantiosas al interrumpir el servicio por un largo período de tiempo.

Otro aspecto importante es que el equipo elegido cubre técnicamente todas las especificaciones que requiere la UIT y el CCIR para el buen funcionamiento del sistema satelital, ya que todos los equipos y componentes menores estan sujetos a pruebas de control de calidad muy rigurosas para satisfacer plenamente la homologación internacional del equipo satelital.

Dentro de estas pruebas de control de calidad se toma otro factor muy importante, como es la VIDA UTIL del sistema, la cuál va a depender del tiempo de utilización, ya sea continuo ó intermitente (dependera de las necesidades del usuario). Practicamente, se tienen estadísticas muy variadas del tiempo de vida útil de sistemas satelitales, tomando en cuenta un equipo que tiene operación moderada y recibe mantenimiento constante, su vida útil se estima de 5 a 7 años, tiempo en el cuál el equipo sufre su depreciación; ya habiendose amortizado su inversión total. Pero existe equipo que por necesidades del usuario y no atender correctamente su operación y mantenimiento, al termino de año y medio, máximo dos años es necesario intercambiar partes dañadas prematuramente, que inclusive puede llevarse hasta 2 meses en llevarse a cabo la reparación.

Es por esta razón que previniendo todo tipo de imprevisto se eligio la opción del equipo con redundancia en las partes más importantes del sistema y el lote de refacciones; para que en un determinado momento que se presenten fallas o reparaciones no se dañe todo el sistema, sino se tenga la facilidad de recuperarlo con la redundancia ó inclusive recurriendo a las refacciones, sin que esté mucho tiempo fuera de servicio.

Dentro de las características del sistema se presenta una muy importante, que es la modularidad, la cual en un determinado momento que el usuario requiera una ampliación de nodos en su sistema, con la mayor facilidad pueda realizarla, sin tener que invertir desde un equipo totalmente nuevo, simplemente dimensiona su expansión y en base a mudulos satisfaga sus necesidades.

Estos son algunos de los factores más importantes los cuales se evaluaron para seleccionar el equipo con redundancia. Sin embargo existen otros que de alguna manera favorecen al usuario como son: asesoria jurídica, asesoria legal ante la Secretaria de Comunicaciones y ante la Dirección General de Políticas y Normas, que de alguna manera sirven para agilizar los tramites y obtener los servicios a la mayor brevedad posible.

CONCLUSIONES

Para diseñar enlaces, fué necesario contar con la información que proporciona la S.C.T. a todos los usuarios potenciales de los Satélites Morelos, llevandose a cabo una metodología muy sencilla, pero eficiente y segura para realizar calculos de enlace. Los resultados arrojados en los enlaces del proyecto demuestran el balance entre el segmento terrestre (estaciones terrenas) y segmento espacial (satélite), es decir que a éste se le extrajo la potencia necesaria para lograr la comunicación del enlace, sin necesidad de exceder la potencia nominal que rige la Tarifa oficial de la S.C.T.

Con esto se demuestra que las dimensiones del equipo seleccionado, fueron las ideales para satisfacer las necesidades del proyecto presentado (Red de Voz y Datos Multiplexados).

Referente a la inversión económica de este sistema, hoy en día es rentable y confiable al igual que sistemas de microondas y fibra óptica, sin embargo como el proyecto abarca la totalidad de la República Mexicana, y la cantidad de tráfico a cursar, se estima una muy buena rentabilidad económica del sistema.

Este trabajo al igual que todas las tesis presentadas, cuentan con datos y proyectos interesantes para la industria del país, y particularmente en este trabajo; el formato presentado en los calculos de enlace esta diseñado para evaluar correctamente los parámetros del enlace.

Por estas razones quisieramos se proporcione esta información a la gente interesada e las telecomunicaciones vía satélite.

APENDICE A

(G/T)e.t. DEGRADADA

Debido a que en la banda Ku del espectro radioeléctrico se ve afectado por atenuaciones severas (principalmente debido a la lluvia y granizo), es necesario considerar dichas atenuaciones en la figura de mérito de la estación terrena receptora, y más aún en las zonas climáticas del territorio mexicano donde existen atenuaciones muy severas. Considerando la figura de mérito de estación terrena a ciclo despejado se tiene :

$$(G/T)e.t = G_r x - 10 \log T_{stma} \dots \dots \dots (1)$$

donde la temperatura del sistema esta compuesta por

$$T_{stma} = T_{ant} + T_{lna} + T_{misc}$$

Existe un incremento de temperatura debido a la lluvia (ΔT)

$$T_{stma} \text{ con lluvia} = T_{ant} + T_{lna} + T_{misc} + \Delta T$$

donde :

$$\Delta T = [1-10E -Md/10] Tr \Rightarrow \Delta T [1-10E -Md/10] 275$$

donde :

Md => Atenuación ó margen de lluvia descendente.

Tr => Temperatura de la precipitación = 275°K = 20°C temperatura ambiente.

Por lo tanto, la temperatura del sistema con lluvia es :

$$T_{stma} \text{ con lluvia} = T_{cielo \text{ despejado}} + \Delta T$$

sustituyendo la temperatura del sistema con lluvia en la ecuación (1), la figura de mérito degradada resultante es :

$$(G/T)_{\text{con lluvia}} = G_r x - 10 \log T_{stma \text{ con lluvia}}$$

ejemplo :

$$T_{stma} = \log^{-1} \frac{Grx - E/T}{10} \Rightarrow \log^{-1} \frac{47.7 - 22.5}{10} = \underline{331.13} \text{ } ^\circ\text{K}$$

El incremento de temperatura toma el valor de atenuación (Md) a la bajada de enlace satelital.

$$\Delta T = [1-10 E-Md/10] 275 \Rightarrow [1-10 E-3.9/10] 275 = 162.9 \text{ } ^\circ\text{K}$$

$$T_{stma} \text{ con lluvia} = T_{stma} + \Delta T \Rightarrow 331.13 \text{ } ^\circ\text{K} + 162.9 \text{ } ^\circ\text{K} = \underline{494.10} \text{ } ^\circ\text{K}$$

por lo tanto la figura de mérito degradada resulta :

$$(G/T)_{c/lluvia} = Grx - 10 \log \frac{T_{stma}}{c/lluvia} \Rightarrow 47.7 \text{ dB} - 10 \log \frac{494.10 \text{ } ^\circ\text{K}}{c/lluvia}$$

$$(G/T)_{c/lluvia} = \underline{20.76} \text{ dB/}^\circ\text{K}$$

APENDICE B

POTENCIA REQUERIDA POR EL SATÉLITE

La potencia que se obtiene del satélite, esta relacionada con la potencia de la estación terrena aplicada, ya que debe tomarse como el principio del amplificador.

La fracción de potencia es un parámetro importante para lograr el enlace $10 \log FR < 1$ debe considerarse (de 0.001 hasta 0.005). Debido a que las velocidades pueden variar desde 9.6 Kbps hasta 2.048 Mbps.

De la siguiente ecuación :

$$(PIRE_{port})_{e.t.} = PIRE_{sat} - 10 \log FR$$

Como se estudio en las ecuaciones de enlace el PIRE de saturación es :

$$(PIRE_{sat}) = SS_{loc} + L_{disp} + ATP - BOI$$

De aqui surge una diferencia (Δ) que se obtiene de :

$$\Delta = (PIRE_{sat}) - (PIRE_{port})_{e.t.}$$

Una vez obtenida esta diferencia obtenemos el PIRE del satélite con :

$$(PIRE_{req})_{sat} = (PIRE_{sat})_{loc} - BOO - \Delta$$

Para interpretar lo anterior tomaremos un ejemplo con un enlace específico (México <-> Puebla) con 128 Kbps.

$$(PIRE_{sat})_{E/T} = (PIRE_{sat}) - 10 \log FR \dots\dots (1)$$

$$(PIRE_{sat}) = SS + L_{disp} + ATP - BOI \dots (2)$$

sustituyendo :

$$(PIRE_{sat \text{ M}\acute{e}x}) = -90.16 + 162.22 + 9 - 8 = \underline{73.06}$$

sustituyendo en (1)

$$(PIRE_{port \text{ M}\acute{e}x})_{E/T} = 73.06 - 10 \log (0.0039) = \underline{48.97}$$

La diferencia es entonces :

$$\Delta = (PIRE_{sat \text{ M}\acute{e}x}) - (PIRE_{port \text{ M}\acute{e}x})_{E/T}$$

$$\Delta = 73.06 - 48.97 = \underline{24.09}$$

Sustituyendo en la potencia requerida por el satélite en Puebla es :

$$(PIRE_{req \text{ sat Pue}}) = (PIRE_{sat \text{ Pue}}) - BOO - \Delta$$

sustituyendo

$$(PIRE_{req \text{ sat Pue}}) = 46.65 - 4.5 - 24.9 = \underline{17.25 \text{ dB}\mu}$$

APENDICE C

S C P C ANALOGICO Y DIGITAL (Voz pura)

Para este servicio cuando solo se maneja voz, es necesario calcular la densidad de flujo (SS)req por canal SCPC de entrada al satélite y el PIRE del satélite con SCPC.

Calculandose el número de canales activos presentes en forma simultánea en el transpondedor como :

$$NCA = (NCTR) (F.A.) \dots XVIII$$

donde :

NCA = Número de canales activos.

NCTR = Número de canales totales de la red. (o ranuras disponibles en el transpondedor).

F.A. = Factor de actividad.

Para sistemas de alta densidad de SCPC ocupando un transpondedor, y se este manejando Voz (no Datos), la ecuación $(C/N)_i$ se calcula mediante :

$$* \quad (C/N)_i = 4.7 + 10 \log (NCTR/NCA) + 2 (BOO) \dots XIX$$

denominandosele, relación portadora a ruido de intermodulación en el peor canal (que generalmente por los productos de intermodulación es el canal central el más afectado).

*.-Aplicable para sistemas que utilizan modulación FM.

$B_{\omega IF}$ se puede calcular por la Regla de Carson :

$$B_{\omega IF} = 2 (f_m + \Delta f) \dots XX$$

donde :

f_m = Frecuencia máxima de banda base.

Δf = desviación pico de frecuencia.

Una vez obtenidas la $(C/N)_d$ y $B_{\omega IF}$ se procede a sustituir la ecuación (VIII).

APENDICE D

RELACION SEÑAL A RUIDO PARA TELEFONIA MULTICANAL

Para este servicio deben considerarse algunos otros parámetros, los cuales se presentan en la siguiente ecuación :

$$(S/N) = (C/N)t + 20\log(A/tt/\{ch) + 10\log [Bif/Bch] + P + W \dots XXI$$

donde :

$(C/N)t$ = Relación portadora a ruido total del sistema.

A/tt = Desviación tono de prueba (rms).

$\{ch$ = Frecuencia de banda base más alta.

Bif = Ancho de banda de ruido de frecuencia intermedia.

Bch = Ancho de banda del canal telefónico (usualmente 3.1 KHz)

P = Factor de mejoramiento por preenfasis (4 dB).

W = Factor de mejoramiento por ponderación (2.5 dB).

POTENCIA DE RUIDO (Para telefonía multicanal)

Este parámetro se obtiene mediante la ecuación :

$$N = \text{antilog} (90 - (S/N))/10 [pWop] \dots XXII$$

La tabla siguiente muestra los valores comparativos de la potencia de ruido para diferente número de canales transmitidos.

APENDICE E

RELACION SEÑAL A RUIDO DE VIDEO

$$(S/N)_v = (C/N_o)_t (\text{dB-MHz}) + \frac{10 \log 12 (0.714) (\Delta f_v)^2}{b_s^3} \dots \text{XXIII}$$

donde :

$(C/N_o)_t$ = Relación portadora a densidad de ruido total (dB-MHz).

Δf_v = Desviación pico de la frecuencia de video (10.57 MHz).

b_s = Factor de mejoramiento [Combinación de ponderación y énfasis (1.574 norma del CCIR)].

Sustituyendo los valores anteriores en el segundo término de la ecuación :

$$10 \log \frac{12 [(0.714) (10.75)]^2}{(1.574)^3} = 22.58$$

Dicho valor es un estándar empleado en sistemas americanos y es el que se utilizará dentro del diseño de cálculos en el Sistema de Satélites Morelos, por lo tanto :

$$(S/N)_v = (C/N_o)_t (\text{dB-MHz}) + 22.58 \dots \text{XXIV}$$

$$(C/N_o)_t (\text{dB-MHz}) = (C/N)_t + 10 \log (B_w IF) \dots \text{XXV}$$

APENDICE F

RELACION SEÑAL A RUIDO DE AUDIO

Para determinar esta relación se involucra una ecuación muy importante, denominada relación portadora a ruido de la subportadora :

$$(C/N)_{sc} = (C/N)_t + 10 \log [BIF/2Bsc] + 10 \log [Afc/Fsc]^2 \dots XXVI$$

donde :

$(C/N)_t$ = Relación portadora a ruido total del enlace.

(BIF) = Ancho de banda de ruido de frecuencia intermedia (36 MHz), para transponder completo.

(Bsc) = Ancho de banda de ruido del filtro de la subportadora (600 KHz).

(Afc) = Desviación pico de la portadora debido a la subportadora (2 MHz)

(Fsc) = Frecuencia de la subportadora (6.8 MHz).

Una vez que se obtiene el valor de la relación portadora a ruido de la subportadora se calcula la relación señal a ruido de audio con la siguiente ecuación :

$$(S/N)_a = (C/N)_{sc} + 10 \log 3 [\Delta Fsc/f_m]^2 + 10 \log [Bsc/2Ba] + E \dots XXVII$$

donde :

f_m = Frecuencia de audio máxima (15 KHz).

Ba = Ancho de banda de ruido del audio (15 KHz).

Fsc = Desviación pico de la subportadora (75 KHz).

E = Ventaja del audio por pre/de énfasis (12)

BIBLIOGRAFIA

- 1.- Telecomunicaciones vía satélite
División de educación continua
Facultad de ingeniería U.N.A.M. (1983)
- 2.- Principios de comunicaciones
R.E. Ziemer; W.H. Tranter
Edit. Trillas
- 3.- Transmisión de datos
Cornelio Robledo Sosa
Edit. y publicaciones E.S.I.M.E.
- 4.- Transmisión de información, modulación y ruido
Mischa Schwartz
Edit. McGraw-Hill, 3a. Edición (1a. en Español)
- 5.- Satellite communications
Robert M. Gagliardi
Edit. Lifetime Learning Publications Belmont, California
- 6.- Sistemas de comunicación
B.P. Lathi
Edit. Iberoamericana 1986
- 7.- Digital communications
Satellite/Earth Station Engineering
Dr. Kamilo Feher
- 8.- Telecomunicaciones vía satélite
División de educación continua
Facultad de Ingeniería U.N.A.M. (1990)
- 9.- Digital communications by satellite
J.J. Spilker Jr.
Edit. Prentice-Hall
- 10.- Principles of coherent communications
A.J. Viterbi
Edit. McGraw-hill cap. 2

- 11.-Communications systems
Simon Haykin, John Wiley and Sons
- 12.-Satellite communications technology Vol I.
Kenichi Miya
Editado por K. Miya.
- 13.-Elements of digital satellite
communications (vol I y II) 1984
William W .Wu.
Edit. (Computer Science Press)
- 14.-Satellite communications systems
Engineering 1986
Wilbur L. Printchrd, Joseph A. Scrulli
Edit. Prentice-Hall
- 15.-Digital communications by satellite
V.K. Bhargana (Wiley) 1981
- 16.-Servicio fijo por satélite (vol. IV)
Documento de la UIT (1988)
- 17.-Utilización del espectro y comprobación
Técnica de las emisiones (Vol. I)
Documento de las emisiones
(Unión internacional de telecomunicaciones)