

T
621.384156
COR



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

FACULTAD DE INGENIERIA EN ELECTRICIDAD Y COMPUTACION

TESIS DE GRADO

**“Aplicación de Tecnología SCPC en el Banco de
Guayaquil para Comunicación de Datos entre
Guayaquil y Quito usando Frame-Relay”**

**Previa a la Obtención del Título de Ingeniero en
Electricidad especialización Electrónica**

PRESENTADA POR:

Hernán Xavier Córdova Junco

Guayaquil

1999

AGRADECIMIENTO.-

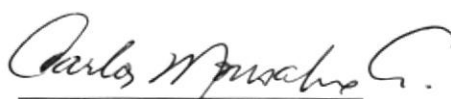
Agradezco a Dios por su sabiduría concedida y a mis padres por su amor incondicional.

DEDICATORIA.-

+ A mi bisabuela cuyo sueño era estar en mi graduación.

TRIBUNAL DE GRADO.


PRESIDENTE

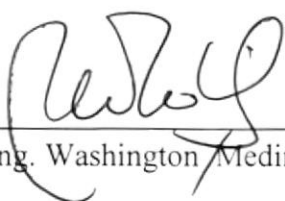

Ing. Carlos Monsalve

DIRECTOR DE TESIS


Ing. Pedro Vargas Gordillo

MIEMBROS PRINCIPALES


Ing. César Yépez


Ing. Washington Medina

DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestas en esta tesis, me corresponden exclusivamente, y el patrimonio intelectual de la misma, a la Escuela Superior Politécnica del Litoral"

(Reglamento de exámenes y títulos profesionales de la ESPOL)



Hernán Córdova Junco

RESUMEN.

La tesis se ha enfocado en dar un tipo de solución efectiva y práctica a instituciones financieras, específicamente al Banco de Guayaquil, que tiene una agencia en Guayaquil y otra en Quito.

La importancia de esto radica en la utilidad que representa para el Banco, que siempre tiene que estar actualizando sus datos y cajeros.

Esta solución presenta la ventaja de utilizar Frame-Relay, la cual tiene la característica de ser un sistema rápido y de necesitar un enlace confiable.

La tesis analiza el enlace satelital empezando por la capacidad del satélite a utilizar, el tipo de satélite, el tipo de antenas, su dimensión, los transceivers, la tecnología y marca de los módems y los equipos de ruteo. Asimismo brinda la configuración completa de todos los equipos a utilizar.

El problema se plantea cuando se analiza la importancia que tiene las telecomunicaciones en el mundo financiero-bancario. Asimismo se analiza la necesidad de enlaces de alta confiabilidad y de alta velocidad. Anteriormente al usar el protocolo X25, los sistemas eran confiables pero carecían de rapidez., sin embargo, con la tecnología frame-relay, se puede tener alta velocidad y por consecuencia alta confiabilidad ya que para es condición necesaria para usar frame-relay un enlace confiable.

Los cálculos a realizar son para un enlace SCPC en una entidad financiera, específicamente BANCO DE GUAYAQUIL para la transmisión de datos usando Frame-Relay.

INDICE GENERAL

	Pág
RESUMEN	VI
INDICE GENERAL	VII
1.- INTRODUCCION	12
1.1 Introducción a los Sistemas de Comunicaciones Satelitales	12
1.2 Reseña Histórica de los Radio - Enlaces Espaciales	14
1.3 Tipos de Satélites y Orbitas	18
1.3.1 Categorías de los Satélites	18
1.3.2 Orbitas Satelitales	20
1.3.3 Posición Satelital	21
1.3.4 Enlaces	21
1.3.5 Frecuencias Asignables a los Satélites	23
2.- COMPONENTES BASICOS DEL SISTEMA SATELITAL	24
2.1 Transpondedor	24
2.2 Sistemas de Antenas	25
2.3 Paquete de Potencia	25
2.4 Mantenimiento de la Estación	26
3.- TECNOLOGIAS	27
3.1 SCPC	27
3.1.1 Aplicaciones Digitales	27
3.2 Frame Relay	29

3.2.1	Introducción	29
3.2.2	Tecnología	30
3.2.3	Aplicación	36
3.2.4	La Contratación	38
3.2.5	Situación Actual y Tendencias	40
4.-	ANALISIS SATELITAL	42
4.1	Cálculo de la altura del satélite	43
4.2	Tiempo de propagación	44
4.3	Eclipse solar	45
4.4	Efecto Doppler	46
4.5	Desplazamiento Doppler	48
4.6	Efectos del desplazamiento Doppler sobre la transmisión de datos	50
4.7	Doppler Buffer	51
4.8	Determinación del Tamaño del Buffer Doppler	53
5.	ANTENAS	54
5.1	Tipos de antenas	55
5.2	La antena y el enlace satelital	58
6.-	APUNTAMIENTO DE UNA ESTACIÓN SATELITAL	63
6.1	Cálculo de azimuth y elevación	64
6.2	Recursos provistos por la estación	66
6.2.1	Geometría de las Antenas.-	66
6.2.2	Tipo de Transceptor.-	69
6.2.3	Tipo de Receptor.-	69
6.3	Herramientas e Instrumentos	71

6.3.1 Bias tee.-	71
6.3.2 Fuente de Alimentación.-	71
7. RECURSO ESPACIAL	72
7.1 El Beacon	72
7.2 Polarización	74
7.3 La Tria y sus componentes	75
7.4 Procedimiento de apunte	77
7.4.1 Con un transceptor ya instalado en la estación.	77
7.4.2 Sin un transceptor pero con un LNA ó LNB.	82
7.5 Procedimiento de apunte de precisión.	88
8.- TRANSCPTORES	92
8.1 Diagrama de Bloques de un Transceptor	92
8.2 Partes de un Transceptor	93
8.2.1 Up converter.-	93
8.2.2 Down converter.-	93
8.2.3 Oscilador local.-	93
8.3. HPA.	94
8.3.1 SSPA.-	95
8.3.2 Tubo de Ondas Progresivas (tw).-	95
8.3.3 Klystron (kpa).-	96
8.4 Diferencia entre los Diferentes Amplificadores	98
8.5 LNA	100
9.- TECNICAS DE MODULACION	102
9.1 Binary Phase Shift Keying (BPSK)	103
9.1.1 Modulador BPSK	103

9.1.2 Demodulador BPSK.-	106
9.2 Quaternary Phase Shift Keying (QPSK)	108
9.2.1 Modulador QPSK.-	108
9.2.2 Demodulador QPSK.-	113
9.3 Eight Phase Shift Keying (8-PSK)	115
9.3.1 Modulador 8-PSK.-	115
9.3.2 Demodulador 8-PSK.-	121
9.4 Forward Error Correction (FEC)	122
9.5 El E_b / N_0 en un Enlace	123
10.- ANALISIS DE LA RADIACION DE LOS CAMPOS ELECTROMAGNETICOS EN ESTACIONES SATELITALES SCPC	134
11.- DISEÑO DE UNA APLICACIÓN	139
11.1 Selección del Tipo de Modulación a Utilizar.	139
11.2 Cálculos de Ancho de Banda a Utilizar en el Satélite.	140
11.3 Selección del satélite a utilizar.	141
11.3.1 Revisión de los Footprints de los satélites.	141
11.3.2 Selección del Satélite a Utilizar Considerando las Pérdidas involucradas	142
11.4 Cálculos de los parámetros para la selección de la antena.	142
11.5 Selección del Transceiver a utilizar.	145
11.6 Selección del Módem a utilizar	150
11.7 Cálculo del E_b / N_0	154
11.8 Niveles del Enlace en Transmisión y Recepción	155

12.EQUIPOS A UTILIZAR	159
12.1 Configuración de los equipos a Utilizar	160
12.2 Tabla de Configuración Satelital	161
12.3 Costo del Proyecto	162
12.4 Diagrama de Conexión	162
13.- CONCLUSIONES	164
BIBLIOGRAFIA.-	166
APENDICE A.-	167

1.- INTRODUCCION

1.1 INTRODUCCION A LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES SATELITALES.-

Los sistemas de comunicaciones actuales caracterizan a los satélites como uno de sus principales componentes. Aún cuando las comunicaciones a larga distancia se desarrollaron antes de la era de los satélites, los sistemas estaban sometidos a condiciones extremas que implicaban grandes esfuerzos para poder mantenerlas. Todavía en la actualidad, debido a la localización remota o las características del terreno, existen comunidades aisladas a las cuales es difícil llegar mediante sistemas de comunicación punto a punto. El satélite no es más que una repetidora de radio que ofrece la única ventaja que falta en todos los otros sistemas: la capacidad de un camino directo en línea de visión al 98% de la superficie de la tierra.

Los cables transoceánicos, los cuales por años han sido uno de los principales enlaces para voz entre continentes, empezaron a saturarse para mediados de siglo. Adicionalmente, estos cables no tenían la habilidad para manejar las demandas crecientes para datos de alta velocidad y transmisión de señales de televisión en banda amplia sobre sus relativamente grandes longitudes. Estas condiciones, juntos con las necesidades crecientes de comunicaciones

intracontinentales, crearon el camino para el desarrollo de la estación repetidora espacial.

Los más grandes pasos en el desarrollo de las comunicaciones satelitales tomaron lugar entre 1965 y 1979, cuando COMSAT (Communications Satellite Corporation) lanzó 4 satélites en 6 años. El primero y el mejor conocido, llamado Early Bird, fue puesto en órbita en 1965. Esa estación fue la primera en manejar tráfico telefónico comercial a nivel mundial a partir de una posición fija en el espacio. La siguiente serie, Intelsat (International Satellites), fue un grupo de satélites que servían a 150 estaciones en 80 países, estableciendo desde un punto de vista práctico la infraestructura fundamental de este sistema mundial de comunicaciones.

Los Satélites de comunicaciones componen un recurso importante y vital en las redes de comunicaciones, ya sea por cuestiones de cobertura o seguridad del tráfico. Que quiere decir esto, imaginemos la situación de un pozo petrolero que está ubicado en Sucumbíos y necesita conectar un canal de datos de baja capacidad (128 Kb) con otro ubicado en Esmeraldas. La opción del Satélite es la más rápida de implementar, su confiabilidad y disponibilidad no solo se compara, sino que a veces hasta es superior a la de un enlace terrestre. Las fibras ópticas se han convertido en el competidor más grande de los enlaces satelitales, aunque hasta este momento, para proveer soluciones dedicadas entre puntos de difícil acceso el

satélite seguirá siendo una alternativa válida debido a que la fibra todavía no alcanza el nivel de capilaridad requerido por las demandas del mercado actual.

Si una empresa provee servicios tipo Broadcast, ya sea de datos como de audio o vídeo, los costos de la red de distribución se ven notoriamente optimizados si se envía la información mediante Satélites, y, si entre las empresas que provean este tipo de servicio se genera un acuerdo a los efectos de compartir el recurso principal (llámese utilizar un mismo HUB para todos los servicios en un mismo Satélite), estas empresas pueden prorratear el costo de las estaciones receptoras y ofrecer un servicio mas económico a sus usuarios finales, ya que cada destinatario estaría teóricamente preparado para recibir los tres servicios con una sola antena.

1.2 RESEÑA HISTORICA DE LOS RADIO-ENLACES ESPACIALES.-

En 1945, Arthur C. Clarke fue el primero en proponer satélites geoestacionarios para las comunicaciones por todo el mundo. Describió las repetidoras activas o transpondedores, capaces de recibir señales de tierra y retransmitirlas. J.R. Pierce describió más tarde los conceptos de satélites pasivos y activos para la transmisión de señales. El lanzamiento del SPUTNIK por la Unión Soviética el 4 de octubre de 1957 y el EXPLORER I por USA el 1 de enero de 1958, estimularon la actividad espacial. El 12 de agosto de 1960, el proyecto ECHO dio por resultado el lanzamiento de un globo metalizado hinchado en el

espacio de 30 m de diámetro, para colocarlo en un órbita terrestre con un apogeo (máxima altitud) de 1688 Kms y un período orbital de aproximadamente dos horas.

Este reflector pasivo podía retransmitir señales solamente entre antenas terrestres bastante separadas, mientras se encontraba en su campo visión. El 10 de julio de 1962 el TELSTAR, un satélite repetidor activo construido por los Bell Telephone Laboratories de la AT&T, fue lanzado por medio del vehículo Delta Thor de la NASA y puesto en órbita con un apogeo de 5640 Kms, perigeo (mínima altitud) de 949 Kms, período de 158 minutos e inclinación de $44,8^\circ$ con respecto al plano del ecuador. Pesaba 80 Kgs, su diámetro era menor de 1 metro y podía recibir a 6390 MHz y retransmitir a 4170 MHz señales cuyo ancho de banda fuese de 50MHz a un nivel de potencia del transmisor de 2 watts. Se utilizó en la primera transmisión internacional en vivo por televisión.

El período de una órbita geosíncrona o síncrona es un múltiplo (por lo general igual a uno) del período de rotación de la tierra. Si el plano de la órbita está inclinado con respecto al plano del ecuador, la trayectoria terrestre del satélite, o sea el punto del subsatélite, delinea una línea en forma de ocho cuyo desplazamiento máximo en latitud norte-sur es igual a la inclinación orbital en grados.

La órbita geoestacionaria ideal es un caso particular de la órbita geosíncrona con una inclinación de cero grados. Entonces el punto subsatélite permanece estacionario sobre el ecuador. El SYNCOM I, construido por la Hughes Aircraft Company para la NASA, fue lanzado el 14 de febrero de 1963, pero debido a la falla de un cohete no alcanzó la órbita que se pretendía. El SYNCOM II, lanzado el 26 de julio de 1963, logró una órbita sincrónica casi perfecta inclinada de 33° , con apogeo y perigeo de 35887 Kms y período de 23 horas 55,9 minutos. Recibió señales de enlace ascendente de la tierra a 7360 MHz y transmitió a 1815 MHz. El SYNCOM III, lanzado el 19 de agosto de 1964 en una órbita geoestacionaria, transmitió con éxito la ceremonia de inauguración de los juegos de la XVIII olimpiadas desde Tokio hasta California.

La COMSAT fue constituida el 1 de febrero de 1963 para establecer comunicaciones sobre una base comercial. La COMSAT fue signataria de USA y gerente principal de INTELSAT (International Telecommunications Satellite Organization), creada el 20 de agosto de 1964. Originalmente, esa organización representaba 11 países que deseaban compartir la posesión del segmento espacial, que consistía en los satélites e instalaciones de la TTC&M y que compartirían también la responsabilidad de los acuerdos sobre lanzamientos para un sistema mundial. Cada miembro de la INTELSAT cuenta con sus propias estaciones.

El satélite Early Bird (denominado más tarde INTELSAT I), lanzado el 28 de junio de 1965, demostró la viabilidad comercial de un sistema de satélites geoestacionarios. Antes de esta fecha se había contemplado un sistema de satélites de mediana altitud (y por tanto no estacionarios) para el que se requería que las estaciones terrestres contaran con antenas capaces de seguir satélites de horizonte a horizonte y trasladarse de un satélite a otro. Sin embargo, debido a que el sistema geoestacionario ha resultado mucho más rentable, se utilizan satélites de este tipo.

El sistema INTELSAT ha crecido a tal punto que ya sostiene una proporción importante del tráfico internacional de telecomunicaciones. En 1986 INTELSAT contaba con 109 países miembros. Su segmento espacial consiste en 13 satélites en órbita geoestacionaria sobre los océanos Atlántico, Índico y Pacífico. El segmento terrestre incluye 834 antenas operacionales en 662 sitios, lo que representaba 172 usuarios. El sistema proporciona 1318 rutas de comunicaciones entre estaciones terrestres portadoras de más de 35000 circuitos de habla y datos, así como tráfico de TV.

INTELSAT no es la única entidad internacional de comunicaciones por satélite, ya que en 1971 se creó INTERSPUTNIK con fines de comunicaciones entre varios países del antiguo bloque del este. La capacidad del segmento espacial se arrienda del satélite geoestacionario ruso GORIZONT.

La International Maritime Satellite Organization (INMARSAT) se creyó en 1979 para atender las comunicaciones móviles internacionales. También han aparecido muchos sistemas de satélites regionales y domésticos; hoy en día existen más de 350 satélites activos, en reserva o planificados para la órbita geoestacionaria, y el mercado acumulativo para los satélites de comunicaciones es superior a 3000 millones de dólares.

1.3 TIPOS DE SATELITES Y ORBITAS.

1.3.1 CATEGORÍAS DE LOS SATÉLITES.-

Pueden dividirse en 4 categorías:

a) Satélites Intercontinentales.-

Proveen circuitos de teléfonos y datos con portadora común a nivel mundial y repetidoras de TV punto a punto. Sus estaciones terrestres son grandes pero altamente confiables y están diseñadas para interconectar circuitos de administraciones telefónicas nacionales.

b) Satélites Domésticos de Portadora Común Tradicional.-

Sus principales funciones son:

- Fortalecer las redes telefónicas de portadora común.
- Proveer circuitos rentados de larga distancia a menor costo.

- Proveer repetición TV punto a punto.
- Proveer difusión de TV a estaciones locales y CATV.

Sus estaciones terrenas son grandes y de tamaño medio (para estaciones privados). Dentro de esta categoría se encuentran las estaciones terrenas receptoras de TV.

c) Satélites Domésticos de Acceso Múltiple.-

Proveen redes privadas para corporaciones y gobiernos y dan repetición de datos telefónicos y tráfico de imágenes.

Sus estaciones terrenas están constituidas por antenas de 5 o 7 metros, instaladas frecuentemente en edificios.

d) Satélites de Difusión de TV.-

Difunden directamente la televisión a los hogares. Sus estaciones terrenas de transmisión son grandes pero las receptoras son únicamente antenas receptoras pequeñas.

1.3.2 ORBITAS SATELITALES:

Una órbita es un camino circular en el espacio ocupado por un objeto moviéndose en una dirección paralela a la superficie del planeta y, que tiene una velocidad suficiente para crear una fuerza centrífuga igual al empuje gravitacional del planeta que orbita. Existen 3 patrones orbitales comunes: la órbita polar, la órbita elíptica inclinada y la órbita geosíncrona ecuatorial. Los siguientes factores se aplican igualmente a todas las órbitas:

- 1.- El plano de órbita debe pasar a través del centro del objeto a orbitarse.
- 2.- El tiempo que se requiere para completar una órbita depende de la masa del vehículo, la velocidad del vehículo y la altitud orbital final.

Colocar un satélite en una posición que aparenta ser estacionaria sobre una ubicación seleccionada de la superficie terrestre significa que el vehículo debe moverse en la misma dirección en la que la tierra rota. Este requisito final elimina la órbita polar. Una órbita elíptica inclinada podría estar en una dirección y a una altitud y velocidad que parecería estacionaria relativa a una cierta longitud, pero su órbita se desplaza en la posición latitudinal norte-sur.

La única órbita que cumple con todos los requisitos es la que está directamente sobre el ecuador, moviéndose en una dirección oeste a este a una

altitud de 19330 millas oceánicas sobre el nivel del mar y con una velocidad de 6874 mph para completar una órbita en 24 horas.

1.3.3 POSICION SATELITAL.

Por acuerdo internacional, los satélites ubicados en la órbita geoestacionaria debería estar separados por 4 grados geométricos. Este desplazamiento está basado en el sistema típico de antenas terrestres con un ángulo de ancho de haz de 1.7° y evita la interferencia entre satélites adyacentes. Esto limitó el número de satélites en la órbita geoestacionaria a 90° . Desde este acuerdo internacional, debido a un mayor cuidado en la selección de equipos y el rápido crecimiento del mercado, la separación fue reducida a 2° y pasará rápidamente a 1° entre satélites.

Asignando diferentes bandas de frecuencia a satélites adyacentes y mediante la polarización de las antenas se puede alcanzar una mayor reducción de la interferencia.

1.3.4 ENLACES.

- **Enlace Ascendente.-**

Todo el equipo de tierra conjuntamente con la trayectoria de transmisión y la antena receptora en el satélite están incluidos en el sistema de enlace ascendente. Básicamente, este sistema incluye todo elemento anterior a los terminales de entrada del receptor del satélite.

Para conservar espacio y peso a bordo del satélite, la antena receptora es mucho más pequeña que la antena transmisora del satélite. Aún cuando una antena receptora más pequeña disminuye la ganancia a la entrada del receptor y amplía el ángulo del ancho del haz del patrón de recepción, estas pequeñas deficiencias son superadas ya sea incrementando el tamaño de la antena transmisora de tierra o incrementando la potencia de salida del transmisor de tierra. La antena ascendente de la estación terrena debería tener un ángulo de ancho de haz angosto. El transmisor de tierra sólo necesita proveer de 1 a 3 Kw de potencia portadora no modulada para manejar una antena con un reflector parabólico de 10 m de diámetro.

- **Enlace Descendente.**

El enlace descendente se describe en términos de la potencia de salida del transmisor del satélite, la ganancia y el ancho del haz de la antena de enlace descendente y el área en tierra que servirá la señal transmitida.

La potencia de los satélites es solar y requieren aproximadamente de 250 W para todas las operaciones. La potencia de salida de un transmisor típico es de alrededor de 7 W por canal para un sistema de 24 canales. Por acuerdo internacional, cada canal tiene una potencia máxima absoluta de 32 dBW EIRP.

1.3.5 FRECUENCIAS ASIGNABLES A LOS SATELITES.-

Las frecuencias asignables en la década de los 90 son compartidas por satélites de comunicaciones y satélites terrestres. El término terrestre describe satélites utilizados para previsión del tiempo, estudios meteorológicos, sistemas de rastreo y repetición de datos para lanzamientos y satélites de órbitas bajas, sistemas de negocios y algunas funciones militares.

Las frecuencias satelitales están clasificadas como:

- Sólo Militares
- Multimisión para terrestres y telecomunicaciones
- Multibanda sólo para telecomunicaciones, incluye servicios marítimos.

La banda C de frecuencias está expresada como 6/4 GHz, la banda Ku como 14/12 GHz y la banda Ka como 30/20 GHz. En estas especificaciones de frecuencia dual, la primera frecuencia es para el enlace ascendente y la segunda para el descendente.

El reuso de las frecuencias en las bandas C y Ku se hace práctico mediante un cuidadoso diseño del sistema de antena reflector y mediante la utilización de polarización dual de las antenas descendentes.

2.- COMPONENTES BASICOS DEL SISTEMA SATELITAL

2.1 TRANSPONDEDOR.-

El transpondedor es un radio receptor de alta frecuencia, un reductor de frecuencia y un amplificador de potencia para transmitir la señal descendente. Recibe una señal modulada en una frecuencia portadora y retransmite la misma información en una frecuencia portadora más baja sin demodulación o procesamiento de la señal.

Las señales de radiofrecuencia de la antena receptora están separadas de las otras por el uso de filtros pasa banda y después son heterodinadas a la frecuencia del enlace descendente. Cada señal es nuevamente filtrada para pasar sólo la frecuencia diferencia amplificada, en algunos casos limitada y después alimentada a un tubo de onda viajera para ser enviada de regreso a tierra. En satélites con transpondedor único en la banda C, el oscilador local es operado en una frecuencia más alta que la señal de la antena de radiofrecuencia y un simple filtro pasabajo separa la frecuencia diferencia de la frecuencia suma, de la radiofrecuencia y de las frecuencias del oscilador.

En sistemas de canal de recepción simple, el sistema multitranspondedor consiste de 12 a 24 receptores individuales que comparte un oscilador local a 225 MHz.

En sistemas más sofisticados, se utiliza ya sea acceso múltiple por división de frecuencia o acceso múltiple por división de tiempo para hacer los sistemas a bordo más eficientes y flexibles.

2.2 SISTEMAS DE ANTENAS.-

Los sistemas de antenas, una vez en su lugar adecuado, generalmente operarán sin problemas durante la vida del satélite. Sin embargo, ellos representan un ensamblaje mecánico complicado el cual es reducido en un paquete denso para el lanzamiento y debe ser desplegado en un gran ensamblaje alineado precisamente durante la órbita.

2.3 PAQUETE DE POTENCIA.-

La potencia de un satélite proviene, ya sea de una batería o de un sistema de energía solar. Si un vehículo consume 250W de potencia total, entonces una batería de 24 V necesitará entregar 10.4 A continuamente durante la vida esperada del satélite. Un sistema de energía solar no es suficiente debido a que los satélites en la órbita geoestacionaria son eclipsados por la tierra por alrededor de 1.5 horas durante cada órbita. En consecuencia, se utiliza un sistema combinado. Un sistema de celdas solares provee la potencia para manejar el sistema electrónico y cargar las baterías durante el ciclo de luz solar y, la batería entrega la energía durante el eclipse.

La esperanza de vida típica de una celda solar está entre 10 y 15 años, y esto aproximadamente se ajusta a la vida prevista de una batería que es cargada y descargada al ritmo de los requerimientos del satélite. Estos dos factores definen la vida útil de un satélite.

2.4 MANTENIMIENTO DE LA ESTACION.-

Mantenimiento de la estación significa mantener el satélite en la órbita correcta con las antenas orientadas en la dirección deseada exacta. Además de las señales del canal de información, existe una medición constante de la altitud del satélite, velocidad y otras características importantes. Este conjunto de datos es reportado del satélite a la estación terrena. Pequeños cambios en el empuje gravitacional de la tierra, el encuentro con tormentas de meteoritos y variaciones microscópicas en la lectura de los datos puede producir una pequeña variación del satélite de su trayectoria deseada. El equipo que transmite las señales antes mencionadas representa la sección de control e información del vehículo.

Existen pequeños impulsores a bordo del satélite que modifican la velocidad del dispositivo y otras características de posición.

3.- TECNOLOGIAS.-

3.1 SCPC.-

Una estación satelital con servicio S.C.P.C. está compuesta por cuatro elementos principales: antena; transceptor; módem y multiplexor.

Single Channel per carrier es otro método de multiplexación de muchos canales en un transponder simple.

En este caso, sin embargo, los canales no son multiplexados dentro de una señal portadora FM sino que cada uno tiene su propia portadora y tiene asignado su frecuencia separada dentro del transponder. Los sistemas SCPC tienen variados parámetros operativos y modos. Los anchos de banda de frecuencia pueden variar estrictamente un grado de voz de 3.4 Khz a programas de canal de 15khz. La actual transmisión puede ser FM análoga o digital.

Generalmente la mayor parte de los sistemas son FM análogos.

3.1.1 - APLICACIONES DIGITALES

Los sistemas digitales pueden ser incorporados en el enlace satelital al igual que las portadoras SCPC.

Un módem toma una muestra digital de información y la modula en un portadora IF en la banda de los 70 Mhz. Esta señal puede ser convertida en los 6 Ghz de banda C en el 'uplink' satelital.

El método usual de comparación de performance entre sistemas digitales es la comparación de la tasa de error de bit, en ingles, bit error rate BER, la cual es la tasa a la que los errores en bits son producidos durante la transmisión. Por ejemplo, un BER de $10E-5$ significara que por cada $10E5$ bits transmitidos se producirá un error. Si la tasa de transmisión fuera $10E5$ / seg, entonces, un error se producirá cada segundo.

La información digital debe ser modulada en una portadora RF en una de las siguientes posibilidades:

- FSK: Frecuency Shift Keying
- PSK: Phase Shift Keying
- BPSK: Biphase PSK
- OOK: on-off keying

Cada uno de los cuales presenta sus ventajas y desventajas. El análisis del BER de un modo particular de transmisión debe proceder al modelo de ruido del

cual los bits de información entrantes tendrán una relación señal/ruido que dependa de los parámetros del enlace.

Debido a que el ruido eléctrico es a menudo el mayor de los efectos de un gran número de electrones moviéndose aleatoriamente, puede ser considerado que tenga una distribución gaussiana.

3.2 FRAME RELAY.

3.2.1 INTRODUCCIÓN.-

Frame Relay comenzó como un movimiento a partir del mismo grupo de normalización que dio lugar a X.25 y RDSI: El ITU (entonces CCITT). Sus especificaciones fueron definidas por ANSI, fundamentalmente como medida para superar la lentitud de X.25, eliminando la función de los conmutadores, en cada "salto" de la red. X.25 tiene el grave inconveniente de su importante "overhead" producido por los mecanismos de control de errores y de flujo.

Hasta hace relativamente poco tiempo, X.25 se ha venido utilizando como medio de comunicación para datos a través de redes telefónicas con infraestructuras analógicas, en las que la norma ha sido la baja calidad de los medios de transmisión, con una alta tasa de errores. Esto justificaba los abundantes controles de errores y sus redundantes mecanismos para el control de flujo, junto al pequeño

tamaño de los paquetes. En resumen, se trataba de facilitar las retransmisiones para obtener una comunicación segura.

Frame Relay, por el contrario, maximiza la eficacia, aprovechándose para ello de las modernas infraestructuras, de mucha mayor calidad y con muy bajos índices de error, y además permite mayores flujos de información.

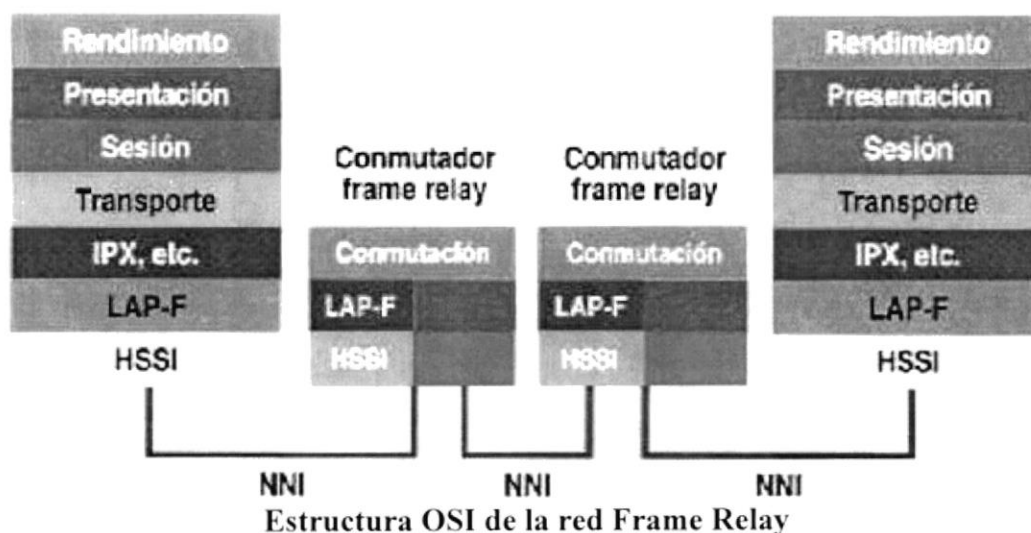
Frame Relay se define, oficialmente, como un servicio portador RDSI de banda estrecha en modo de paquetes, y ha sido especialmente adaptado para velocidades de hasta 2,048 Mbps., aunque nada le impide superarlas.

Frame Relay proporciona conexiones entre usuarios a través de una red pública, del mismo modo que lo haría una red privada con circuitos punto a punto. De hecho, su gran ventaja es la de reemplazar las líneas privadas por un sólo enlace a la red. El uso de conexiones implica que los nodos de la red son conmutadores, y las tramas deben de llegar ordenadas al destinatario, ya que todas siguen el mismo camino a través de la red.

3.2.2 TECNOLOGÍA:

Las redes Frame Relay se construyen partiendo de un equipamiento de usuario que se encarga de empaquetar todas las tramas de los protocolos existentes en una única trama Frame Relay. También incorporan los nodos que conmutan las

tramas Frame Relay en función del identificador de conexión, a través de la ruta establecida para la conexión en la red.



Este equipo se denomina FRAD o "Ensamblador/Desensamblador Frame Relay" (Frame Relay Assembler/Disassembler) y el nodo de red se denomina FRND o "Dispositivo de Red Frame Relay" (Frame Relay Network Device).

Las tramas y cabeceras de Frame Relay pueden tener diferentes longitudes,

Formatos frame relay

Cabecera obligatoria de 2 bytes

msb	DLCI	C/R	EA 0	DLCI	FE CN	BE CN	DE	EA 1
Bits:	6	1	1	4	1	1	1	1

Cabecera obligatoria de 4 bytes

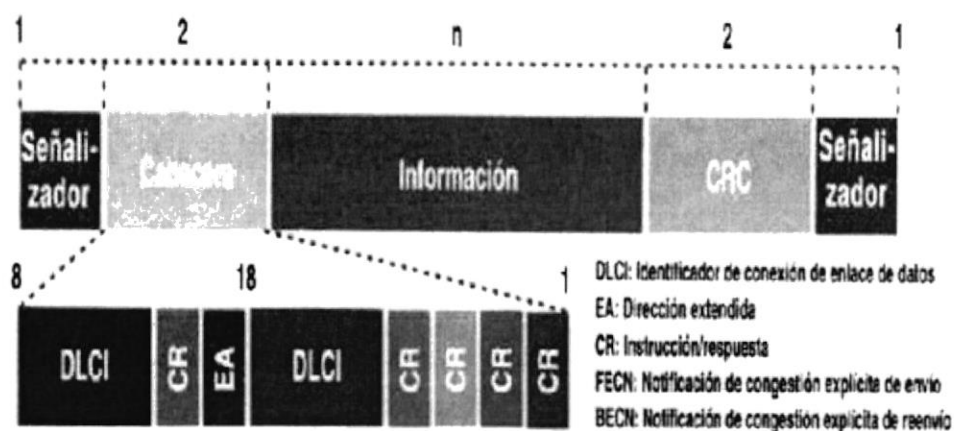
msb	DLCI	C/R	EA 0	DLCI	FE CN	BE CN	DE	EA 1
	DLCI		EA 0	DLCI			D/C	EA 1
				msb				1sb

**Campo de información
entre 1 y 8.000 bytes (por omisión 1.600 bytes)**

ya que hay una gran variedad de opciones disponibles en la implementación, conocidos como anexos a las definiciones del estándar básico. La información transmitida en una trama Frame Relay puede oscilar entre 1 y 8.250 bytes, aunque por defecto es de 1.600 bytes.

Lo más increíble de todo, es que, a pesar del gran número de formas y tamaños Frame Relay funciona perfectamente, y ha demostrado un muy alto grado de interoperabilidad entre diferentes fabricantes de equipos y redes. Ello es debido a que, sean las que sean las opciones empleadas por una determinada implementación de red o equipamiento, siempre existe la posibilidad de "convertir" los formatos de Frame Relay a uno común, intercambiando así las tramas en dicho formato.

En Frame Relay, por tanto, los dispositivos del usuario se interrelacionan



con la red de comunicaciones, haciendo que sean aquellos mismos los responsables del control de flujo y de errores. La red sólo se encarga de la transmisión y conmutación de los datos, así como de indicar cual es el estado de sus recursos.

En el caso de errores o de saturación de los nodos de la red, los equipos del usuario solicitarán el reenvío (al otro extremo) de las tramas incorrectas y si es preciso reducirán la velocidad de transmisión, para evitar la congestión.

Las redes Frame Relay son orientadas a conexión, como X.25, SNA e incluso ATM. El identificador de conexión es la concatenación de dos campos HDLC (High-level Data Link Control), en cuyas especificaciones originales de unidad de datos (protocolo de la capa 2), se basa Frame Relay. Entre los dos campos HDLC que forman el "identificador de conexión de enlace de datos" o DLCI (Data Link Connection Identifier) se insertan algunos bits de control (CR y EA).

A continuación se añaden otros campos que tienen funciones muy especiales en las redes Frame Relay. Ello se debe a que los nodos conmutadores Frame Relay carecen de una estructura de paquetes en la capa 3, que por lo general es empleada para implementar funciones como el control de flujo y de la congestión de la red, y que estas funciones son imprescindibles para el adecuado funcionamiento de cualquier red.

Los tres más esenciales son DE o "elegible para ser rechazada" (Discard Eligibility), FECN o "notificación de congestión explícita de envío" (Forward Explicit Congestion Notification), y BECN o "notificación de congestión explícita de reenvío" (Backward Explicit Congestion Notification). El bit DE es usado para identificar tramas que pueden ser rechazadas en la red en caso de congestión. FECN es usado con protocolos de sistema final que controlan el flujo de datos entre emisor y el receptor, como el mecanismo "windowing" de TCP/IP; en teoría, el receptor puede ajustar su tamaño de "ventana" en respuesta a las tramas que llegan con el bit FECN activado. BECN, como es lógico, puede ser usado con protocolos que controlan el flujo de los datos extremo a extremo en el propio emisor.

Según esto, la red es capaz de detectar errores, pero no de corregirlos (en algunos casos podría llegar tan solo a eliminar tramas).

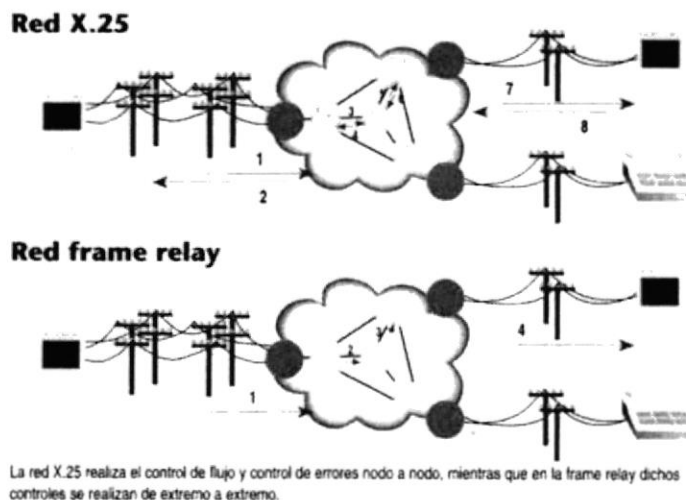
No se ha normalizado la implementación de las acciones de los nodos de la red ni del emisor/receptor, para generar y/o interpretar estos tres bits. Por ejemplo, TCP/IP no tiene ningún mecanismo que le permita ser alertado de que la red Frame Relay esta generando bits FECN ni de como actuar para responder a dicha situación. Las acciones y funcionamiento de las redes empleando estos bits son

temas de altísimo interés y actividad en el "Frame Relay Forum" (equivalente en su misión y composición al "ATM Forum").

Frame Relay también ha sido denominado "tecnología de paquetes rápidos" (fast packet technology) o "X.25 para los 90'", y esto es cierto en gran medida.

El protocolo X.25 opera en la capa 3 e inferiores del modelo OSI, y mediante la conmutación de paquetes, a través de una red de conmutadores, entre identificadores de conexión. En cada salto de la red X.25 se verifica la integridad de los paquetes y cada conmutador proporciona una función de control de flujo. La función de control de flujo impide que un conmutador X.25 no envíe paquetes a mayor velocidad de la que el receptor de los mismos sea capaz de procesarlos. Para ello, el conmutador X.25 receptor no envía inmediatamente la señal de reconocimiento de los datos remitidos, con lo que el emisor de los mismos no envía más que un determinado número de paquetes a la red en un momento dado.

Frame Relay realiza la misma función, pero partiendo de la capa 2 e inferiores. Para ello, descarta todas las funciones de la capa 3 que realizaría un conmutador de paquetes X.25, y las combina con las funciones de trama. La trama contiene así al identificador de conexión, y es transmitida a través de los nodos de la red en lugar de realizar una "conmutación de paquetes".



Lógicamente, todo el control de errores en el contenido de la trama, y el control de flujo, debe de ser realizado en los extremos de la comunicación (nodo origen y nodo destino). La conmutación de paquetes en X.25, un proceso de 10 pasos, se convierte en uno de 2 pasos, a través de la transmisión de tramas.

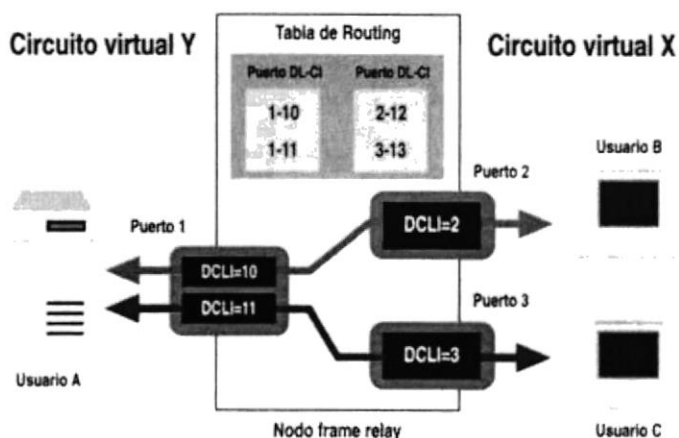
3.2.3 APLICACIÓN.-

Un caso práctico:

Si el usuario "A" desea una comunicación con el usuario "B", primero establecerá un Circuito Virtual (VC o Virtual Circuit), que los una. La información a ser enviada se segmenta en tramas a las que se añade el DLCI. Una vez que las tramas son entregadas a la red, son conmutadas según unas tablas de enrutamiento que se encargan de asociar cada DLCI de entrada a un puerto de salida y un nuevo DLCI.

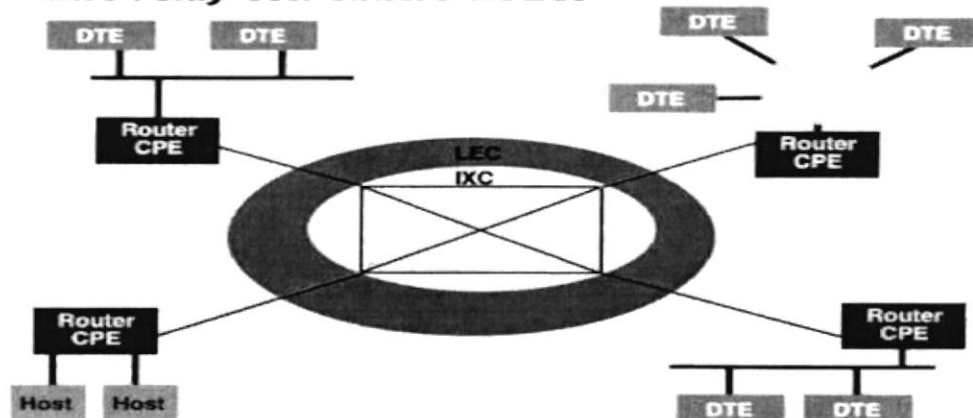
En destino, las tramas son reensambladas.

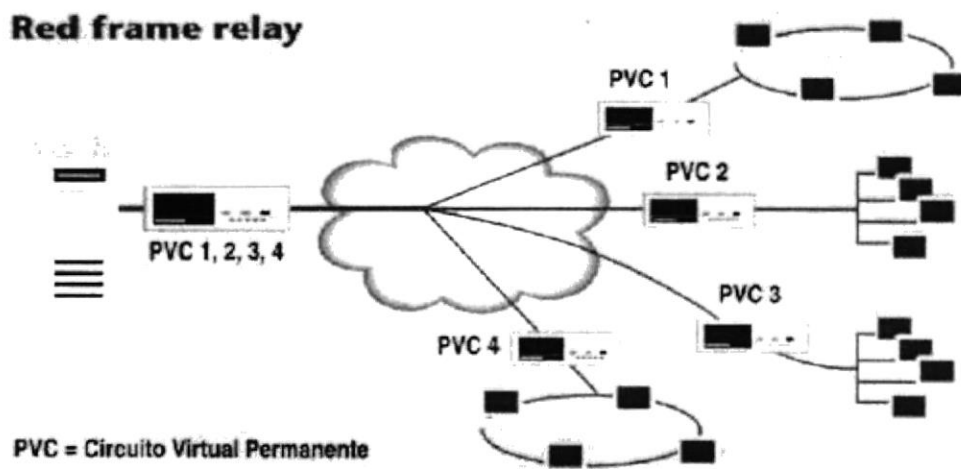
Red frame relay



En la actualidad, las redes públicas sólo ofrecen Circuitos Virtuales Permanentes (PVC o Permanent Virtual Circuit). En el futuro podremos disponer de Circuitos Virtuales Conmutados (SVC o Switched Virtual Circuit), según los cuales el usuario establecerá la conexión mediante protocolos de nivel 3, y el DLCI será asignado dinámicamente.

Frame relay con cuatro nodos





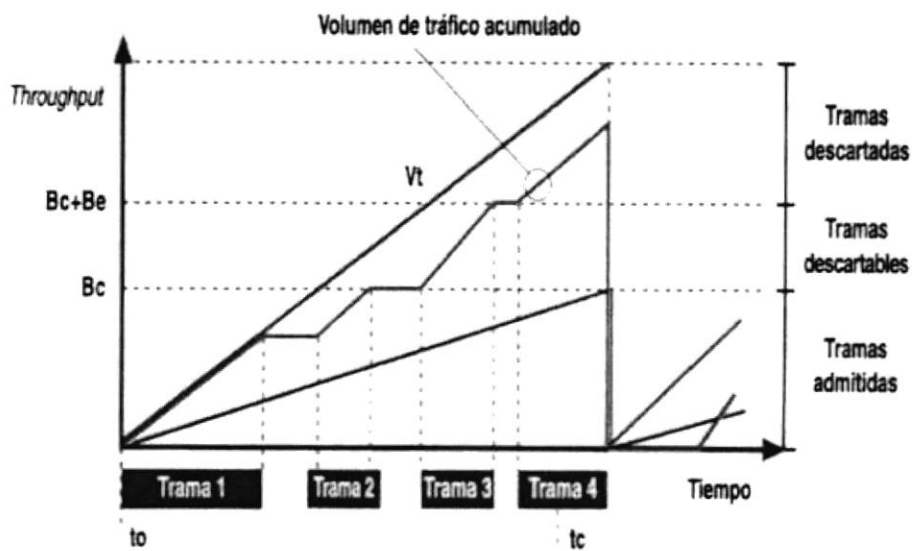
3.2.4 LA CONTRATACIÓN.-

A la hora de contratar un enlace Frame Relay, hay que tener en cuenta varios parámetros. Por supuesto, el primero de ellos es la velocidad máxima del acceso (V_t), que dependerá de la calidad o tipo de línea empleada. Pero hay un parámetro más importante: se trata del CIR (velocidad media de transmisión o Committed Information Rate). Es la velocidad que la red se compromete a servir como mínimo. Se contrata un CIR para cada PVC o bien se negocia dinámicamente en el caso de SVC's. El es el volumen de tráfico alcanzable transmitiendo a la velocidad media (CIR).

Por último la ráfaga máxima o Excess Burst Size (B_e) es el volumen de tráfico adicional sobre el volumen alcanzable.

Para el control de todos estos parámetros se fija un intervalo de referencia (t_c). Así, cuando el usuario transmite tramas, dentro del intervalo t_c , a la velocidad máxima (V_t), el volumen de tráfico se acumula y las red lo acepta siempre que este por debajo de B_c . Pero si se continúa transmitiendo hasta superar B_c , las tramas empezarán a ser marcadas mediante el bit DE (serán consideradas como desechables).

Comportamiento de la red frame relay según nivel de carga



Por ello, si se continúa transmitiendo superando el nivel marcado por $B_c + B_e$, la red no admitirá ninguna trama más.

Por supuesto la tarificación dentro de cada volumen (Bc/Be) no es igual, puesto que en el caso de Be, existe la posibilidad de que las tramas sean descartadas.

3.2.5 SITUACIÓN ACTUAL Y TENDENCIAS.-

La clave para que Frame Relay sea aceptado con facilidad, al igual que ocurrió con X.25, y también ocurre ahora con RDSI, es su gran facilidad, como tecnología, para ser incorporado a equipos ya existentes: encaminadores (routers), ordenadores, conmutadores, multiplexores, etc., y que estos pueden, con Frame Relay, realizar sus funciones de un modo más eficiente.

Por ello, Frame Relay es una solución ampliamente aceptada, especialmente para evitar la necesidad de construir mallas de redes entre encaminadores (routers), y en su lugar multiplexando muchas conexiones a lugares remotos a través de un solo enlace de acceso a la red Frame Relay.

Su ventaja, como servicio público es evidente. Sin embargo, el hecho de ser un servicio público también llegar a ser un inconveniente, desde el punto de vista de la percepción que el usuario puede tener de otros servicios como X.25, y que han llevado, en los últimos años, a las grandes compañías, a crear sus propias redes, con sus propios dispositivos (fundamentalmente multiplexores, conmutadores y encaminadores) y circuitos alquilados.

El inconveniente de esas grandes redes, además de su alto costo por el número de equipos necesarios, es el número de circuitos que pueden llegar a suponer y el intrincado laberinto que ello conlleva; por otro lado, se pueden llegar a generar cuellos de botella en determinados puntos, y grandes congestiones en toda la red.

Por el contrario, Frame Relay permite una mayor velocidad y prestaciones, además de permitir que un mismo circuito sirva a varias conexiones, reduciendo, obviamente, el número de puertos y circuitos precisos, y por tanto el costo total.

El futuro de Frame Relay aparece como brillante, especialmente si lo comparamos con otras tecnologías no estandarizadas. En Frame Relay todo resulta ventajoso: puede ser implementado en software (por ejemplo en un encaminador), y por tanto puede ser mucho más barato; Frame Relay está orientado a conexiones, como la mayoría de las WAN's; Frame Relay puede "empaquetar" tramas de datos de cualquier protocolo de longitud variable; la "carga del protocolo" (overhead) de Frame Relay es menor de un 5%. Como desventaja tendríamos que mencionar que Frame Relay sólo ha sido definido para velocidades de hasta 1,544/2,048 Mbps. (T1/E1), aunque esto sin duda es algo temporal. Además, Frame Relay no soporta aplicaciones sensibles al tiempo, al menos de forma estándar.

Pero Frame Relay sigue siendo una tecnología antigua, ya que no inventa nuevos protocolos ni mejora los dispositivos de la red, sino que se limita a eliminar parte de la carga de protocolo y funciones de X.25, logrando mejorar su velocidad. El resultado es una red más rápida, pero no una red integrada.

Además, dado que Frame Relay está orientado a conexión, todas las tramas siguen la misma ruta a través de la red, basadas en un identificador de conexión.

Pero las redes orientadas a conexión son susceptibles de perderla si el enlace entre el nodo conmutador de dos redes falla. Aún cuando la red intente recuperar la conexión, deberá de ser a través de una ruta diferente, lo que origina un cambio en la demora extremo a extremo y puede no ser lo suficientemente rápido como para ser transparente a las aplicaciones.

4.- ANALISIS SATELITAL

Un satélite es básicamente un repetidor que se encuentra en órbita sobre la tierra. El concepto de un sistema mundial de comunicaciones por Satélite fue presentado por primera vez en un artículo de la revista WIRELESS WORLD de Mayo de 1945 escrito por Arthur C. Clarke. Un párrafo de dicho artículo decía:

“Todos los problemas de comunicaciones se podrían resolver mediante una cadena de estaciones espaciales con un período orbital de 24 Horas, lo que

exigiría que estuviesen a 42.000 Km del centro de la tierra. Existen varias disposiciones posibles de una cadena de este tipo. Las estaciones estarían ubicadas en el plano ecuatorial de la Tierra y, por ende, vistas por observadores de la tierra, permanecerían siempre fijas en los mismos puntos del cielo. A diferencia de los otros cuerpos celestes nunca tendrían aurora ni ocaso, lo cual facilitaría enormemente el uso de receptores direccionales instalados en la tierra“

En la actualidad los Satélites en órbita cubren una vasta parte del mundo facilitando y proveyendo distintos servicios de comunicación.

La mayoría de los Satélites utilizados para Telecomunicaciones se encuentran en órbitas geoestacionarias (sincrónicas). Esto indica que se encuentran ubicados en el plano ecuatorial y con igual velocidad angular que la del planeta Tierra.

4.1 CALCULO DE LA ALTURA DEL SATELITE

La altitud en la cual ocurre esta órbita se determina partiendo de considerar el tiempo de revolución del Satélite coincidente con el tiempo de un día sidéreo ($t_m = 23 \text{ Hs } 56' 4''$). Aplicando las ecuaciones físicas de atracción entre dos cuerpos en la condición de equilibrio podemos decir:

$$h = \left[m_t \times t_m^2 / 2\pi^2 \right]^{1/3} - R$$

donde:

h = altura del Satélite respecto de la corteza terrestre

R = radio de la Tierra (6375 Km)

m_t = masa gravitacional de la tierra ($398600 \text{ Km}^3 / \text{seg}^2$)

t_m = tiempo de un día sidéreo

el valor calculado será:

$$h = [398600 * 86164^2 / 2 \pi^2]^{1/3} - 6375 = 35789 \text{ Km}$$

$$\mathbf{h = 35789 \text{ Km.}}$$

A esta altura se produce una órbita geostacionaria, también llamada “Cinturón de Clarke”, el Satélite aparece como un punto fijo en el cielo para un observador ubicado en cualquier lugar de la Tierra.

4.2 TIEMPO DE PROPAGACION

El tiempo de propagación de una señal que utiliza a un satélite como repetidor en un solo salto está dado por:

$$T_p = 2 \times \frac{R}{c} = 2 \times \frac{R_0}{c} \times \sqrt{1 + 0,42 \times (1 - \cos \phi)}$$

Donde c es la velocidad de la luz ($3 \times 10^8 \text{ m/s}$); R es la distancia del satélite a la estación terrena; $\cos \phi$ es la relación entre el coseno de la Latitud y el coseno

de la Longitud donde está ubicada la estación terrena; y R_0 es la altitud del satélite respecto al Ecuador. La distancia al satélite desde la estación terrena se calcula utilizando la siguiente expresión:

$$R = R_0 \sqrt{1 + 0,42 \times (1 - \cos \phi)}$$

4.3 ECLIPSE SOLAR

La calidad de las comunicaciones satelitales sufren degradaciones dos veces al año cuando el sol se encuentra sobre la órbita plana.

Debido a que los satélites geoestacionarios se encuentran sobre el plano del Ecuador en una órbita plana, cuando la declinación del sol es cero, el mismo se encuentra sobre esa órbita, en los equinoccios de otoño y primavera. De esta forma, la estación terrena, el satélite y el sol se encuentran dentro de una misma línea, de forma tal que la antena de la estación terrena, que mira al satélite, también ve directamente al sol, esto se produce, para el hemisferio sur, durante la primera semana de Abril y de Septiembre.

Cuando este eclipse sucede, una potencia de ruido adicional producida por el sol, incrementa el nivel de ruido del sistema de la estación terrena, causando que el demodulador opere por debajo de las condiciones nominales de funcionamiento, y a veces por debajo de los límites umbrales, degradando la calidad de

comunicación por debajo de límites aceptables, este evento, afecta el servicio, durante varios minutos, una vez por día por unos pocos días (4 a 11 días).

La potencia de ruido adicional está determinada por la temperatura del disco solar, las coordenadas de la estación terrena y el satélite, el movimiento de la tierra respecto al sol, y el diagrama de ganancia de la antena de la estación terrena. Debido a que los satélites están ubicados en un punto sobre el Ecuador, una antena de una estación terrena que apunta a un satélite geoestacionario, también "mirará" al Sol por algunos minutos por día durante estas épocas del año.

El cálculo de los días y horas exactos de este evento se realiza con los datos apropiados de:

- Coordenadas de la estación terrena.
- Posición del satélite
- Diámetro de antena.

4.4 EFECTO DOPPLER

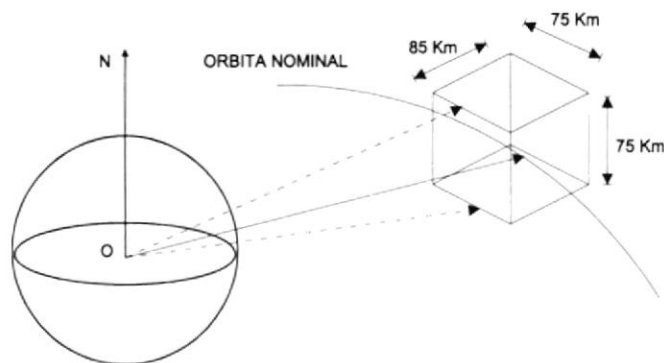
Este efecto se manifiesta con la modificación de la frecuencia de recepción respecto de la frecuencia transmitida, como resultado de la velocidad de desplazamiento que presenta el satélite dentro del grado de libertad que éste tiene en su órbita geoestacionaria. Si una estación transmite una frecuencia f , la

frecuencia recibida en el receptor es $f \pm \Delta f$. El desplazamiento de frecuencia Δf está dado por:

$$\Delta f = f \times \frac{V_r}{c} \text{ Hz}$$

Donde V_r es el valor absoluto de la velocidad relativa respecto al transmisor y c es la velocidad de la luz ($3 \times 10^8 \text{ m/s}$).

Las comunicaciones con los satélites geostacionarios experimentan en pequeña escala el efecto *Doppler* como resultado del movimiento del satélite dentro de su “ventana” de posición en el espacio (cubo imaginario de 75 x 75 x 85 Km).



Con la serie de satélites no regenerativos, el efecto *Doppler* actúa dos veces, una sobre el Uplink, con valor Δf_u y una segunda vez en el Downlink con valor Δf_d , de esta forma el desplazamiento máximo de frecuencia Δf_{Tmax} en la estación receptora está dado por:

$$\Delta f_{Tmax} = (f_u + f_d) \frac{V_r}{c} \quad \text{Hz}$$

$\Delta f_{max} = 100 \text{ Hz (Banda C)}$.

El valor típico para la velocidad relativa máxima V_{rmax} es de 10 Km/Hr, por ejemplo 3 m/s, esto genera un desplazamiento de frecuencia máximo V_{Tmax} respecto a la frecuencia igual a 100 Hz en Banda C y 260 Hz en Banda Ku. Este punto debe ser tenido en cuenta en el diseño de los demoduladores, especialmente a baja velocidad, implementando dispositivos que compensen este efecto, por ejemplo un método de adquisición de portadora.

4.5 DESPLAZAMIENTO DOPPLER

Un satélite geoestacionario con una órbita de 24 Hs debería ser posicionado directamente sobre el Ecuador. La inclinación exacta del satélite (relativa al ecuador) es influenciada por la gravedad de la tierra, la luna y el sol, así como

también por el viento solar. Se requerirán motores para mantener al satélite en su posición orbital.

Visto desde la tierra, la órbita del satélite describe un elipse alrededor de la tierra. Además, el satélite describe sobre su eje una figura con forma de “8”, modificando su ángulo de inclinación.

La órbita del satélite puede resultar en una variación de altitud pico a pico de 0,2 % (85 Km). La órbita de un satélite lanzado recientemente será típicamente de $\pm 0,1$ grados (150 Km). El efecto total será de 172 Km relativo al radio nominal de 42,164 Km

La variación del retardo en la propagación será típicamente de 1,15 ms (subida y bajada del satélite), dependiendo de la ubicación de la estación terrena a el satélite. Aunque este parámetro depende del satélite, un retardo de 2 ms es usado típicamente para la mayoría de los casos. De todas maneras se puede preguntar a la compañía dueña del satélite cual es el valor para el suyo.

Los satélites viejos se hallaran en una órbita inclinada mayor con la estación, manteniendo una variación en latitud de $\pm 0,4$ grados. El efecto total de la órbita inclinada puede resultar en una variación típica de retardo de 35 ms.

4.6 EFECTOS DEL DESPLAZAMIENTO DOPPLER SOBRE LA TRANSMISION DE DATOS

El desplazamiento doppler tiene 2 efectos sobre la transmisión de datos:

- 1- El cambio del valor de los datos y la traslación de frecuencia resultan en la frecuencia recibida que pueden ser ligeramente diferentes de la originalmente esperada por el módem.
- 2- La frecuencia del tiempo del bit dentro de un “*stream*” de datos modulados es también afectado.

La mayoría de las aplicaciones no tienen problema con esto. Estas aplicaciones generalmente tienen relojes de transmisión y recepción independientes para cada lugar y pueden tolerar ligeras diferencias en el valor de los datos.

Como ejemplo a los equipos *DTE*'s, tales como multiplexores de voz y datos, que envían un overhead sobre el satélite. Algunas aplicaciones sin embargo requieren que el reloj y los datos recibidos del satélite se sincronicen exactamente con otro reloj, por ello estas aplicaciones requieren el uso de un doppler buffer.

4.7 DOPPLER BUFFER

El “doppler buffer” es un módulo opcional que se instala sobre la interface de datos del módem, este módulo provee un buffer elástico para el canal de datos de recepción. El doppler buffer compensa el efecto del movimiento del satélite o la diferencia entre los relojes de transmisión y recepción.

La fuente de reloj para la salida del buffer puede ser configurada de las siguientes fuentes:

- Reloj de referencia externa
- Reloj transmitido por el módem (interno)
- Recibido del canal (de la interface)

Si dos estaciones son configuradas como unidad master/slave, entonces el buffer necesita solo ser configurado para compensar el efecto Doppler, ya que de esta forma se utiliza el mismo reloj en la transmisión y recepción.

Las alarmas de Buffer “*Underflow*” y “*Overflow*” son faltas momentáneas, si éstas se repiten constantemente es probable que existan problemas de reloj. Buffer “*Overflow*” indica un rebalse del buffer con la consiguiente pérdida de datos. Buffer “*Underflow*” indica que el buffer se vació, lo que produce errores porque se interrumpe el flujo de información por lo menos por un instante.

Al girar el satélite sobre su propio eje en forma de “ocho”, este movimiento trae como consecuencia alguna de las razones por la cual se genera el “*Overflow*” y el “*Underflow*”.

La alarma “*Underflow*” se produce cuando el satélite se aleja de la tierra, y por efecto doppler se produce una pequeña disminución en la tasa de transmisión. Esto provoca que la tasa de entrada sea levemente inferior a la de salida del buffer y por lo tanto, si se mantiene esta condición por un tiempo suficiente, el buffer se vacía y se registra la alarma de “*Underflow*”. La consecuencia de esto es una interrupción del flujo de información, aunque solo por un instante, ya que el buffer debe ser llenado nuevamente hasta la mitad para que quede centrado.

La alarma de “*Overflow*” se produce cuando el satélite acerca a la tierra. Debido también al efecto Doppler, la tasa de transmisión aumenta levemente y al superar la tasa de salida del buffer por un cierto periodo, el buffer se llena y se genera la alarma “*Buffer Overflow*”. Cuando esto sucede, el buffer es vaciado y centrado nuevamente lo que produce una pérdida de los datos que se encontraban en el buffer.

El acercamiento y alejamiento del satélite se repite cíclicamente, al ser su movimiento en forma de ocho. Por lo tanto se debe configurar el parámetro “*Buffer*

Size” en un valor suficientemente alto para que el buffer no se alcance a llenar o vaciar en los intervalos de acercamiento o alejamiento del satélite. Deben evitarse valores demasiado altos pues mientras mayor sea el tamaño del buffer, mayor será el retardo introducido en la transmisión.

4.8 DETERMINACION DEL TAMAÑO DEL BUFFER DOPPLER

El tamaño del buffer de recepción dependerá de los siguientes parámetros:

- El desplazamiento doppler causado por el satélite
- La estabilidad de cada reloj
- La longitud de la trama/multitrama del formato de datos multiplexados
- El tiempo permisible entre deslizamientos de reloj
- La tasa de transmisión del enlace.

Se recomienda calcular el tamaño del buffer en bits de la siguiente forma:

$$BufferSize_{Doppler} = 10 \times 2 \times 10^{-3} \times T$$

$$\mathbf{Buffer\ Size = 2560}$$

Donde T es la tasa de transmisión en bps. A los efectos prácticos se consideró que la variación en el retardo del satélite era de 10 ms., pero como se dijo anteriormente, este valor depende de cada satélite en particular. En el caso de que se quiera usar otro valor se reemplaza el 10 por el doble del valor de la variación del retardo correspondiente al satélite en milisegundos.

Esta fórmula considera solamente el efecto Doppler del satélite. Si se tiene una transmisión plesiocronica (distintos relojes en el receptor y transmisor) siempre existirá una pequeña diferencia entre ambas frecuencias, lo que provocara rebalses o vaciados periódicos, dependiendo si la diferencia es positiva o negativa.

Estableciendo el intervalo en que se desea que no se produzcan incidentes se calcula el tamaño necesario para el buffer. Este debe sumarse al valor calculado para compensar el Efecto Doppler.

La formula es la siguiente:

$$BufferSize_{plesiocrono} = 2 \times \tau \times (\varepsilon_1 + \varepsilon_2) \times T$$

Donde τ es el mínimo tiempo en segundos que se desea mantener sin vaciado ni rebalse del buffer, ε_1 y ε_2 son las estabilidades de los relojes del transmisor y del receptor, y T es la tasa de transmisión.

5. ANTENAS

Existen cuatro tipos principales de antenas utilizadas en los servicios de comunicaciones por satélite.

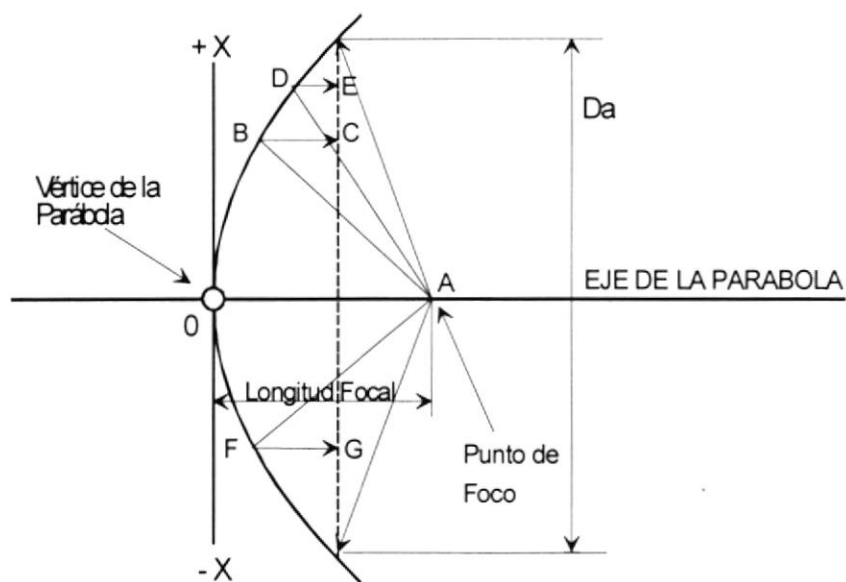
5.1 TIPOS DE ANTENAS

a. Foco Primario.-

Es el tipo de antena más común. Esta antena se destaca por la ubicación del alimentador, el mismo está posicionado en el centro del foco de la parábola, por cuestiones de índole teórico práctica, éste tipo de antena se utiliza con mas frecuencia en aquellas estaciones de recepción solamente (TVRO; audio; etc.).

Las desventajas más conocidas son: la radiación del FEED fuera del plato muchas veces es interceptada por el terreno, aportando así un gran porcentaje de ruido a la señal recibida.

Por otro lado, la distancia que deben recorrer los cables de transmisión y recepción son frecuentemente muy largas (dependiendo del diámetro de la misma) aportando así un valor de atenuación bastante importante a la señal transmitida.



b. Cassegrain.-

Esta configuración es la más popular en las estaciones que cumplen funciones de transmisión y recepción, especialmente en aquellas de mediano y gran porte (más de 4,6 metros). La configuración está basada en un doble reflector, uno principal parabólico y otro secundario hiperbólico provisto por un subreflector convexo. El foco hiperbólico se hace coincidente con el foco parabólico permitiendo de ésta forma que el FEED esté montado sobre el reflector principal. Las principales ventajas para este tipo de antena son: las puertas del FEED están localizadas sobre el vértice de la parábola permitiendo de ésta forma conectar y acceder más fácilmente a los HPA y LNA. La configuración de los lóbulos es más angosta después de pasar por el subreflector permitiendo que la radiación sea mas estrecha, desfavoreciendo el aporte del ruido terrestre.

c. Gregoriana.-

La diferencia más notable entre ésta antena y la Cassegrain reside en que el subreflector es cóncavo en lugar de convexo, esto permite que el alimentador y borde del subreflector sean objeto de menor radiación por lo que se originan menos interferencias.

d. Offset.-

Esta geometría permite obtener, gracias al reducido número de soportes de FEED, antenas con menor generación de lóbulos secundarios, éste diseño es básicamente $\frac{1}{4}$ de antena de foco primario y se las utiliza muy popularmente en las estaciones remotas de servicios domésticos de comunicaciones por satélite (VSAT; SCPC o DAMA). El tamaño de la antena OFFSET puede ser, a igual ganancia, menor que una antena de foco primario. Un detalle importante se deberá tener en cuenta al apuntar éste tipo de antena, ya que el ángulo de elevación física del reflector está condicionado por el valor de OFFSET que suministra el fabricante. De ésta forma, al igual ángulo de elevación, la antena OFFSET aparenta estar menos elevada que una de foco primario.



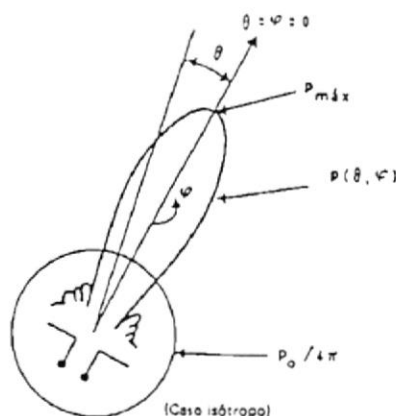
5.2 LA ANTENA Y EL ENLACE SATELITAL

En un enlace satelital, la señal emitida por la estación transmisora debe llegar a la estación receptora con un nivel suficiente como para garantizar la calidad requerida a pesar de todas las fuentes de ruido que puedan degradar esta calidad. Para calcular la calidad en la banda base de un enlace espacial, es necesario conocer la calidad del enlace en radiofrecuencia, C/N , es decir, el valor de la relación entre la portadora modulada (C) recibida y la potencia del ruido (N) resultante del efecto acumulado de todas las fuentes de ruido en todo el enlace.

Una antena transmisora isotrópica irradia una onda esférica con una potencia uniforme $P_0/4\pi$ en cualquier dirección (θ, φ) del espacio que la rodea (P_0 es la potencia disponible a la entrada del FEED de la antena).

Una antena direccional irradia una potencia $p(\theta, \varphi)$ en la dirección (θ, φ) ,

La definición de ganancia de una antena se expresa con la siguiente ecuación:



$$g(\theta, \varphi) = \frac{p(\theta, \varphi)}{P_0/4\pi}$$

P_0 es también la potencia irradiada total y por lo tanto puede expresarse:

$$P_0 = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi p(\theta, \varphi) \times \sin \theta d\theta \times d\varphi$$

el valor máximo en función de la ganancia viene dado por:

$$g_{max} = \frac{P_{max}}{P_0/4\pi}$$

la ganancia máxima g_{max} , se denomina habitualmente ganancia de la antena y se expresa generalmente en decibeles:

$$G = 10 \log g$$

Los parámetros antes expuestos son válidos tanto para antenas transmisoras como para antenas receptoras.

Si una onda radioelétrica, que llega de una fuente distante incide sobre una antena, la misma capta la potencia contenida en su área de abertura efectiva (A_e). Si la antena fuese perfecta y sin pérdidas, tal área de abertura efectiva sería igual a la real proyectada. En la práctica teniendo en cuenta las pérdidas:

$$A_e = \eta \times A$$

Donde:

η = eficiencia de la antena ($\eta < 1$)

$\eta = 0,6$ y $0,8$ dependiendo de las pérdidas

La relación más importante entre g_{max} y A_e (m^2) es:

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

donde λ es la longitud de onda, que sale de:

$$\lambda = c / f$$

Donde c es la velocidad de las ondas radioeléctricas (3×10^8 m/s) y f la frecuencia expresada en Hz.

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

para una abertura circular:

$$g_{max} = \eta \times \left[\frac{\pi \times D}{\lambda} \right]^2$$

en dB:

$$G = 10 \times \log g_{max} - 9,94 + 10 \log \eta + 20 \log (D/\lambda)$$

La ganancia máxima de la antena se generaliza:

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

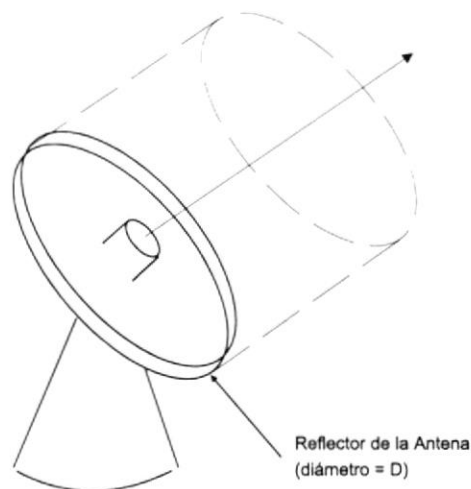
$A_e(\theta, \varphi)$ es la zona de abertura efectiva en la dirección (θ, φ)

Para una antena isotrópica ($g_{max} = g(\theta, \varphi) = 1$), la abertura efectiva A_{iso} es:

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

por lo tanto las ecuaciones anteriores se pueden expresar también como:

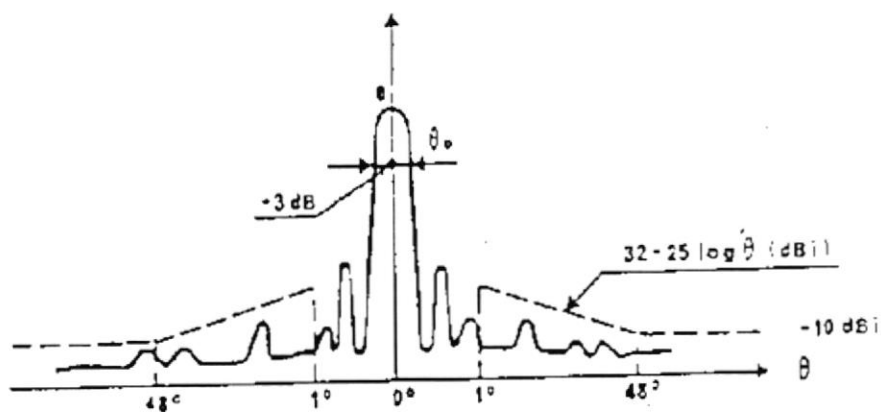
$$g(\theta, \varphi) = \frac{A_e(\theta, \varphi)}{A_{iso}}; \quad A_{Emax} = A_e(\theta = \varphi = 0); \quad g_{max} = \frac{A_{Emax}}{A_{iso}}$$



Las propiedades direccionales de una antena están representadas en su diagrama de radiación tal como se indica en la figura 3. El ancho del haz a -3 dB está dado por la siguiente fórmula:

$$\theta_0 = K \frac{\lambda}{D}$$

donde K depende de la abertura. Para las antenas de estaciones terrenas con una eficacia muy elevada, $K \approx 65^\circ$



La mayor parte de la potencia radiada por una antena está contenida en el lóbulo principal del diagrama de radiación. No obstante, parte de la potencia residual se irradia por los lóbulos laterales, estos lóbulos son una propiedad intrínseca de la radiación de la antena y se deben en su mayoría a posibles defectos físicos del reflector parabólico o desenfoque entre este y el reflector hiperbólico.

6.- APUNTAMIENTO DE UNA ESTACIÓN SATELITAL

Este procedimiento sirve como guía para la alineación de una antena parabólica y es de vital importancia para garantizar la optimización de recursos tanto en el satélite como en el Transceptor.

Los Puntos principales son:

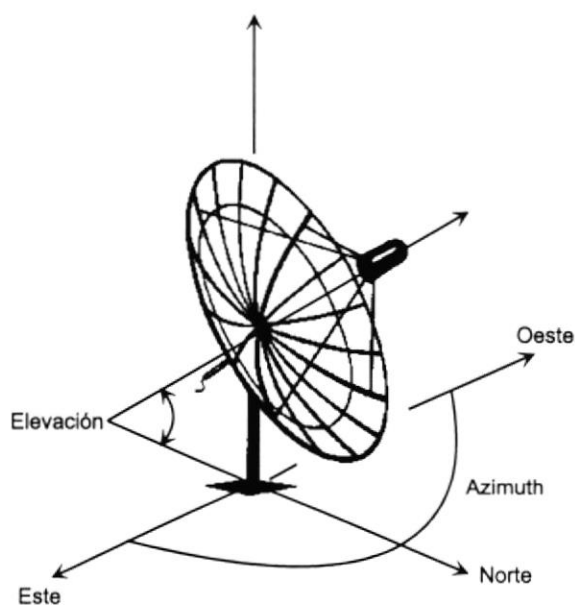
- a. Cálculo de Azimuth y Elevación.
- b. Recursos provistos por la estación.
- c. Herramientas e instrumentos a utilizar durante la alineación.
- d. Identificación del recurso espacial.
- e. Procedimiento de apunte.

6.1 CÁLCULO DE AZIMUTH Y ELEVACIÓN.-

Azimuth.- Posición del reflector sobre el plano horizontal (Este a Oeste), puede ser un número positivo o negativo dependiendo de la referencia, que es el Norte para el hemisferio Sur y el Sur para el hemisferio Norte.

Nota: Suponiendo una antena ubicada en el hemisferio Sur, si el valor calculado de Azimuth da como resultado un número positivo, esto significa que la antena deberá alinearse en una posición ubicada entre el Norte y el Este.

Elevación.- Posición del reflector con referencia al plano horizontal. Por definición, es siempre un valor positivo.



El cálculo de éstos parámetros nos permitirá verificar si la posición final de la antena presenta obstrucciones a la visibilidad del satélite. Para determinar los ángulos se pueden utilizar varios programas de uso común entre el personal de instalación tales como el "Lat Long" (HUGHES) o "Azelsat" (TLPBA). Para todos los casos se deberá conocer previamente la Latitud y Longitud del sitio de emplazamiento de la antena y la longitud del satélite. El cálculo de estos parámetros se puede desarrollar de la siguiente forma:

$$AZ_{\text{verdadero}} = \text{artan} \left(\frac{\tan(LON_{\text{estación}} - LON_{\text{satélite}})}{\text{sen}(LAT_{\text{estación}})} \right)$$

Nota: Se asume Longitud ESTE. Si la LAT es negativa (SUR), sume 180°.

La elevación deriva de la distancia al satélite se calcula::

$$\Theta_{\text{elevación}} = \text{artan} \left(\frac{\cos(LON_{\text{estación}} - LON_{\text{satélite}}) \cos LAT_{\text{estación}} - 0,15126}{\sqrt{(1 - \cos^2(LON_{\text{estación}} - LON_{\text{satélite}}) \cos^2(LAT_{\text{estación}}))}} \right)$$

$$Dist(Km) = 6378 \times \left[\sqrt{43,705 - \cos^2 \Theta_{\text{elevación}}} - \text{sen} \Theta_{\text{elevación}} \right]$$

el ángulo de polarización de la TRIA se calcula:

$$\Psi = \arctan\left(\frac{\sin(LON_{diferencial})}{\tan(LAT_{estación})}\right)$$

donde $LON_{diferencial} = ABS(LON_{satélite} - LON_{estación})$.

6.2 RECURSOS PROVISTOS POR LA ESTACIÓN

Cada estación del servicio SCPC nos brinda diferente tipo de recursos que nos definirán el método a aplicar durante la tarea de apuntamiento de la antena. Los mismos son:

6.2.1 GEOMETRÍA DE LAS ANTENAS.-

Las consideraciones en éste caso son para con las antenas tipo OFFSET, ésta geometría permite obtener, gracias al reducido número de soportes de FEED, antenas con menor generación de lóbulos secundarios, éste diseño es básicamente $\frac{1}{4}$ del tamaño de la superficie de una antena de foco primario y se las utiliza muy popularmente en las estaciones remotas de servicios domésticos de comunicaciones por satélite (VSAT; SCPC o DAMA).

El tamaño de la antena OFFSET es generalmente, a igual ganancia, menor que una antena de foco primario. Un detalle importante, se deberá tener en cuenta

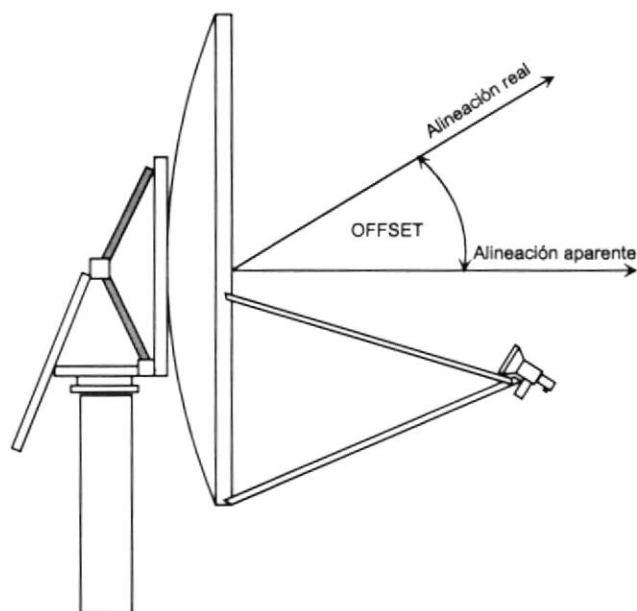
al apuntar éste tipo de antena, ya que el ángulo de elevación física del reflector está condicionado por el valor de OFFSET que suministra el fabricante.

De ésta forma, al igual ángulo de elevación, la antena OFFSET aparenta estar menos elevada que una de foco primario. Los diferentes valores de OFFSET para las antenas de mayor consumo son:

DIAMETRO	SERVICIO	OFFSET
0,60	VSAT	22,62°
0,90	VSAT	22,37°
1,00	BROADCAST	22,62°
1,20	BROADCAST / SCPC	22,62°
1,80	SCPC / VSAT	22,18°
2,40	SCPC / VSAT	22,30°
2,40	BROADCAST	0°
3,80	SCPC	22,62°
4,60	SCPC	0°

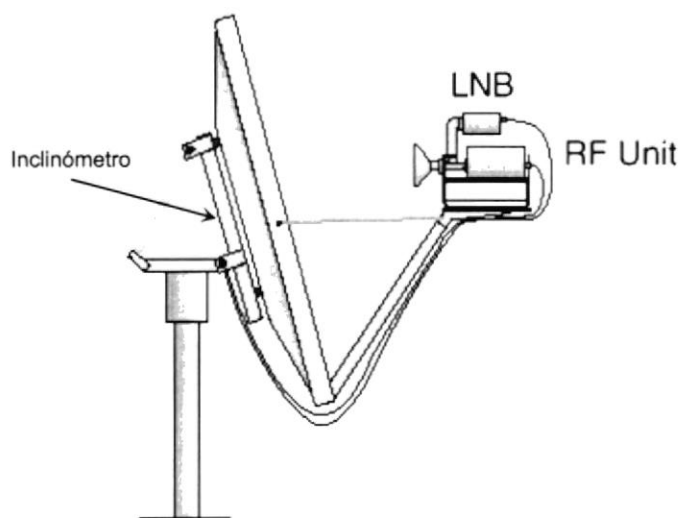
Para los usuarios de la planilla "AZELSAT" el ángulo de elevación presentado ya tiene en cuenta el OFFSET si se selecciona la antena apropiada; en caso de utilizar el programa "Lat Long", se deberán tener en cuenta los valores

expuestos en la tabla anterior, esto significa que al valor de elevación obtenido como resultado se deberá restar el valor de OFFSET.



Ejemplo: Si un cálculo da como resultado que el ángulo de elevación será de 49.5° y se utilizará una antena de \varnothing 1,8 mts, se deberá medir con el inclinómetro $49.5^\circ - 22.18^\circ = 27,32^\circ$. Si la antena a instalar es del tipo CASSEGRAIN ó FOCO PRIMARIO el valor del ángulo calculado será igual que el ángulo de elevación a obtener en el inclinómetro.

El inclinómetro se deberá apoyar en todos los casos sobre la parte trasera del soporte del reflector como está indicado en la siguiente figura.



Nota: En el caso que como resultado se obtenga un valor igual o ligeramente menor al valor de OFFSET, la antena aparentará estar apuntando hacia el piso. Esta condición se asume como potencialmente viable.

6.2.2 TIPO DE TRANSCÉPTOR.-

La inclusión del transceptor al momento del apunte permite utilizar analizadores de espectro más económicos para efectuar la tarea. Los analizadores cuya frecuencia de trabajo máxima oscila entre los 1500 y 1800 MHz son aptos para cubrir las bandas de F.I. (50 a 90 MHz) ó Banda L (950 a 1450 MHz).

6.2.3 TIPOS DE RECEPTOR.-

Existen tres tipos principales de amplificadores de bajo ruido ó receptores que podemos encontrar en una estación terrena del servicio SCPC

- **LNA (Low Noise Amplifier):** la banda de entrada es exactamente la misma que la banda de salida, su ganancia oscila entre 50 o 60 dB dependiendo de la marca y modelo.

- **LNB (Low Noise Block):** para cualquier banda de entrada este dispositivo siempre devuelve banda L (950 – 1450 MHz). Este tipo de receptor puede contar con un Oscilador Local externo ó interno, se encuentran casos de unidades con Oscilador interno sintetizado.

- **LNC (Low Noise Converter):** para cualquier banda de entrada devuelve F.I. (50 – 90 MHz). El Oscilador Local que requiere éste tipo de unidad para lograr la conversión tiene en la mayoría de los casos una referencia externa.

Estos dispositivos son alimentados generalmente a través del cable de señal. El transceptor, en la mayoría de los casos, posee un dispositivo que permite introducir corriente continua al conector que provee la señal recibida del amplificador de bajo ruido, la tensión de alimentación es recuperada en el amplificador con la ayuda de un dispositivo de bloqueo de tensión basado en un capacitor.

En aquellos amplificadores destinados a estaciones de mediano y gran porte podemos encontrar receptores con un conector dedicado para la alimentación del mismo.

Este criterio permite independizar el cableado de la señal del de energía. Cabe destacar que las tensiones con que se alimentan los amplificadores oscilan entre los 10,7 y 24 Volts siendo la tensión de alimentación típica 12,5 VCC. Son también poco susceptibles a las variaciones que rondan \pm el 10%, la corriente de consumo varía según el caso entre algunos pocos mA (80 a 110 mA).

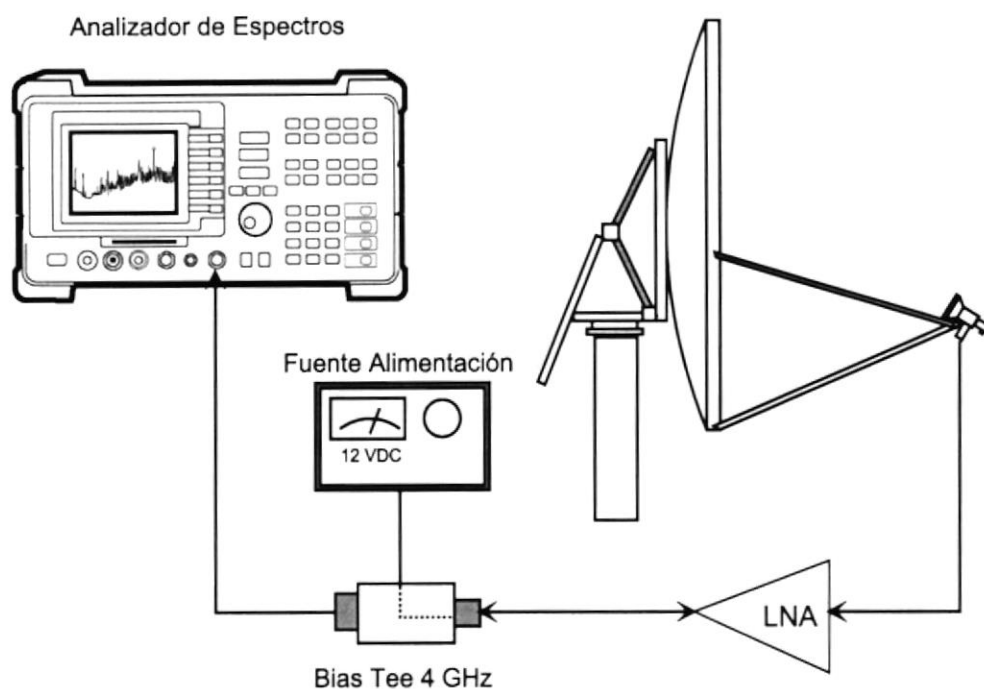
6.3 HERRAMIENTAS E INSTRUMENTOS

6.3.1 BIAS TEE.-

Este dispositivo se utiliza para permitir la inserción de Corriente Continua en el cable que vincula el LNA / B con el Analizador de Espectros sin permitir que ésta tensión perjudique al instrumento. Este dispositivo deberá estar previsto para la Banda de trabajo del elemento receptor.

6.3.2 FUENTE DE ALIMENTACIÓN.-

Este generador permite la provisión de Corriente Continua para el receptor ésta tensión se deberá insertar en el Bias Tee.



7. RECURSO ESPACIAL

Se debe identificar apropiadamente el recurso espacial a utilizar para poder tomar ventaja de las señales fijas que éstos transmiten (Beacon) y tener en consideración la Polarización de trabajo y posición de cada uno.

7.1 EL BEACON

Es una señal no modulada (Clean Carrier) que el satélite emite para facilitar su correcta localización; transmitir información a las estaciones de T.T. y C. (Telemetría, Telecomando y Control) ó dar una referencia patrón para los sistemas de seguimiento de las antenas medianas y grandes (mas de 9 metros en Banda C, más de 4,6 metros en Banda Ku).

Cada tipo y familia de satélite transmite un beacon determinado.

SATELITE	POL.DEL BEACON	BEACON C	BEACON KU
INTELSAT SERIE VIII	Lineal Vertical	3950 MHz	11701, 12501 MHz
INTELSAT SERIE VII	Lineal Vertical	3950 MHz	11701, 12501 MHz
INTELSAT SERIE VI	Circular Derecha	3947,5 y 3952,5 MHz	
INTELSAT SERIE V	Circular Derecha	3947,5 y 3952,5 MHz	11898, 11452 MHz
PANAMSAT I	Lineal Vertical	4196,5 MHz	
PANAMSAT III	Lineal Horizontal	4198,5 y 4199 MHz	
NAHUEL 1 A	Lineal Vertical		11701 MHz
BRASILSAT B2	Lineal Vertical	4198,5 y 4199	

Nota 1:

Los beacon 3947,5 y 3952,5 de telemetría están presentes también en las series VII y VIII de INTELSAT, aunque por razones de seguridad se recomienda utilizar la frecuencia mencionada en la tabla. El Beacon ubicado en la frecuencia 3950 MHz no está presente en las series V y VI de INTELSAT.

Nota 2:

Las series de satélites INTELSAT se identifican con el primer dígito que conforma el nombre del mismo, por ejemplo INT 513 pertenece a la serie V, INT 709 a la serie VII.

7.2 POLARIZACIÓN

SATELITE	TRP	POL.	POL BAJADA	POL SUBIDA
PANAMSAT I	1	CO POL	Lineal Vertical	Lineal Vertical
PANAMSAT I	13	CO POL	Lineal Vertical	Lineal Vertical
PANAMSAT III	16 C	Cross POL	Lineal Vertical	Lineal Horizontal
NAHUEL 1 A	1 V	CO POL	Lineal Vertical	Lineal Vertical
NAHUEL 1 A	13 V	CO POL	Lineal Vertical	Lineal Vertical
INTELSAT 706	111 / 211 A	Cross POL	Lineal Vertical	Lineal Horizontal
INTELSAT 706	111 / 211 B	Cross POL	Lineal Vertical	Lineal Horizontal
INTELSAT 706	186	Cross POL B	Circular LHCP	Circular RHCP
INTELSAT 706	91	Cross POL B	Circular LHCP	Circular RHCP
INTELSAT 709	95	Cross POL B	Circular LHCP	Circular RHCP
INTELSAT 709	94 A	Cross POL B	Circular LHCP	Circular RHCP
INTELSAT 709	94 B	Cross POL B	Circular LHCP	Circular RHCP

Nota 1:

La denominación CO POL indica que la polarización de subida tanto como la de bajada son idénticas. Cross POL indica que ambas polarizaciones son diferentes.

Nota 2:

INTELSAT denomina POL A a la combinación Tx LHCP, Rx RHCP utilizada en los haces Hemisféricos. POL B a la combinación TX RHCP, Rx LHCP utilizada en los haces zonales y SPOT.

Una vez conocida la polarización se debe tener en cuenta el Hardware asociado para cada caso. La TRIA es el único elemento que está presente en una Antena que determina la polarización de trabajo de la estación.

7.3 LA TRIA Y SUS COMPONENTES

Una TRIA está compuesta por tres partes principales:

a. FEED HORN (BOCINA CÓNICA CORRUGADA).

Este tipo de Bocina es el más utilizado en las antenas satelitales, la misma emite un haz con lóbulos laterales de valores insignificantes.

b. OMT (ACOPLADOR ORTOMODO) Ó DIPLEXER.

Las señales de transmisión y recepción pueden utilizar la misma guía de onda manteniendo la mínima acción recíproca entre ellas. Este dispositivo permite eliminar la frecuencia de transmisión en la boca de recepción y viceversa.

c. POLARIZADOR (BANDA C) Ó ADAPTADOR CO POL (BANDA KU).

Todas las ondas electromagnéticas están polarizadas. El polarizador convierte la polarización lineal de la señal de transmisión proveniente del diplexor en circular y la polarización circular proveniente del satélite en lineal que será ortogonal a la señal transmitida.

Cuando se utilicen satélites de polarización lineal el polarizador no es necesario.

Los satélites de Banda Ku que transmiten y reciben sus señales en la misma polarización obligan a que la estación terrena tenga que instalar entre el FEED HORN y el OMT un adaptador (Adaptador CO POL) que permita a la boca de transmisión y recepción respectivamente presentar la misma polarización ante el satélite aunque su polarización natural sea cruzada CROSS POL.

Posición:

La ubicación de algunos satélites que están actualmente sobre el cinturón de Clarke ó Ecuador se detalla en la siguiente tabla:

SATELITE	POSICION
INT 706	307° Este
INT 709	310° Este
PAS I	315° Este
PAS III	317° Este
NAHUEL 1 A	288,2° Este

7.4 PROCEDIMIENTO DE APUNTE

Se describen a continuación los dos procedimientos más comunes para el apunte inicial de una antena satelital.

7.4.1 CON UN TRANSEPTOR YA INSTALADO EN LA ESTACIÓN.

En caso de contar con un Transceptor en la estación de trabajo se define en primera instancia cual será el tipo de Analizador de Espectros que se podrá utilizar ya que en el peor caso la frecuencia máxima a medir será 1450 MHz. El primer paso que se debe tomar es dar a la antena la posición aproximada en Azimuth; Elevación y Polarización (en caso que el satélite tenga polarización lineal, si la polarización es circular la posición de la TRIA no es determinante) con la ayuda de una brújula y un inclinómetro.

Una vez que la antena está en posición se debe tomar una decisión para seguir con la tarea, buscar un beacon ó buscar un transponder.

Para el primer caso se deberá tener en cuenta cual es la polarización que se está utilizando y cual es la que contiene la señal del beacon, en caso que ambas coincidan se configurará el Down Converter del Transceptor la frecuencia del Beacon.

Ejemplo 1:

Se requiere el apuntamiento de una antena al satélite INT 709 C utilizando el Beacon como referencia. Como ésta señal está polarizada en forma circular no hay problema en recibirla en una TRIA de polarización circular en cualquier polarización (LHCP ó RHCP).

Se configura el Transceptor para centrar la frecuencia del Down Converter en la frecuencia del Beacon, en este caso 3950 MHz.

El Analizador de Espectros se configurará de la siguiente forma:

FREC : 70.00 MHz

SPAN : 250 KHz

Resol BW : 10 KHz

Video BW : 300 Hz

SCALE : 3 dB / div.

SWEEP : AUTO

La señal de Beacon deberá aparecer en el centro de la pantalla, su nivel dependerá de la precisión del apunte; la ventaja geográfica y del diámetro de la antena instalada.

Ejemplo 2

Se debe apuntar una antena al satélite NAHUEL 1 A, la frecuencia del Beacon es 11,701 GHz y la polarización es Vertical al igual que la que se debe recibir en el transponder contratado.

Se configura el transceptor para que el Down Converter esté centrado en la frecuencia más cercana a la de la señal emitida por el satélite, se elige 11,700 GHz. El Analizador de Espectros se configurará de la siguiente forma:

FREC : 71.00 MHz	SPAN : 250 KHz
Resol BW : 10 KHz	Video BW : 300 Hz
SCALE : 3 dB / div.	SWEEP : AUTO

Como en el ejemplo anterior, la señal de Beacon deberá aparecer en el centro de la pantalla, su nivel dependerá también de la precisión del apunte; la ventaja geográfica y del diámetro de la antena instalada.

En el caso que se necesite localizar un transponder determinado se deberá contar con la información específica del transponder del satélite que se quiere localizar.

SATELITE	TRANSPONDER	UP CONVERTER	DOWN CONVERTER
PANAMSAT I	1	5945	3720
PANAMSAT I	13	6200	3975
PANAMSAT III	16 C	6385	4160
NAHUEL 1 A	1 V	14045	11745
NAHUEL 1 A	13 V	14389	12089
INTELSAT 706	111 / 211 A	14020	11725
INTELSAT 706	111 / 211 B	14061	1766
INTELSAT 706	186	6320	4095
INTELSAT 706	91	5945	3720
INTELSAT 709	95	6280	4055
INTELSAT 709	94 A	6202,5	3977,5
INTELSAT 709	94 B	6235	4010

Ejemplo 1

Una estación debe ser apuntada al satélite INT 706 Ku, transponder 111 / 211 A, se configura el transeptor de acuerdo a la tabla anterior. El Analizador de Espectros se configurará de la siguiente forma:

FREC : 70.00 MHz	SPAN : 36 MHz
Resol BW : 100 KHz	Video BW : 3 KHz
SCALE : 3 dB / div	SWEEP : AUTO

Una vez encontrado el satélite se deberá observar en el centro de la pantalla la presencia de las portadoras que pertenecen a éste transponder. Generalmente se recomienda tener un listado con portadoras de referencia que permitan la clara identificación del transponder o bien la frecuencia que se utilizará para la operación de la estación.

Por ejemplo, si la frecuencia de operación indicada para la estación que se está alineando es 71.4525 MHz se configurará el analizador de espectros de la siguiente forma:

FREC : 71.4525 MHz	SPAN : 1 MHz (*)
Resol BW : 30 KHz	Video BW : 300 Hz
SCALE : 3 dB / div	SWEEP : AUTO

El espacio satelital vacante se deberá observar en el centro de la pantalla del instrumento.

(): Este valor de SPAN es válido para portadoras moduladas QPSK de hasta 512 Kb de Data Rate y FEC 3/4, para portadoras mayores se deberá configurar un SPAN igual a dos veces el Data Rate. Teniendo en cuenta que se deben incrementar también los valores de RES BW y VID BW para que el barrido (SWEEP) no sea muy lento.*

7.4.2 SIN UN TRANSCEPTOR PERO CON UN LNA Ó LNB.

Como se detalló en el punto *Herramientas e instrumentos*, dependiendo del tipo de Banda a utilizar se deberá elegir el Analizador de Espectros apropiado para la tarea además de contar con una Fuente de Alimentación y un Bias Tee.

Ejemplo 1:

Se deberá apuntar una antena con un LNA instalado al Satélite INT 709, Transponder 95, se ubica en primera instancia el BEACON configurando el Analizador de la siguiente forma:

FREC : 3950 MHz	SPAN : 250 KHz
Resol BW : 10 KHz	Video BW : 300 Hz
SCALE : 3 dB / div.	SWEEP : AUTO

Una vez localizado el mismo se deberá observar en el centro de la pantalla del instrumento la señal requerida dependiendo su nivel, como se dijo

anteriormente de la precisión del apunte; la ventaja geográfica y del diámetro de la antena instalada. Para ubicar el transponder a utilizar entonces:

FREC : 4055 MHz	SPAN : 36 MHz
Resol BW : 100 KHz	Video BW : 3 KHz
SCALE : 3 dB / div.	SWEEP : AUTO

Como último paso se recomienda reconocer el segmento espacial a utilizar. En éste caso, si contamos con la frecuencia en Banda C se configurará directamente la frecuencia especificada.

Si la información disponible está indicada en F.I. se deberá entonces efectuar un simple operación matemática. Si la Frecuencia en F.I. es 71.3525 en Banda C encontraremos el espacio en:

Frecuencia Central del Transponder - 70 + Frecuencia de F.I.

$$4055 - 70 + 71,3525 = 4056,3525 \text{ MHz}$$

entonces se configura el Analizador para confirmar la ubicación de segmento a utilizar:

FREC : 4056,3525 MHz	SPAN : 1 MHz
----------------------	--------------

Resol BW : 30 KHz	Video BW : 300 Hz
SCALE : 3 dB / div.	SWEEP : AUTO

Ejemplo 2:

Una estación de TVRO cuenta con un LNB y se debe ubicar el Satélite PAS 1, Transponder 13. se ubica en primera instancia el BEACON, pero como el LNB nos entrega una señal ubicada en la Banda L deberemos pasar 4196,5 MHz a ésta Banda utilizando la siguiente fórmula:

Frecuencia del Oscilador Local del LNB - Frecuencia en Banda C

$$5150 - 4196,5 = 953,5 \text{ MHz}$$

entonces se configura el Analizador de la siguiente forma:

FREC : 953,5 MHz	SPAN : 250 KHz
Resol BW : 10 KHz	Video BW : 300 Hz
SCALE : 3 dB / div.	SWEEP : AUTO

Una vez localizado el mismo se deberá observar en el centro de la pantalla del instrumento la señal requerida dependiendo su nivel, como se dijo anteriormente de la precisión del apunte; la ventaja geográfica y del diámetro de la

antena instalada. Para ubicar el transponder a utilizar aplicamos la fórmula anterior entonces:

FREC : 1175 MHz	SPAN : 36 MHz
Resol BW : 100 KHz	Video BW : 3 KHz
SCALE : 3 dB / div.	SWEEP : AUTO

Como último paso se recomienda reconocer el segmento espacial a utilizar. En éste caso, si contamos con la frecuencia en Banda C se utilizará directamente la fórmula indicada en el primer paso de éste ejemplo.

Si la información disponible está indicada en F.I. se deberá entonces utilizar la fórmula indicada a continuación. Si la Frecuencia es 70.3725, en Banda L encontraremos el espacio en:

Frecuencia del Oscilador Local del LNB - (Centro del transponder - 70 + Frecuencia de F.I.)

$$5150 - (3975 - 70 + 70,3725) = 1174,6275 \text{ MHz}$$

entonces se configura el Analizador para confirmar la ubicación de segmento a utilizar:

FREC : 1174,6275 MHz	SPAN : 1 MHz
Resol BW : 30 KHz	Video BW : 300 Hz
SCALE : 3 dB / div.	SWEEP : AUTO

Ejemplo 3:

Una estación de BROADCAST cuenta con un LNB y se debe apuntar al Satélite NAHUEL 1 A, Transponder 13 V. se ubica en primera instancia el BEACON, pero como el LNB nos entrega una señal ubicada en la Banda L deberemos pasar 11701 MHz a ésta Banda utilizando la siguiente fórmula:

Frecuencia en Banda Ku - Frecuencia del Oscilador Local del LNB

$$11701 - 10750 = 951 \text{ MHz}$$

entonces se configura el Analizador de la siguiente forma:

FREC : 951 MHz	SPAN : 250 KHz
Resol BW : 10 KHz	Video BW : 300 Hz
SCALE : 3 dB / div.	SWEEP : AUTO

Una vez localizado el mismo se deberá observar en el centro de la pantalla del instrumento la señal requerida dependiendo su nivel, como se dijo

anteriormente de la precisión del apunte; la ventaja geográfica y del diámetro de la antena instalada. Para ubicar el transponder a utilizar entonces:

FREC : 1339 MHz	SPAN : 36 MHz
Resol BW : 100 KHz	Video BW : 3 KHz
SCALE : 3 dB / div.	SWEEP : AUTO

Como último paso se recomienda reconocer el segmento espacial a utilizar. En éste caso, si contamos con la frecuencia en Banda Ku se utilizará directamente la fórmula indicada en el primer paso de éste ejemplo.

Si la información disponible está indicada en F.I. se deberá entonces utilizar la fórmula indicada a continuación. Si la Frecuencia es 69.5725 en Banda L encontraremos el espacio en:

(Centro del transponder - 70 + Frecuencia de F.I.) - Frecuencia del Oscilador Local del LNB

$$(12089 - 70 + 69.5725) - 10750 = 1338,5725 \text{ MHz}$$

entonces se configura el Analizador para confirmar la ubicación de segmento a utilizar:

FREC : 1338,5725 MHz

SPAN : 1 MHz

Resol BW : 30 KHz

Video BW : 300 Hz

SCALE : 3 dB / div.

SWEEP : AUTO

7.5 PROCEDIMIENTO DE APUNTE DE PRECISIÓN

Esta parte está orientada solamente a aquellos casos donde se cuente con un Transceptor.

Debido a que los haces de transmisión de una parábola son sensiblemente mas finos en transmisión que en recepción, se debe proceder al apuntamiento en transmisión para optimizar el uso de la potencia del transceptor y evitar de ésta forma la posibilidad de generar productos de intermodulación producidos por la exigencia de mayor potencia en el transceptor para obtener el PIRE deseado.

Una vez que la antena se haya alineado con el satélite correspondiente, y se haya verificado la ubicación del transponder y segmento a utilizar se debe aplicar el siguiente procedimiento.

- a. Se debe configurar el Transceptor para la Frecuencia central del transponder a utilizar.
- b. El módem satelital deberá desvincularse del transceptor (desconectar el cable de TX en F.I.).

- c. Configurar en el módem la frecuencia, FEC y Data Rate de trabajo, los cuales deberán coincidir con un espacio vacante dentro del transponder utilizado.
- d. La potencia a transmitir por el módem se deberá bajar al mínimo posible, la ganancia del Up Converter del Transceptor se deberá también reducir en igual forma.
- e. Ubicar el Analizador de Espectros del lado de la antena y conectarlo a la salida de RX del Transceptor, una vez hecho esto, confirmar que el segmento espacial sigue vacante utilizando la configuración general para esta verificación.
- f. Inhabilitar la transmisión del módem y conectar el cable de F.I. de TX.
- g. Mientras se observan los niveles en el Analizador, habilitar la transmisión del módem, deberá observarse la portadora modulada, de no ser así, muy cuidadosamente incrementar la potencia del módem en pasos de 0,5 dB hasta llegar a -12 dBm.
- h. Si el nivel está debajo de los 10 dB de C/N entonces reducir la potencia del módem a -15 dBm e incrementar la ganancia del Up Converter hasta conseguir por lo menos 11 dB de C/N. Si con estos pasos no consigue distinguir su portadora se deberá inhabilitar la transmisión del módem y verificar cada paso nuevamente, en especial la polarización de la TRIA.
- i. Si el nivel es correcto, modificar el módem para que su portadora se convierta en una Clean Carrier ó portadora sin modular, se observará que el C/N se incrementará algunos dB.

A partir de éste momento estamos en condiciones de efectuar el apunte de precisión.

Asumiendo un portadora en 70,0000 MHz se deberá configurar el Analizador de la siguiente forma:

FREC : 70,0000 MHz	SPAN : 0 Hz
Resol BW : 30 KHz	Video BW : 30 Hz
SCALE : 2 dB / div.	SWEEP : 50 sec

Se observará un línea recta, la cual deberemos ubicar con la ayuda del menú de AMPLITUD del instrumento en el centro de la pantalla.

A partir de éste momento se deberá comenzar a desplazar la antena en Azimuth hasta obtener el mayor nivel posible en la trayectoria de la línea recta.

Una vez finalizada ésta operación se ajustará la ferretería de montaje y se procederá a desplazar la antena en Elevación buscando el mismo resultado.

Generalmente se obtienen mejoras que van de los 2 a los 6 dB, una vez ajustada la antena se procederá a re apuntarla en Azimuth para compensar posibles desviaciones.

El próximo paso es conseguir el mayor nivel posible, aunque esta vez haciendo girar la TRIA hasta conseguir el mayor nivel posible en la línea recta (*éste paso se debe obviar en TRIAS de polarización circular*).

Una vez finalizado este procedimiento el nivel general de la señal comparada al inicio de la operación debe haber incrementado.

Se deben repetir los pasos *a, b, c, d, f, g, h* e *i*. Se debe configurar el Analizador de la misma forma, aunque los niveles observados serán mucho mayores debido a la diferencia de diámetros de las antenas.

Una vez hecho esto se observará de la misma forma como la línea recta se incrementa a medida que se desplaza el reflector en cualquiera de los sentidos disponibles.

Si los pasos de éste procedimiento fueron realizados correctamente, se habrá obtenido una alineación cercana al valor ideal.

Se recomienda indicar la fecha en que se efectuó ésta operación al igual que las velocidades típicas de los vientos de la zona para definir la periodicidad de los mantenimientos preventivos de la estación.

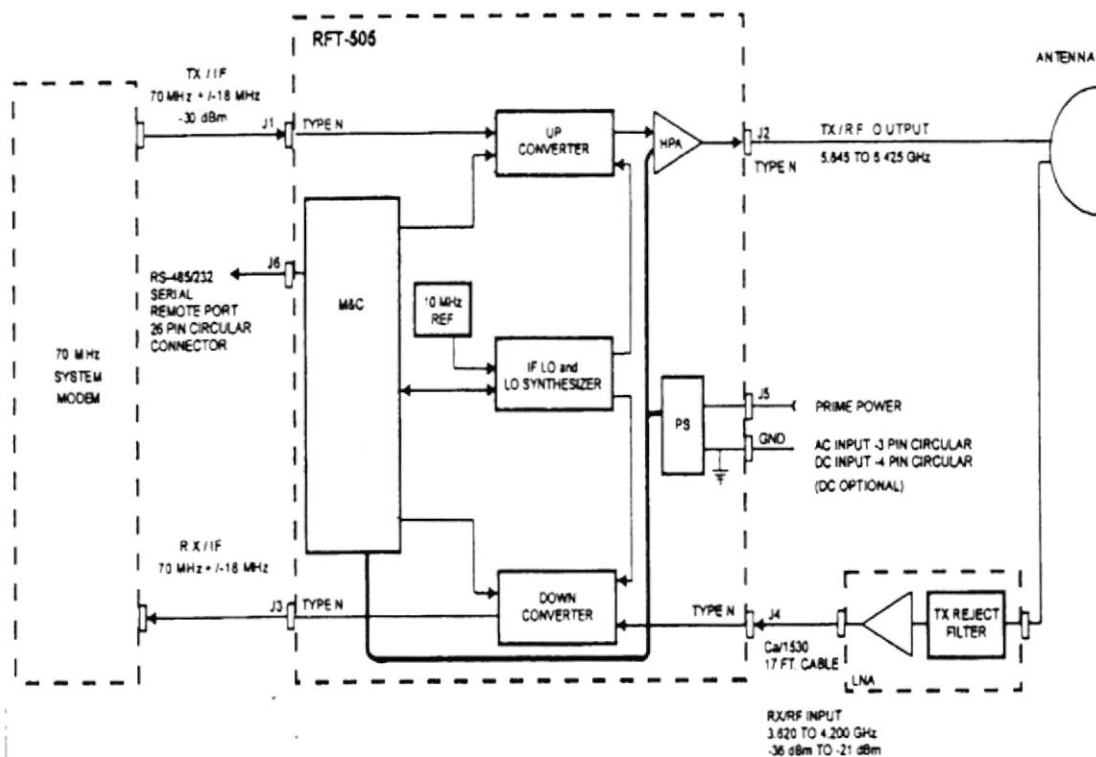
8.- TRANSCÉPTORES

Estas unidades están compuestas básicamente por un transmisor, un amplificador de potencia y un receptor integrados en una misma caja mas un receptor de bajo ruido en un módulo independiente.

Existen transceptores de diferentes tipos, marcas, modelos y potencias, aunque básicamente están todos conformados aplicando la misma filosofía.

8.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN TRANSCÉPTOR

El transceptor está conformado por las siguientes partes:



8.2 PARTES DE UN TRANSEPTOR

8.2.1 UP CONVERTER.-

Este módulo está dedicado a la conversión de la frecuencia de entrada (F.I. 70/140 MHz) a una frecuencia dada, determinada por la Banda de operación del transceptor. El nivel de salida de ésta etapa deberá ser suficiente como para poder excitar apropiadamente al HPA y está condicionada por el nivel de entrada (J1). El nivel de entrada estará relacionado con la ganancia de potencia del módulo, las pérdidas del cable que vinculan a modulador, la potencia del modulador y la potencia requerida en J2.

8.2.2 DOWN CONVERTER.-

La función de ésta etapa es la opuesta a la del Up Converter. La señal recibida del LNA es introducida a través de J4 al transceptor, la misma es amplificada y la Banda de operación convertida a F.I. (70/140 MHz). La señal resultante se envía al módem a través de J3. La ganancia de éste módulo está determinada por el largo del cable de vinculación con el módem y la sensibilidad a la entrada de éste.

8.2.3 OSCILADOR LOCAL.-

El buen funcionamiento de esta etapa es fundamental para garantizar el correcto desempeño de un transceptor.

El oscilador local tiene la responsabilidad de proveer a el/los sintetizadores una señal de referencia que los mismos utilizarán para los procesos de conversión de Banda de la portadora.

El mal funcionamiento de este oscilador se puede traducir en inestabilidad de la frecuencia de trabajo, ruido de fase, inestabilidad del nivel de salida, entre otras cosas.

Generalmente estos osciladores generan una frecuencia de 10MHz y son compensados en temperatura, ya que la estabilidad de este parámetro es condicionante de la estabilidad del dispositivo. Los transceptores poseen en su mayoría un sistema que inhibe la transmisión de la portadora hasta que la temperatura del oscilador local no sea la especificada por el fabricante.

Se recomienda que aunque un transceptor determinado no posea este tipo de protección, se asigne un tiempo de espera antes de poner a transmitir al equipo.

8.3.- HPA.-

Este módulo es el encargado de amplificar la señal provista por el Up Converter hasta un nivel que estará determinado por la ganancia del mismo, existen diversos tipos y potencias de HPA's, aunque los grupos más importantes son:

8.3.1 SSPA.-

Está compuesto básicamente por uno o varios módulos de estado sólido, la amplificación es aportada por Transistores de Efecto de Campo (FET). Estos amplificadores son muy populares en aquellos proyectos donde se requieran solamente algunos Watts.

Las estaciones SCPC tienen en su 90% transceptores cuya potencia de salida es suministrada por este tipo de amplificadores, se los puede encontrar en potencias de 5, 10, 20 y 40 Watts en Banda C y de 2, 4, 8 y 16 Watts en Banda Ku, el dimensionamiento del mismo es determinado por el cálculo de enlace mas las expectativas de futuro crecimiento de la red a implementar.

8.3.2 TUBO DE ONDAS PROGRESIVAS (TWT):

Estos amplificadores están basados en tubos de vacío. Es un amplificador de microondas con un ancho de banda muy grande, el mismo abarca todas las frecuencias utilizables en un satélite (500 MHz o más), de ésta forma puede amplificar señales dirigidas a diferentes transponder de un mismo satélite.

Su potencia de salida no se puede utilizar al máximo debido a la intermodulación que es generada por este tipo de dispositivo al alcanzar el nivel de potencia nominal.

Para trabajar con márgenes de seguridad adecuados se sugiere que se asigne un resguardo (Back Off) de potencia de orden de 3 dB para dos portadoras; 6 dB para más de dos y hasta 6 portadoras y 9 dB para operación multicarrier sin límite de portadoras. De esta forma debemos tener cuidado al generar un requerimiento de TWT para una estación, ya que si el mismo es de 400 Watts y va a operar con más de 6 portadoras, la potencia útil máxima que obtendríamos sería de 50 Watts.

Número de Portadoras	Nivel de Back Off
2	3 dB
$2 < N < 6$	6 dB
$N > 6$	9 dB

8.3.3 KLYSTRON (KPA).-

De respuesta en ancho de banda estrecha (típico 40 MHz). Si lo comparamos con el TWT (típico 500 MHz), estos amplificadores se encuentran en aquellas estaciones cuya demanda de potencia se acerca a 2,5 Kw, generalmente utilizados para el servicio de transmisión de señales de TV, los KPA (gracias a la tecnología digital aplicada a las señales de televisión) pueden ser reemplazados por TWT en aquellos casos donde la potencia requerida sea menor al valor indicado anteriormente.

Entre algunas de las desventajas más importantes de los amplificadores KLYSTRON, la más importante se demuestra al momento de necesitar cambiar el transponder de operación, en estos casos se requiere volver a sintonizar el sistema.

Hay algunas consideraciones que se tomarán en cuenta para interpretar aún mejor cuales son los alcances y limitaciones de un HPA. En primera instancia el Back Off es uno de los parámetros que marcan la diferencia entre un SSPA y un TWT, en el primer caso, para una operación que incluya la transmisión simultánea de dos portadoras, tanto el SSPA como el TWT deberán limitar debido a la intermodulación su potencia de transmisión a $P_{max} - 3$ dB. Al transmitir mas de dos portadoras, el SSPA permite que el valor de Back Off permanezca en 3 dB, mientras que el TWT deberá contar con un resguardo de 6 dB o más.

Esto indica que el aprovechamiento de la potencia se hace más evidente con la utilización de un dispositivo de estado sólido, pero para potencias superiores a los 150 Watts la disponibilidad de estos elementos es casi nula o costosa (hasta el presente), debiendo optarse por unidades de tubos de vacío ó TWT. Por otro lado, la eficiencia de los HPA difiere entre los diversos tipos.

Por ejemplo un SSPA tiene un rendimiento típico que va del 25 al 30% mientras que los tubos rinden hasta un 60%. Estos valores resultan de comparar la

potencia de entrada consumida respecto de la potencia máxima entregada por el dispositivo.

8.4 DIFERENCIAS ENTRE LOS DIFERENTES AMPLIFICADORES

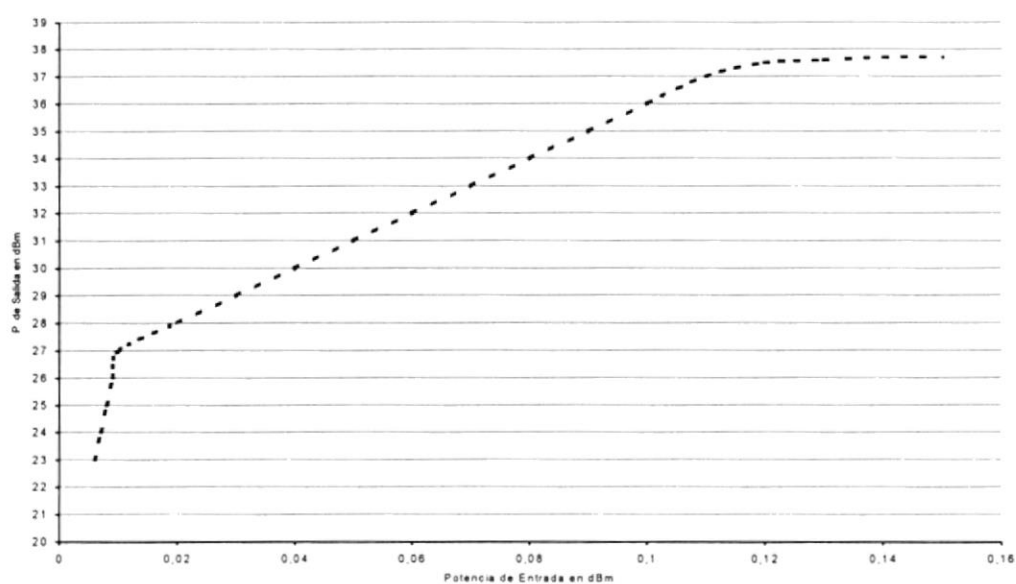
La siguiente tabla muestra mas gráficamente las diferencias entre los diferentes tipos de amplificadores:

	<i>Banda C (5,925 – 6,425 GHz)</i>		<i>Banda Ku (14 – 14,5 GHz)</i>	
	BW (MHz)	Potencia (Watt)	BW (MHz)	Potencia(Watt)
<i>TWT</i>	<i>500</i>	<i>150 – 700</i>	<i>500</i>	<i>150 – 600</i>
<i>KLYSTRON</i>	<i>40</i>	<i>400 – 3000</i>	<i>100</i>	<i>1500 – 2500</i>
<i>SSPA</i>	<i>500</i>	<i>1 - 150</i>	<i>500</i>	<i>1 - 100</i>

Los HPA que se utilizan en las estaciones SCPC son generalmente SSPA cuya potencia de salida se ubica en la gama de 5 a 40 Watts en Banda C y 2 a 16 Watts en Banda Ku.

Las potencias intermedias son casi siempre saltos de 3 dB respecto a la potencia anterior.

La potencia máxima que puede transmitir un SSPA estará siempre especificada a 1 dB de compresión. Esto se define así: *“El punto de 1 dB de compresión es aquel donde la curva de transferencia entrada/salida se aparta de una línea recta en 1 dB”*.



Los TWT y KLYSTRON están siempre especificados a potencia de saturación.

A continuación una tabla que sirve de referencia para los transceivers.

POT DE	Pot	G MIN	G MAX	Pot (Watts)
SALIDA (W)	(dBm)			
5 W	37	56	81	170
10 W	40	59	84	240
20 W	43	62	87	300
40 W	46	65	90	470

8.5 LNA

Al contrario que el HPA, este dispositivo maneja señales extremadamente bajas, por lo tanto su factor limitativo es el propio aporte de ruido en la amplificación. Al momento de definir el LNA para una estación se deberá tener en cuenta que el precio del mismo se incrementa a medida que se requieran unidades con menor aporte de ruido térmico.

La antena recibe señales muy débiles provenientes del Satélite, a través del FEED, estas señales son entregadas al Amplificador de bajo ruido.

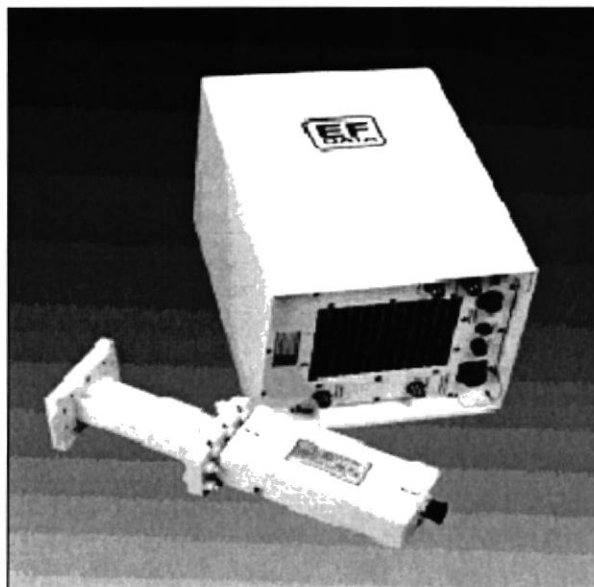
Por la misma razón que a su llegada las señales tienen una intensidad muy baja son muy vulnerables a cualquier ruido que se les pueda agregar durante el proceso de ser amplificadas a un nivel aceptable. La antena y el LNA son los elementos más importantes de una estación terrena receptora y juntos definen la

calidad de su operación. Los LNA poseen una temperatura de ruido que puede oscilar entre los 30 a 60 °k en Banda C y 85 a 110 °k en Banda Ku.

La ganancia de los LNA en cualquiera de las dos bandas oscila entre los 50 a 65 dB. Para aquellas aplicaciones donde la temperatura de ruido debe ser muy inferior a la estándar se utilizan celdas de Peltier para refrigerar los amplificadores.

Existen tres tipos principales de amplificadores de bajo ruido que podemos encontrar en una estación terrena.

- **LNA (Low Noise Amplifier):** la banda de entrada es exactamente la misma que la banda de salida.
- **LNB (Low Noise Block):** para cualquier banda de entrada este dispositivo siempre devuelve banda L (950 – 1450 MHz).
- **LNC (Low Noise Converter):** para cualquier banda de entrada devuelve F.I. (52 – 88 MHz).



Para instalar o realizar un mantenimiento a una estación satelital, hay que conocer previamente parámetros tanto en el módem satelital como en el transceiver. Lo mejor es tomar en cuenta el conjunto para lograr una identificación adecuada del problema.

9.- TECNICAS DE MODULACION

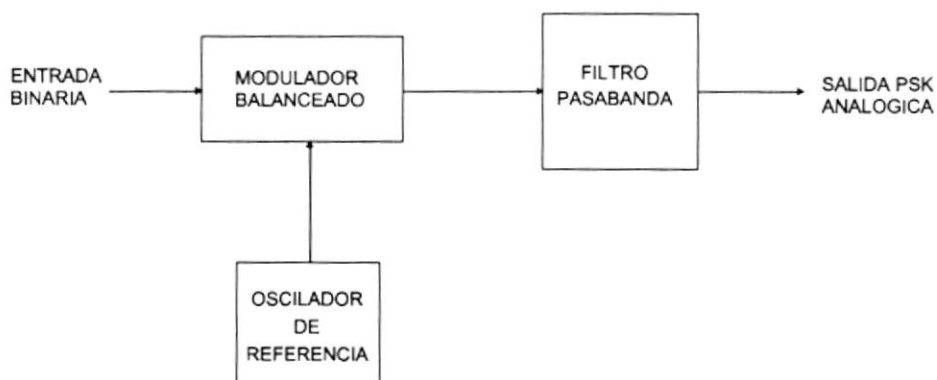
Las técnicas de modulación más conocidas son: QPSK; BPSK; MSK y DPSK, aunque solamente la primera es comúnmente aplicada en el servicio SCPC. No obstante se está estudiando la aplicación de dos nuevas técnicas conocidas como 8PSK y 16QAM. A continuación se describirá el funcionamiento de éstas técnicas.

9.1 BINARY PHASE SHIFT KEYING (BPSK)

En este tipo de modulación encontramos solamente dos fases para una sola portadora. Una fase de salida representa el estado lógico 1, mientras que la otra el estado lógico 0. Mientras que la señal digital de entrada cambia de estado, la fase de la portadora se desplaza entre dos ángulos que están desplazados 180° uno del otro.

9.1.1 MODULADOR BPSK.-

Según lo que indica el diagrama, el modulador balanceado se comporta como un switch inversor de fase. Dependiendo de la condición lógica de la señal digital de entrada, la portadora es transferida a la salida en fase o bien desfasada 180° respecto a la señal de referencia de la portadora.

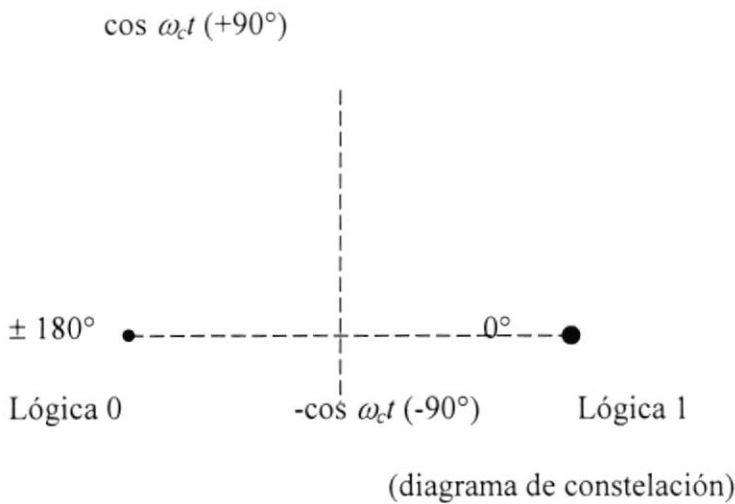


El modulador balanceado tiene dos entradas: una portadora que está en fase con el oscilador de referencia y la información digital binaria. Para que el

modulador balanceado trabaje correctamente, el voltaje de la señal digital de entrada debe ser mucho mayor que el voltaje pico de la portadora.

<i>IN BINARIA</i>	<i>FASE SALIDA</i>
<i>Lógica 0</i>	180°
<i>Lógica 1</i>	0°

(Tabla de verdad)



Un modulador balanceado es un modulador de producto; la señal de salida es el producto de dos señales de entrada. En un modulador BPSK, la señal de entrada de la portadora se multiplica por la información binaria. Si $+1$ V son asignados al estado lógico 1 y -1 V al estado lógico 0, la portadora de entrada ($\text{seno } \omega_c t$) se multiplica por un 1 de signo $+$ ó $-$. Consecuentemente, la señal de salida es $+1 \text{ seno } \omega_c t$ ó $-1 \text{ seno } \omega_c t$. El primero representa a una señal que está en

fase con el oscilador de referencia mientras que el segundo a una señal que está desfasada 180° respecto al oscilador de referencia. Cada vez que la entrada lógica cambia de condición, la fase de salida también cambia. Para BPSK, el rango de cambio a la salida (bauds) es igual que el rango de cambio a la entrada (bps) y el ancho de banda más grande se presenta cuando la información binaria de entrada es una secuencia alternada de 1 y 0. La frecuencia fundamental (f_a) de una secuencia alternada de 1 y 0 es igual a $\frac{1}{2}$ de la velocidad en bits ($f_b/2$). Matemáticamente, la fase de salida de un modulador BPSK es:

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

siendo el primer factor la frecuencia fundamental de la señal digital modulada; el segundo la portadora sin modular. También podemos escribir:

$$\text{Salida} = \frac{1}{2} \cos(\omega_c - \omega_a)t - \frac{1}{2} \cos(\omega_c + \omega_a)t$$

Consecuentemente, el ancho de banda a ambos lados Nyquist (f_n) es teniendo en cuenta que $f_a = f_b/2$:

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

$$\text{BWNyquist} = F_b$$

Para clarificar el punto se da un ejemplo. Teniendo un modulador BPSK con una portadora en 70 MHz y una entrada de información de 10 Mbps. Cuales serán las frecuencias máximas y mínimas del espectro que ocupará la portadora BPSK.

$$\begin{aligned} \text{Salida} &= (\text{sen } \omega_a t) \times (\text{sen } \omega_c t) \therefore [\text{sen } 2\pi(5\text{MHz})t] \times [\text{sen } 2\pi(70\text{MHz})t] \\ &= \frac{1}{2} \cos 2\pi(70\text{MHz} - 5\text{MHz})t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(70\text{MHz} + 5\text{MHz})t \end{aligned}$$

La frecuencia mínima será de 65 MHz; la frecuencia máxima 75 MHz. El ancho de banda Nyquist mínimo será de:

$$f_n = 75 - 65 = 10\text{MHz}$$

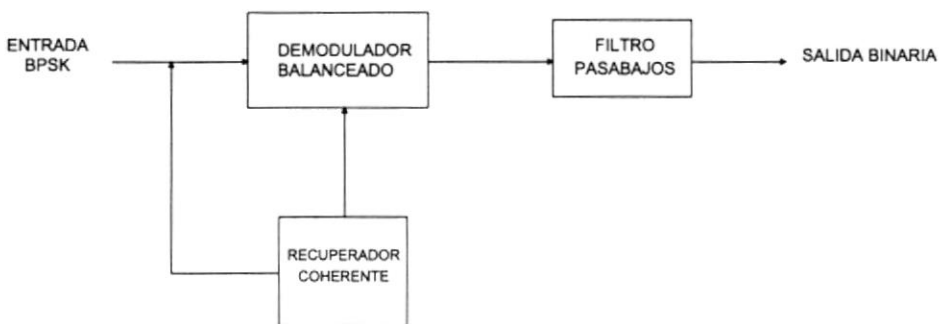
9.1.2 DEMODULADOR BPSK.-

Según el diagrama en bloques, la señal de entrada puede ser $+\text{seno } \omega_c t$ ó $-\text{seno } \omega_c t$. El recuperador coherente de portadora detecta y regenera una señal que sea igual en fase y frecuencia con la portadora original. El modulador balanceado es un detector de producto, la salida del mismo es resultado del producto de dos entradas (la señal BPSK y la portadora recuperada). El filtro pasabajos separa la señal binaria recuperada de la señal demodulada. El proceso de demodulación se

demuestra matemáticamente en el siguiente párrafo. Para una señal BPSK de lógica 1 (+seno $\omega_c t$), la salida del modulador balanceado es:

$$Salida = (\text{sen } \omega_c t) \times (\text{sen } \omega_c t) = \text{sen}^2 \omega_c t = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega_c t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t$$

Se puede ver que la salida del demodulador balanceado contiene un voltaje positivo (+ $\frac{1}{2} V$) y la señal coseno al doble de la frecuencia de la portadora ($2\omega_c$). El filtro pasabajos tiene una frecuencia de corte mucho más baja que $2\omega_c$ bloqueando de esta forma la segunda armónica de la portadora y deja pasar solamente la componente positiva constante, recordemos que un voltaje positivo representa a un estado lógico 1.



Para una señal de entrada BPSK de $-\text{seno } \omega_c t$ (estado lógico 0), la salida del demodulador balanceado es:

$$Salida = (-\text{sen } \omega_c t) \times (\text{sen } \omega_c t) = -\text{sen}^2 \omega_c t = \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega_c t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t$$

Se puede ver que la salida del demodulador balanceado contiene un voltaje negativo ($-\frac{1}{2} V$) y la señal coseno al doble de la frecuencia de la portadora ($2\omega_c$). El filtro pasabajos tiene una frecuencia de corte mucho más baja que $2\omega_c$ bloqueando de ésta forma la segunda armónica de la portadora y deja pasar solamente la componente negativa constante, recordemos que un voltaje negativo representa a un estado lógico 0.

9.2 QUATERNARY PHASE SHIFT KEYING (QPSK)

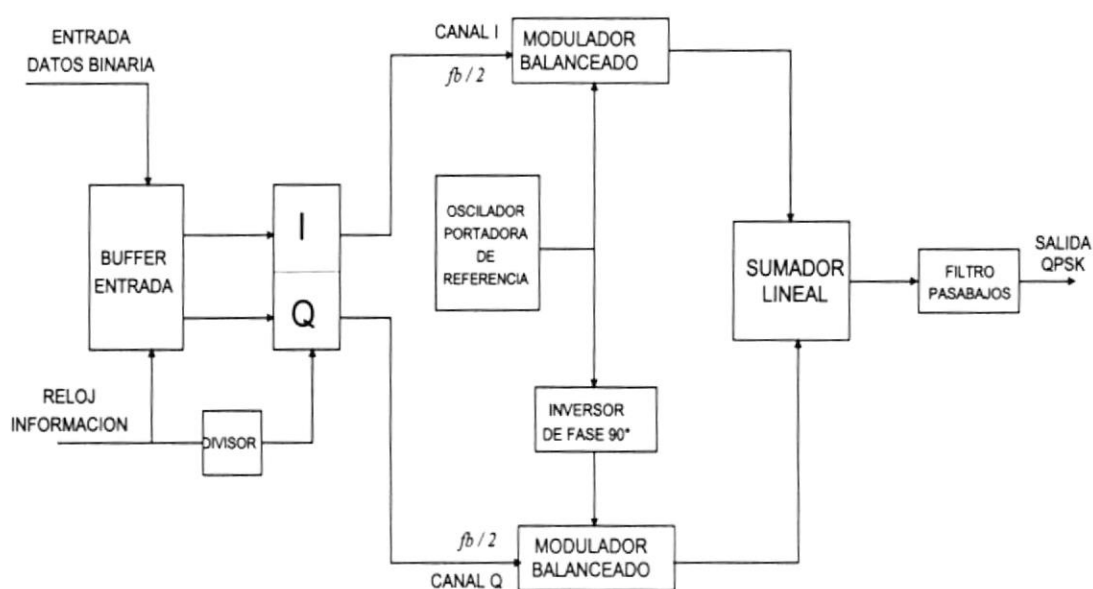
QPSK es otro ejemplo de técnica de encodificación *M-ario* donde $M=4$. Con esta técnica es posible obtener 4 fases de salida para una misma portadora, por este motivo deben existir cuatro condiciones diferentes a la entrada del modulador. Dado que la entrada a modulador QPSK es binaria, para producir las cuatro entradas se necesita más que un simple bit de entrada. Con 2 bits son posibles cuatro combinaciones: 00, 01, 10, 11. De esta forma con QPSK la entrada de datos binario es combinada dentro de grupos de 2 bits llamados *dibits*. Cada código dicit genera una de las cuatro fases de salida posibles.

9.2.1 MODULADOR QPSK.-

Según el diagrama se observa que, de un dicit, un bit es enviado al canal I mientras que el otro bit al canal Q. El bit I modula una portadora que está en fase

con el oscilador de referencia (I viene de “*In Phase channel*”), mientras que el bit Q modula una portadora que está 90° desfasada o en cuadratura con la señal de referencia (Q viene de “*Quadrature Channel*”). Se puede ver en el diagrama que una vez dividida la señal y enviada a los canales I y Q, la operación es la misma que en un modulador BPSK. Un modulador QPSK está compuesto esencialmente por dos moduladores BPSK combinados en paralelo. La regla del estado lógico $1 = +1$ V y $0 = -1$ V se repite, es posible encontrar 2 fases a la salida del modulador balanceado I ($+\text{seno } \omega_c t$ y $-\text{seno } \omega_c t$), también se puede encontrar 2 fases a la salida del modulador balanceado Q ($+\text{cos } \omega_c t$ y $-\text{cos } \omega_c t$). Cuando el sumador lineal combina las dos señales en cuadratura se pueden obtener cuatro resultados posibles que se originan por las siguientes expresiones:

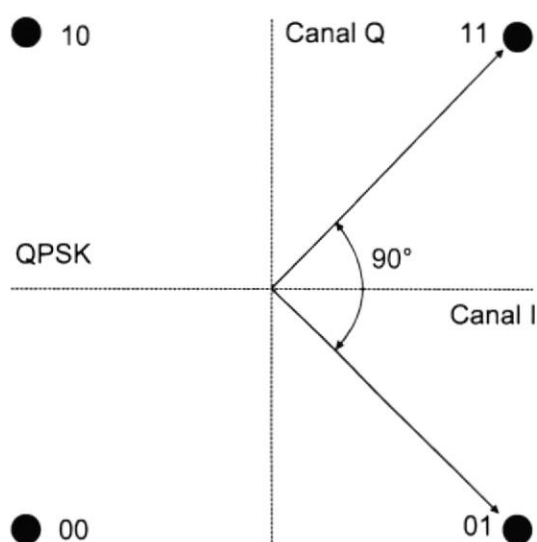
$$+\text{sen } \omega_c t + \text{cos } \omega_c t, +\text{sen } \omega_c t - \text{cos } \omega_c t, -\text{sen } \omega_c t + \text{cos } \omega_c t \quad \text{y} \quad -\text{sen } \omega_c t - \text{cos } \omega_c t$$



En la próxima figura se puede observar la tabla de la verdad de la cual se define el diagrama de constelación que se aplica a la técnica QPSK.

(Tabla de verdad)

IN BIN		FASE DE SALIDA		
Q	I		QPSK	
0	0	-135°	$-\cos \omega_c t - \text{seno } \omega_c t$	$\text{Seno } (\omega_c t - 135^\circ)$
0	1	-45°	$-\cos \omega_c t + \text{seno } \omega_c t$	$\text{Seno } (\omega_c t - 45^\circ)$
1	0	$+135^\circ$	$\cos \omega_c t - \text{seno } \omega_c t$	$\text{Seno } (\omega_c t + 135^\circ)$
1	1	$+45^\circ$	$\cos \omega_c t + \text{seno } \omega_c t$	$\text{Seno } (\omega_c t + 45^\circ)$



Con la técnica QPSK, como los datos de entrada son divididos en dos canales el rango de información en cada uno de los canales I y Q es igual a la mitad de la relación de bits de entrada ($f_b/2$). Sería consecuente decir que la frecuencia fundamental más alta presente en la información que entra a los canales I y Q es igual a $1/4$ de la relación de datos de entrada (la mitad de $f_b/2 = f_b/4$). Como resultado la salida de los moduladores balanceados I y Q requiere un ancho de banda mínimo igual a la mitad de la relación de bits de entrada ($f_n =$ al doble de $f_b/4 = f_b/2$). De esta forma con QPSK nos damos cuenta que se lleva a cabo una compresión de ancho de banda.

La salida de los moduladores balanceados puede expresarse matemáticamente como:

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

donde:

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

de esta forma:

$$\text{Salida} = \left(\text{sen } 2\pi \times \frac{f_b}{4} t \right) \times (\text{sen } 2\pi \times f_c t) \times \frac{1}{2} \cos 2\pi \left(f_c - \frac{f_b}{4} \right) t - \frac{1}{2} \cos 2\pi \left(f_c + \frac{f_b}{4} \right) t$$

El espectro de la frecuencia de salida se expande de $f_c + f_b / 4$ a $f_c / 4$ y el ancho de banda mínimo es:

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

En un modulador QPSK con una relación de información (f_n) de 10 Mb y una portadora a la frecuencia de 70 MHz, cual sería el ancho de banda consumido.

$$f_b Q = f_b I = \frac{f_b}{2} = \frac{10Mb}{2} = 5Mb$$

La frecuencia más alta que se presenta en cada modulador balanceado es:

$$f_a = \frac{f_b Q}{2} = \frac{5Mb}{2} = 2,5MHz$$

La salida de cada modulador balanceado es:

$$\frac{1}{2} \cos 2\pi(70 - 2,5)t + \frac{1}{2} \cos 2\pi(70 + 2,5)t = \frac{1}{2} \cos 2\pi(67,5)t + \frac{1}{2} \cos 2\pi(72,5)t$$

La frecuencia mínima será 67,5 MHz y la máxima 72,5 MHz. El ancho de banda mínimo resulta:

$$f_n = (72,5 - 67,5) = 5\text{MHz}$$

Si comparamos este resultado con el ejemplo citado en la técnica BPSK notaremos un considerable ahorro de ancho de banda.

9.2.2 DEMODULADOR QPSK.

Se observa en el diagrama en bloques que un divisor envía la señal QPSK a los detectores de producto I y Q. El circuito de recuperación de portadora reproduce la señal de referencia original, la portadora recuperada debe coincidir con la fase y frecuencia de la señal transmitida.

La señal QPSK se demodula en los detectores de producto I y Q los cuales generan los bits originales I y Q, la salida de los detectores de producto alimentan la entrada del circuito combinador de bits donde son convertidos de canales paralelos I y Q a una trama simple de bits.

La señal QPSK entrante puede ser cualquiera de las cuatro fases posibles. Matemáticamente el proceso se puede describir, por ejemplo, imaginemos que la señal a la entrada del detector de producto I sea $-\text{seno } \omega_c t + \text{coseno } \omega_c t$. La otra entrada es la portadora recuperada ($\text{seno } \omega_c t$), la salida del detector de producto I será entonces:

$$\begin{aligned}
 I &= (-\operatorname{sen} \omega_c t + \cos \omega_c t) \times (\operatorname{sen} \omega_c t) = (-\operatorname{sen} \omega_c t \times \operatorname{sen} \omega_c t) + (\cos \omega_c t \times \operatorname{sen} \omega_c t) \\
 &= -\operatorname{sen}^2 \omega_c t + (\cos \omega_c t \times \operatorname{sen} \omega_c t) = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega_c t) + \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega_c + \omega_c)t + \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega_c - \omega_c)t
 \end{aligned}$$

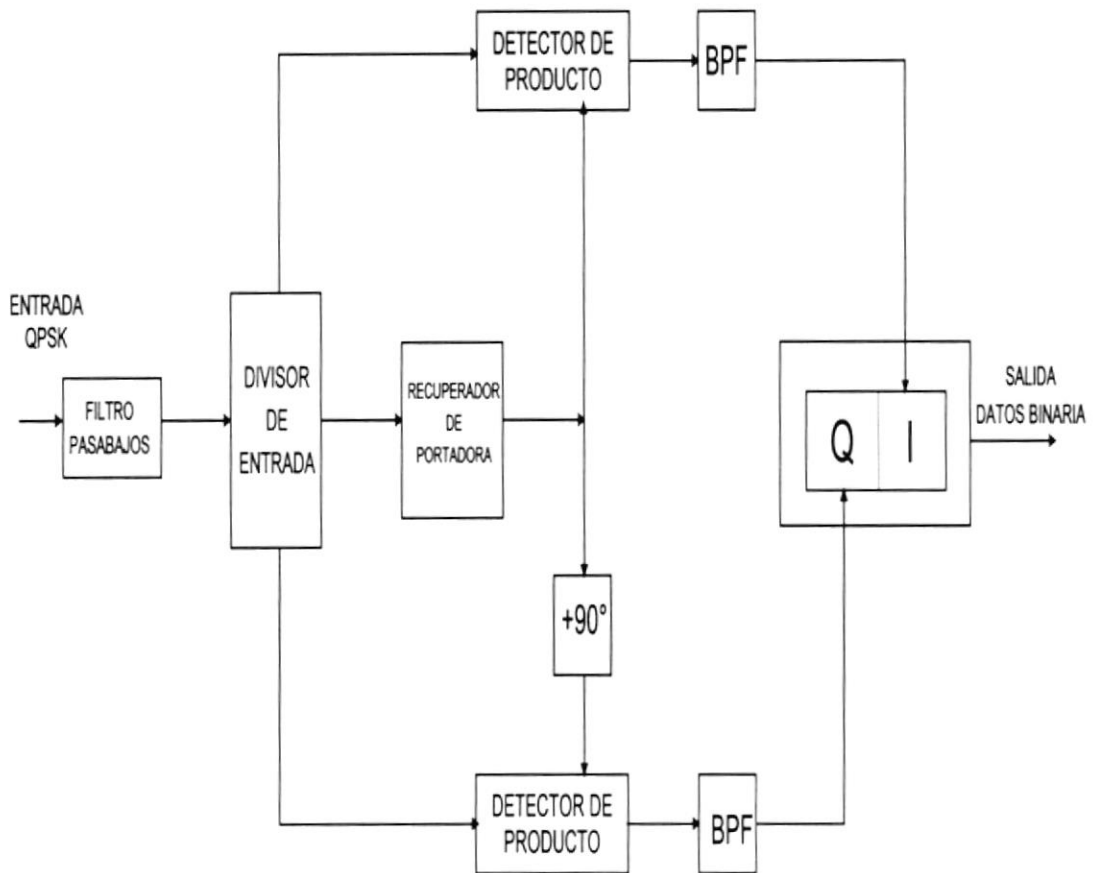
$$I = -\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t + \frac{1}{2} \operatorname{sen} 2\omega_c t + \frac{1}{2} \operatorname{sen} 0 = -\frac{1}{2}V \text{ (estado l\u00f3gico 0)}$$

La salida del detector de producto Q para el mismo caso teniendo en cuenta el desplazamiento de 90° (coseno $\omega_c t$) es entonces:

$$\begin{aligned}
 Q &= (-\operatorname{sen} \omega_c t + \cos \omega_c t) \times (\cos \omega_c t) = \cos^2 \omega_c t - (\operatorname{sen} \omega_c t \times \cos \omega_c t) \\
 &= \frac{1}{2}(1 + \cos 2\omega_c t) - \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega_c + \omega_c)t - \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega_c - \omega_c)t
 \end{aligned}$$

$$Q = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t - \frac{1}{2} \operatorname{sen} 2\omega_c t - \frac{1}{2} \operatorname{sen} 0 = \frac{1}{2}V \text{ (estado l\u00f3gico 1)}$$

La posici\u00f3n en fase de los bits I y Q demodulados (0 y 1) corresponden al diagrama de constelaci\u00f3n.



9.3 EIGHT PHASE SHIFT KEYING (8-PSK)

En ésta técnica de modulación hay 8 fases posibles, para encodificar estas ocho fases, los datos de entrada se consideran en grupos de 3, llamados tribits ($2^3 = 8$).

9.3.1 MODULADOR 8-PSK.-

La trama de datos serie ingresan al modulador pasando por el divisor de bits donde se convierte en una salida paralela de 3 canales (canal I; canal Q y canal C o “Control Channel”).

La razón de velocidad en cada uno de los 3 canales es $fb/3$. Los bits en los canales I y C ingresan al convertidor de nivel 2 a 4 del canal I, los bits del canal Q y € ingresan al convertidor de nivel 2 a 4 del canal Q.

Los convertidores de nivel 2 a 4 son convertidores analógico digitales de entrada paralela. Con 2 bits de entrada se obtienen 4 voltajes a la salida, el algoritmo para el conversor analógico digital (CAD) es relativamente simple, el bit I ó Q determina la polaridad de la salida analógica de señal (lógica 1 = + V y lógica 0 = - V) mientras los bits C y € determinan la magnitud de la señal (lógica 1=1,307 V y lógica 0=0,541 V). Con dos magnitudes y dos polaridades se consiguen cuatro diferentes condiciones.

La tabla de la verdad puede aclarar un poco más el tema:

<i>I</i>	<i>C</i>	<i>Salida</i>	<i>Q</i>	<i>€</i>	<i>Salida</i>
0	0	- 0,541 V	0	1	- 1,307 V
0	1	- 1,307 V	0	0	- 0,541 V
1	0	+ 0,541 V	1	1	+ 1,307 V
1	1	+ 1,307 V	0	0	+ 0,541 V

Tabla del canal I

Tabla del canal Q

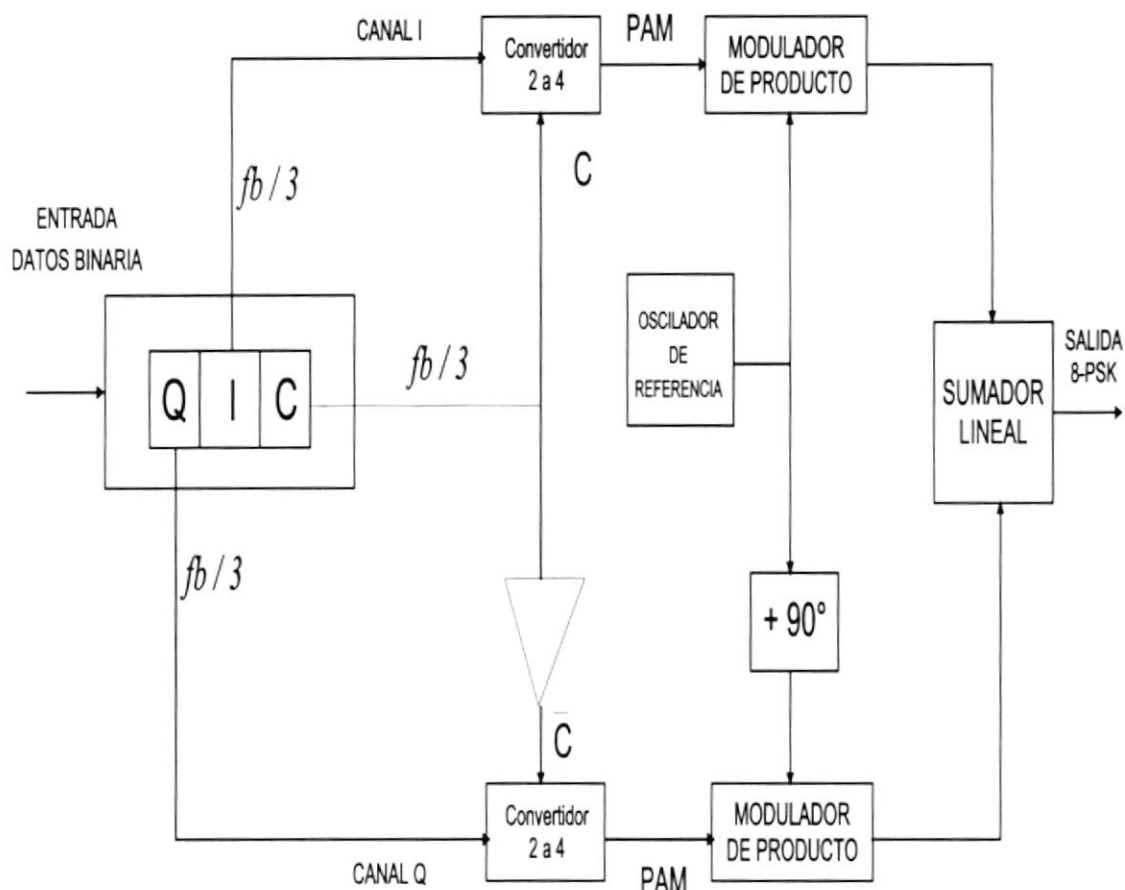
La siguiente tabla muestra la separación angular entre cualquier vector que sea adyacente, se nota que éste ángulo es de 45° , la mitad que en el caso de QPSK.

8-PSK puede inclusive llegar a tener $22,5^\circ$ de desplazamiento en la fase sin perder la integridad de la señal.

Cada vector es de igual magnitud, la condición del tribit está contenida en la fase de la señal. Los niveles de la modulación por amplitud de pulso (PAM) de 0,541 y 1,307 son relativos, se puede utilizar cualquier nivel con la condición que la relación sea $0,541/1,307$ y su arco tangente igual a $22,5^\circ$. Si por ejemplo estos valores se duplicaran (2,614 y 1,082) las fases de los ángulos resultantes no deberían cambiar.

Entrada Binaria			Fase de
Q	I	C	Salida 8-PSK
0	0	0	$- 112,5^\circ$
0	0	1	$- 157,5^\circ$
0	1	0	$- 67,5^\circ$
0	1	1	$- 22,5^\circ$
1	0	0	$+ 112,5^\circ$
1	0	1	$+ 157,5^\circ$
1	1	0	$+ 67,5^\circ$
1	1	1	$+ 22,5^\circ$

(Tabla de verdad)



La técnica 8-PSK divide los datos de entrada en tres canales, la relación de velocidad en los canales I; Q ó C es igual a $1/3$ de la velocidad de entrada ($f_b/3$). Como estos tres canales habilitan su salida en paralelo y simultáneamente, los convertidores de nivel 2 a 4 también ven un cambio en sus entradas ($f_b/3$). En un modulador 8-PSK hay un cambio de fase a su salida cada 3 bits de entrada. Así los bauds para 8-PSK equivalen a ($f_b/3$). En este caso los moduladores de producto reflejan a su salida el producto entre la portadora y el PAM. Matemáticamente se expresa:

$$\theta = (X \operatorname{sen} \omega_c t) \times (\operatorname{sen} \omega_c t)$$

Donde:

$$\omega_a t = 2\pi \frac{f_b}{6} t \quad \text{y} \quad \omega_c t = 2\pi f_c t$$

$$X = \pm 1,307 \quad \text{ó} \quad 0,541$$

Así que:

$$\theta = \left(X \operatorname{sen} 2\pi \frac{f_b}{6} t \right) \times (\operatorname{sen} 2\pi f_c t) = \frac{X}{2} \cos 2\pi \left(f_c - \frac{f_b}{6} \right) t - \frac{X}{2} \cos 2\pi \left(f_c + \frac{f_b}{6} \right) t$$

El espectro de salida se extiende desde $f_c + f_b / 6$ hasta $f_c - f_b / 6$ y el ancho de banda mínimo (f_n) es:

$$\left(f_c + \frac{f_b}{6} \right) - \left(f_c - \frac{f_b}{6} \right) = \frac{2f_b}{6} = \frac{f_b}{3}$$

Para un modulador 8-PSK con una velocidad de datos de entrada (f_n) de 10 Mb y una portadora centrada en 70 MHz, cual sería el ancho de banda consumido?

La velocidad en los canales I, Q y C es igual a 1/3 de la velocidad de entrada:

$$f_{bc} = f_{bQ} = f_{bl} = \frac{10Mb}{3} = 3,33Mb$$

Por lo tanto, la velocidad de cambio más rápida y frecuencia fundamental más alta presentada en cada modulador balanceado es:

$$f_a = \frac{f_{bc}}{2} = \frac{3,33}{2} = 1,667Mb$$

La frecuencia de salida ocupará un espacio según:

$$\begin{aligned} (\sin 2\pi f_a t) \times (\sin 2\pi f_c t) &= \frac{1}{2} \cos 2\pi(f_c - f_a)t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(f_c + f_a)t \\ &= \frac{1}{2} \cos 2\pi(70 - 1,667)t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(70 + 1,667)t = \frac{1}{2} \cos 2\pi(68,333)t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(71,667)t \end{aligned}$$

La frecuencia mínima será 68,333 MHz y la máxima 71,667 MHz. El ancho de banda mínimo resulta:

$$f_n = (71,667 - 68,333) = 3,333MHz$$

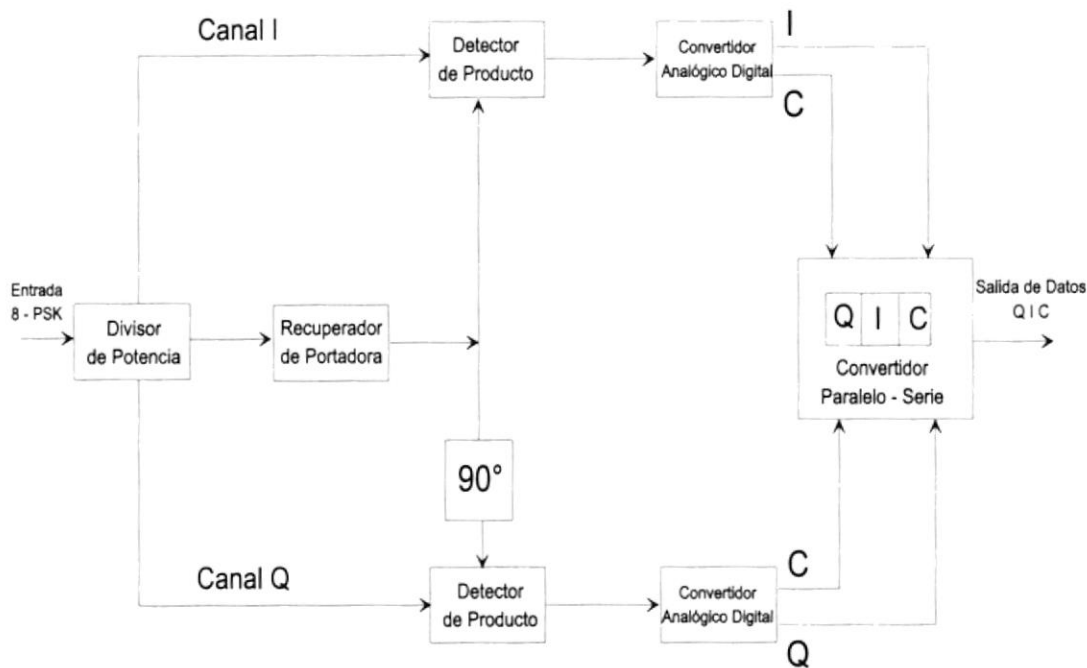
Se observa que para la misma velocidad de entrada, el ancho de banda mínimo requerido para pasar la salida de un modulador 8-PSK es de un 30% del necesario para BPSK y un 50% para QPSK.

9.3.2 DEMODULADOR 8-PSK.-

En la figura se observa que el divisor envía la señal 8-PSK hacia los detectores de producto I y Q además del circuito de recuperación de portadora, éste circuito reproduce la portadora original. La señal entrante se mezcla con la portadora recuperada en el detector de producto I y con una portadora desfasada 90° en el detector de producto Q.

Las salidas de los detectores de producto son señales PAM de 4 niveles que son ingresadas en convertidores analógico digitales (ADC's) de 4 a 2. Las salidas del convertidor 4 a 2 del canal I, además de los bits I y C, mientras que las salidas del convertidor 4 a 2 del canal Q son los bits Q y E. El circuito lógico Serie - Paralelo convierte los pares de bits I/C y Q/E en tramas de datos serie I, Q y C.

Se presenta el diagrama de bloques del demodulador:



Demodulador 8 – PSK

9.4 FORWARD ERROR CORRECTION (FEC)

Es común encontrar este parámetro en el menú de configuración de los módems satelitales. Para entender los valores a configurar tenemos que tener en cuenta qué significa este parámetro

Estos dispositivos consisten en someter a la secuencia de bits, antes de su modulación y transmisión, a una codificación mediante la cual se añaden nuevos dígitos para establecer en la secuencia binaria resultante determinadas relaciones que, conocidas y aplicadas en sentido inverso por el codificador de recepción, permiten detectar y corregir cierta proporción de errores. Cuando leemos en el panel del módem FEC $\frac{1}{2}$, esto significa que por cada bit original se transmiten 2

bits codificados; si leemos FEC $\frac{3}{4}$, por cada 3 bits originales se transmiten 4 bits codificados.

Este proceso digital de la señal permite rebajar la tasa de errores de la transmisión, gracias a la información redundante añadida que relaciona los bits entre si, y reduciendo el daño del ruido impulsivo mediante la distribución de la información de cada bit inicial en varios bits de la corriente codificada.

Para conocer cual es la mejora que supone introducir un determinado tipo de codificación, se suelen utilizar gráficas que relacionan la tasa de errores en función del E_b/N_0 disponible. El E_b es el valor resultante de dividir la potencia de la portadora recibida entre el número de bits de información por segundo, sin considerar los agregados por el proceso de codificación.

9.5 EL E_b/N_0 EN UN ENLACE

Las técnicas de modulación por Desplazamiento de Fase (PSK) comprenden la modulación bifásica o BPSK, que representa un código binario mediante las dos fases 0 y π , y la modulación cuadrifásica o QPSK, que representa dos códigos binarios mediante las fases cuadráticas 0 , $\pi/2$; π y $3\pi/2$. En general, la modulación multifásica representa n códigos binarios mediante 2^n fases. No obstante, dado que los márgenes que deben preverse para el ruido o la interferencia se tornan mayores con cada aumento del número de fases, los sistemas de orden superior (más de

cuatro fases) exigen potencias mucho mayores que los de dos ó cuatro fases para obtener la misma calidad de funcionamiento.

Es por ello que las técnicas de modulación más usadas hasta este momento son BPSK y QPSK. Esta última constituye la mejor solución de transacción (la más utilizada en SCPC hasta el momento) entre el consumo de potencia y el ancho de banda requerido para una portadora de este tipo.

La calidad de transmisión de estos sistemas se evalúa por la proporción de bits errados. En los sistemas de desplazamiento de fase los errores son causados por ruido térmico, interferencia intersímbolo y la fluctuación de fase de la portadora recuperada y de la temporización de los bits. Veamos en primer término la proporción de bits errados que son originados por el ruido térmico.

Cuando se añade ruido Gaussiano a una señal BPSK, la proporción de bits errados P_e de la señal viene dado por:

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2 \times \pi \times N}} \int_A^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2N}\right) dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{A^2}{2N}}$$

en la cual A es la amplitud de la envolvente de la señal PSK a la salida del filtro de recepción en el momento de decisión y:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2) dt$$

Cuando se emplea como filtro de recepción un filtro adaptado, $A^2/2N$ alcanza el valor máximo, que es igual a Eb/N_0 , donde Eb es la energía por bit de información de la señal PSK y N_0 es la potencia de ruido por Hertz a la entrada del filtro de recepción.

En el caso de QPSK, el proceso de demodulación equivale a la detección coherente de la señal BPSK con un nivel 3 dB inferior al de la señal QPSK de entrada, la señal PSK de entrada se detecta en forma coherente mediante un par de portadoras de referencia ortogonales entre sí y cuya fase está desplazada 45° respecto a la fase de la señal de entrada. En tal caso, la proporción de bits errados P_e de la QPSK viene dada por:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{A^2}{4N}}$$

Si se utiliza un filtro adaptado como filtro de recepción, $A^2/4N$ es igual a $E/2N_0$, donde E es la energía por símbolo de la señal QPSK a la entrada del filtro de recepción, y $E=2Eb$, dado que un símbolo de la señal QPSK consiste en un par de bits. Por lo tanto, la proporción de bits errados de la PSK coherente cuadrifásica en función del Eb/N_0 es idéntica a la de la PSK coherente bifásica.

Si se compara el C/N necesario para la modulación QPSK con el necesario en la modulación BPSK, se comprueba que el primer tipo de modulación exige 3 dB más de C/N que el segundo. Debe destacarse también que la proporción de bits errados del sistema de modulación de fase diferencial es igual al doble de la correspondiente al sistema de modulación de fase no diferencial.

En la recomendación 522 del CCIR se especifican los criterios de calidad de funcionamiento para los circuitos telefónicos. Existen tres criterios diferentes correspondientes a diferentes porcentajes de tiempo.

Se requieren los siguientes valores teóricos de E_b/N_0 para obtener las proporciones de bits errados que se indican:

$$10^{-3} \quad : \quad E_b/N_0 = 6,7 \text{ dB}$$

$$10^{-4} \quad : \quad E_b/N_0 = 8,4 \text{ dB}$$

$$10^{-6} \quad : \quad E_b/N_0 = 10,4 \text{ dB}$$

Siendo R la velocidad binaria de transmisión en bits por segundo (R bit/s); $E_b \times R$ será igual a la potencia de la portadora C , se obtendrá por lo tanto la siguiente ecuación:

$$E_b / N_0 = (C / T) \times (1 / k) \times (1 / R)$$

dado que $N_0 = kT$

$$E_b / N_0 = (C / T) - 10 \log k - 10 \log R = (C / T) + 228,6 - 10 \log R \text{ dB}$$

Por lo tanto para un valor umbral de 10^{-4} , de la proporción de bits errados con:

$$(C / T)_{th} = 10 \log R - 220,2 + M \quad \text{dB (W/K)}$$

donde M es el margen.

Al calcular la relación de C/T necesaria deben añadirse márgenes a los valores teóricos para tener en cuenta las degradaciones originadas por causas distintas del ruido térmico. Siempre y cuando estas degradaciones sean pequeñas comparadas con la causada con el ruido térmico, suele considerarse que tienen distribuciones Gaussianas y su potencia puede sumarse a la del ruido térmico. No obstante, muchas veces las degradaciones adicionales no serán pequeñas, en cuyo caso será necesario recurrir a análisis más detallados.

Otra causa de errores muy importante es la interferencia intersímbolos. Esta es causada por las características de FI del módem PSK, la respuesta de frecuencia del transponder del satélite y en particular las limitaciones de banda y alinealidades de los tubos de onda progresivas (TWT). Cuando se aumenta el ancho de banda del filtro, disminuye la interferencia intersímbolo pero aumenta el ruido térmico. Por consiguiente, se utiliza por lo general un ancho de banda del filtro multiplicada por un factor de 1,05 a 1,2 con lo que se estima que la degradación de la relación C/N debida a la interferencia intersímbolo va de 1,5 a 2 dB.

La limitación de ancho de banda de la portadora PSK conduce a la pérdida de las componentes más elevadas del espectro y produce componentes con modulación de amplitud. Estas últimas aumentan la distorsión de fase de la portadora PSK a causa de la conversión modulación de amplitud – modulación de fase que tiene a lugar en el transponder del satélite.

Si se considera que los trenes de bits en fase y en cuadratura son independientes, el ancho de banda en el que se distribuye la potencia en QPSK es exactamente la mitad de la correspondiente a BPSK a la misma velocidad binaria *. Por consiguiente, a fin de transmitir datos a R bit/s, los anchos de banda necesarios en las situaciones ideales serían R Hz para BPSK y $R/2$ para QPSK. No obstante, debido a las características reales de los filtros, los anchos de banda de transmisión

empleados en comunicaciones por satélite son 1,2 veces superiores a los valores ideales indicados.

(*): La densidad espectral de potencia normalizada de la señal se expresa por:

$$p(f) = \frac{1}{\beta R} \left(\frac{\text{sen}(\pi f / \beta R)}{\pi f / \beta R} \right)^2$$

donde R es la velocidad binaria; f es la frecuencia y β tiene el valor 1 para BPSK y 0,5 para QPSK.

Para obtener una mayor eficiencia de la utilización del espectro medido en bits por Hertz que la proporcionada por los métodos de modulación antes descritos, deben utilizarse métodos con mayor número de estados, dado que la ocupación del espectro se reduce en un factor igual al logaritmo en base 2 del número de estados.

La modulación 8PSK que emplea ocho estados de fase parecería presentar muchas ventajas respecto a este tema. Aunque la mayor eficiencia de utilización del espectro está penalizada por una mayor sensibilidad al ruido. Con el objeto de obtener una misma proporción de errores que se obtiene con QPSK, la relación E_b/N_0 debe incrementarse unos 3 dB para una proporción de errores de 10^{-5} , con lo que la ventaja queda neutralizada con una mayor congestión del espectro.

Para mejorar la calidad de funcionamiento con una eficiencia de utilización del espectro determinada, es necesario utilizar métodos con mayor número de estados, integrados con un código corrector de errores.

Por ejemplo, una señal codificada con un código de relación $R=2/3$, que se modula en 8PSK, origina una ocupación del espectro igual a una modulada QPSK, pero será de mejor calidad con la utilización del algoritmo VITERBI para la decodificación.

Las últimas técnicas de corrección aplicadas para este tipo de modulación se basan en la utilización codificación convolucional VITERBI concatenada con codificación en bloques REED SOLOMON, de esta forma, la potencia requerida es bastante más reducida a cambio de utilizar mayor ancho de banda en Hz.

A los efectos de evaluar las diferencias entre los diferentes tipos de modulación se publican a continuación las fórmulas que definen la ocupación de los diferentes tipos de portadora en un transponder:

$$BPSK = V/F \times 1,5$$

$$QPSK = (V/F \times 0,5) \times 1,4$$

$$QPSK + RS = ((V/F \times 0,5) \times 13/12) \times 1,4$$

$$8PSK = (V/F \times 1/3) \times 1,4$$

$$8PSK + RS = ((V/F \times 1/3) \times 13/12) \times 1,4$$

$$16QAM = (V/F \times 1/4) \times 1,4$$

$$16QAM + RS = ((V/F \times 1/4) \times 13/12) \times 1,4$$

Donde V es la velocidad binaria y F el valor fraccionario para los bits de corrección. La siguiente tabla muestra para una velocidad determinada la diferencia en el consumo de ancho de banda.

El motivo por el cual los resultados son siempre números enteros es debido a que por cuestiones de un máximo aprovechamiento del segmento espacial arrendado, se redondean los resultados obtenidos en las fórmulas anteriores a múltiplos de 25 KHz. Un ejemplo:

Data Rate Kb:	1024
F.E.C. :	3/4

QPSK :	975,00	KHz
QPSK + RS :	1050,00	KHz
8PSK :	650,00	KHz
8PSK + RS :	700,00	KHz
16QAM :	500,00	KHz
16QAM + RS :	525,00	KHz

El criterio para definir un valor de E_b/N_0 que se aplique a los enlaces está determinado por el objetivo de calidad que debería alcanzar el servicio o producto ofrecido. Para un enlace SCPC, el BER esperado es de $1E^{-9}$, para este valor los diferentes tipos de módem tienen publicada en su manual de instalación una curva que es la que define los valores que se deben alcanzar para cumplir con los objetivos.

A continuación se describe la tabla que debe respetarse al momento de ajustar un enlace de este tipo.

<i>MODULACION</i>	<i>CODIFICACION</i>	<i>F.E.C.</i>	<i>E_b/N₀</i>
<i>QPSK</i>	<i>VITERBI</i>	<i>1/2</i>	<i>8,1</i>
<i>QPSK</i>	<i>VITERBI</i>	<i>3/4</i>	<i>9,8</i>
<i>QPSK</i>	<i>VITERBI</i>	<i>7/8</i>	<i>10,9</i>
<i>QPSK</i>	<i>SEQUENTIAL</i>	<i>1/2</i>	<i>6,6</i>
<i>QPSK</i>	<i>SEQUENTIAL</i>	<i>3/4</i>	<i>7,6</i>
<i>QPSK</i>	<i>SEQUENTIAL</i>	<i>7/8</i>	<i>9,2</i>
<i>QPSK</i>	<i>VITERBI + RS</i>	<i>1/2</i>	<i>4,3</i>
<i>QPSK</i>	<i>VITERBI + RS</i>	<i>3/4</i>	<i>5,8</i>
<i>BPSK</i>	<i>SEQUENTIAL</i>	<i>1/2</i>	<i>6,3</i>
<i>BPSK</i>	<i>SEQUENTIAL</i>	<i>3/4</i>	<i>7,3</i>
<i>8-PSK</i>	<i>VITERBI</i>	<i>2/3</i>	<i>10,2</i>

<i>16QAM</i>	<i>VITERBI</i>	<i>3/4</i>	<i>12,6</i>
<i>16QAM</i>	<i>VITERBI</i>	<i>7/8</i>	<i>13,6</i>
<i>8-PSK</i>	<i>VITERBI + RS</i>	<i>2/3</i>	<i>6,9</i>
<i>16QAM</i>	<i>VITERBI + RS</i>	<i>3/4</i>	<i>9,0</i>
<i>16QAM</i>	<i>VITERBI + RS</i>	<i>7/8</i>	<i>10,5</i>

Los valores indicados en “*negrita*” corresponden a las velocidades y F.E.C. mas utilizados en los enlaces implementados en la actualidad.

El exceso de nivel en los extremos de un enlace SCPC se traducen en un exceso de potencia consumida en los amplificadores (SSPA y TWT) de las estaciones terrenas y los satélites, teniendo como resultado final la posibilidad de un incremento en el ruido generado por productos de intermodulación, causas tales como mal apuntamiento de una estación remota muchas veces exige que se incremente la potencia de los dos amplificadores que componen el enlace generándose de ésta forma una causa encubierta de problemas debido a que el E_b/N_0 que está mostrando el módem al final de la historia puede parecer el correcto, pero la potencia consumida en el transponder y HPA's no es la especificada en el cálculo de enlace pudiendo presentarse graves problemas de intermodulación que pueden afectar más de un servicio si ésta situación se repite.

10.- ANALISIS DE LA RADIACION DE LOS CAMPOS ELECTROMAGNETICOS EN ESTACIONES SATELITALES SCPC

De acuerdo a nuestro requerimiento de información acerca de los niveles de los campos electromagnéticos de las estaciones satelitales SCPC y sus posibles consecuencias sobre los tejidos vivos, en el presente documento se realiza un análisis y cálculo de densidad de potencia por cm^2 generada por una Antena Parabólica Satelital tipo offset con tráfico SCPC de 3.8 mts. Operando en la Banda de 5,850 \rightarrow 6,250 GHz (Banda C). Este cálculo se realiza considerando las fórmulas para campo electromagnético lejano para luego compararlas con las recomendaciones **IEEE C95.1.1991**, publicadas en Abril 27 de 1992 "*IEEE Standard for Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 Khz to 300 Ghz.*".

A los efectos de calcular la elevación de trabajo de la Antena se consideran los siguientes valores medidos en Guayaquil y Quito con la ayuda de un instrumento GPS (Global Positionning System)

Guayaquil

Latitud = 2,1°

Longitud = 79, 1°

Satélite = PANAMSAT 1

Quito

Latitud = 0.3°

Longitud = $78,6^\circ$

Satélite = PANAMSAT 1

Ubicación sobre el Cinturón de Clarke = 315° E

Para estos datos se obtuvo como resultado un ángulo de elevación de $68,29^\circ$ respecto del plano horizontal.

$G(\varphi)$ = Ganancia de una antena en un ángulo φ

Según la recomendación 465 del CCIR, para aquellas Antenas donde la relación D/λ (Diámetro/Longitud de onda) sea mayor que 100 se debe aplicar:

$$G(\varphi) = 32 - 25 \log(\varphi)$$

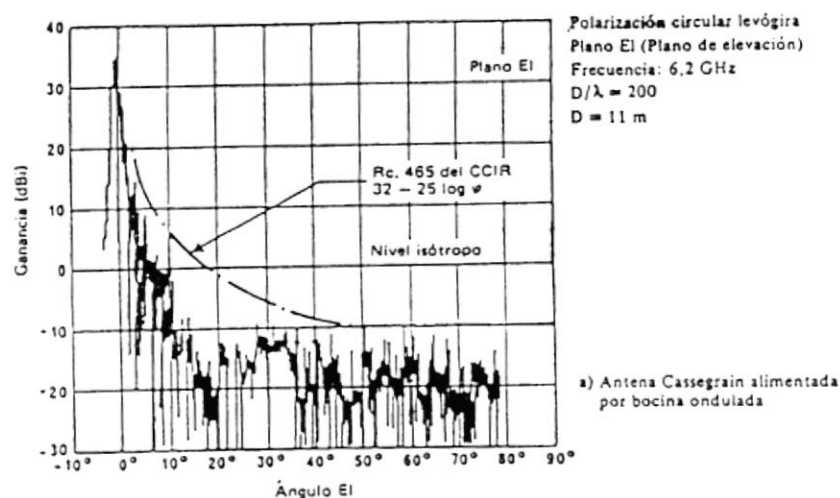
φ = Ángulo de elevación de la antena respecto de la horizontal.

$$\varphi = 45^\circ$$

$$G(\varphi) = 32 - 25 \log(45)$$

$G(\varphi) = -9.33 \text{ dBi}$

Para aquellos reflectores que cumplen con la fórmula $G(\varphi)$ la misma recomendación del CCIR indica que a partir de los 48° del lóbulo principal, la Antena pierde 10 dB:



De ésta forma se tiene entonces:

$$G(\varphi) = -10,00 \text{ dBi}$$

Se asume una potencia entregada por el Amplificador igual a 10 Watts, este valor es considerado para la activación de todas las portadoras especificadas para ésta estación según los cálculos de enlace confeccionados oportunamente. Este debe considerarse el peor caso, ya que en la realidad la potencia transmitida por el lóbulo principal es sensiblemente menor, entonces:

$$\text{Pot Tx} = 10 \log 10 \text{ Watts}$$

$$\text{Pot Tx} = 10 \text{ dBw}$$

Tomando en consideración que el cable que une al amplificador con la boca de Guía de Onda aporta una atenuación máxima de **1,8 dB** y el FEED aporta a su vez una atenuación de **0,2 dB**, La potencia radiada (PIRE) en la dirección frontal de la antena con un ángulo φ y tomando en cuenta los valores de atenuación mencionados:

PIRE (φ) = Pot Tx - Pérdida cable - Pérdida en el Feed + Ganancia de la antena en φ

$$\text{PIRE} (\varphi) = 10 \text{ dBw} - 1,8 \text{ dB} - 0,2 + (-10,00 \text{ dBi})$$

$$\text{PIRE} @ 45^\circ = 2,00 \text{ dBw}$$

Se debe entonces calcular la pérdida de espacio libre. Se supone una distancia mínima entre la antena y una persona igual a 5 mt (500 cm) considerando que el reflector tiene una altura superior a los 3 mts respecto al nivel del suelo.

$$L = 10 \log (4 \pi d / \lambda)^2$$

Donde:

L = pérdida del espacio libre

d = distancia en cm = 500 cm

λ = longitud de onda = 5 cm (para una frecuencia de 6 GHz)

Por lo tanto:

$$L = 10 \log (4 \times 3.14 \times 500 / 5,020)$$

$$\mathbf{L = 30,97dB}$$

Este valor indica la atenuación de la señal a una distancia igual a 5 metros.

CÁLCULO DE LA DENSIDAD DE PIRE A 5 METROS

Para este cálculo se toma que a 5 metros de distancia se instala una antena cuya superficie es de 1 m² y su ganancia máxima, según cálculos, es de 46 dBi. Por lo tanto la Densidad de Potencia (DP) por cm² a esa distancia es:

$$DP \text{ (por cm}^2\text{)} = \text{PIRE} - \text{Pérdida en el espacio libre} + \text{Ganancia de la antena de 1 m}^2$$

$$DP = -2,00 \text{ dBw} - 30,99 \text{ dB} + 46 \text{ dBi}$$

$$\mathbf{DP=13.01dBw^2}$$

Para convertir a dBw/cm² primero se debe convertir a W/m², entonces:

$$13,01 \text{ dBw/m}^2 = 10^{13,01/10}$$

$$DP = 19.99 \text{ W/m}^2$$

para convertir a mW $\Rightarrow 19.99 \times 1000 = 19990 \text{ mW}$

$$DP (\text{mW}/\text{m}^2) = 19990 \text{ mW}/\text{m}^2$$

para convertir a $\text{mW}/\text{cm}^2 \Rightarrow 19990 / 10000 = 1.99 \text{ mW}/\text{cm}^2$

$DP (\text{mW}/\text{cm}^2) = 1.99 \text{ mW}/\text{cm}^2$
--

El valor obtenido se compara con el valor de exposición máxima permitida según la Tabla 1, ubicada en la página 13 del documento *"IEEE Standard for Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 Khz to 300 Ghz."*

Según ésta tabla, para el rango de frecuencias de 3,000 a 15,000 GHz la Densidad de Potencia máxima admitida debe ser igual o inferior a **10 mW/cm²**. Se observa que el valor obtenido en nuestros cálculos está por debajo que el valor máximo permitido, permitiendo asegurar de esta manera que la exposición a un campo electromagnético bajo las condiciones arriba expuestas están muy por debajo de las máximas permisibles.

11.- DISEÑO DE UN APLICACIÓN PARA LA TECNOLOGIA SCPC

Los cálculos a realizar son para un enlace SCPC en una entidad financiera, específicamente BANCO DE GUAYAQUIL.

11.1 SELECCIÓN DE LA MODULACION A UTILIZAR.-

La modulación a utilizar es Quadrature Phase Shift Keying QPSK con un FEC 3 / 4 . Se escogió QPSK porque maneja de una mejor forma el ancho de banda a utilizar. Asimismo mantiene el sentido de ortogonalidad.

La selección del FEC fue realizada tomando en cuenta que un FEC de 1 / 2 es desperdiciar la mitad del ancho de banda contratado mientras que un FEC de 7 / 8 es arriesgarse a confiar en el enlace.

Modulación: QPSK **FEC::** 3 / 4

11.2 ANCHO DE BANDA DEL SATELITE A UTILIZAR.-

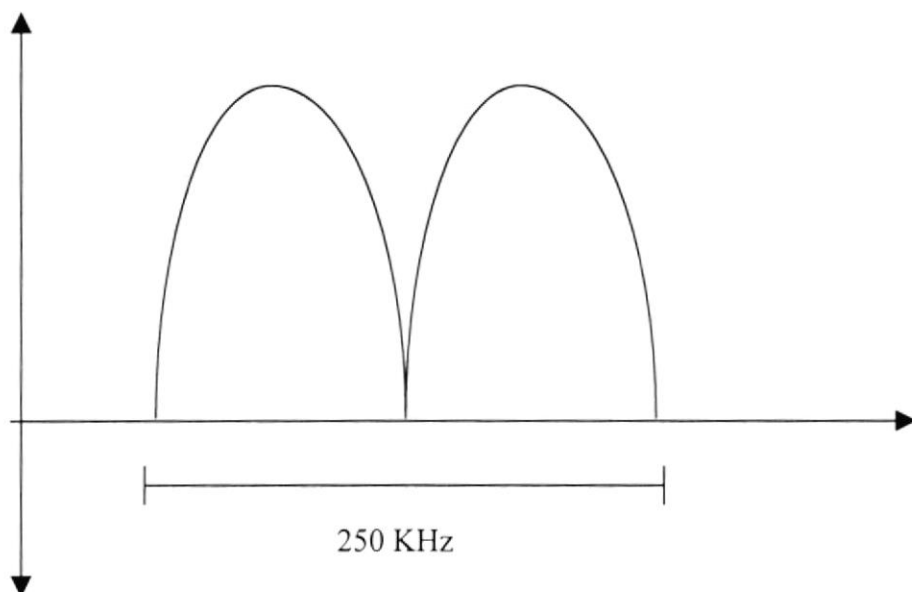
El ancho de banda del satélite a utilizar viene dado por la siguiente fórmula :

$$BW_{sat} = 1.44 BW_{Cl} / (2 \times FEC)$$

Teniendo en cuenta un ancho de banda de uso del cliente BWCl de 128 Kbps, tenemos el siguiente resultado:

$$BW_{sat} = 122, 88 \text{ Kbps}$$

Se redondea a múltiplos de 25KHz, por cuanto el BW sat = 125 KHz por portadora a levantar.



BW TOTAL = 250 KHz

11.3 SELECCIÓN DEL SATÉLITE A UTILIZAR.-

11.3.1 REVISIÓN DE LOS FOOTPRINTS DE LOS SATÉLITES

Realizando el análisis de los footprints de los satélites que cubren la zona dedicada para el proyecto, tenemos los siguientes satélites a considerar:

- PANAMSAT 1
- PANAMSAT 5
- INTELSAT 709

- INTELSAT 805
- ENTRE OTROS

11.3.2 SELECCIÓN DEL SATÉLITE A UTILIZAR CONSIDERANDO LAS PÉRDIDAS INVOLUCRADAS.

Considerando el footprint, he decidido utilizar el PANAMSAT 1, el cual es de más fácil acceso y maneja polarización lineal. Asimismo representa una pérdida razonable y fácilmente compensable.

A continuación presento algunas características del satélite seleccionado:

Localización de la órbita: 45 grados OESTE de longitud

Fecha de Lanzamiento : Junio de 1988

Frecuencias en Banda C:

Uplink: 5925 – 6425 GHz

Downlink: 3700 – 4200 GHz

Cobertura: America, Caribe, Europa.

11.4 CÁLCULOS DE LOS PARÁMETROS PARA LA SELECCIÓN DE LA ANTENA.

Considerando la velocidad del enlace entre Quito y Guayaquil y teniendo en cuenta que se requiere percibir una relación Señal a Ruido

Aceptable para el tipo de módem a utilizar se podría pensar en las siguientes opciones:

- Antena de 2.4 mts
- Antena de 3.8 mts
- Antena de 4.5 mts.

Se procede a realizar un análisis de costos y de calidad con respecto a las antenas antes mencionadas.

Obviamente la antena de 2.4 mts es la de menor costo. Sin embargo este aparente “ahorro” constituye un peligro para el enlace ya que no llega a satisfacer las necesidades mínimas requeridas para una buena recepción.

La antena de 4.5 mts es demasiada antena para el enlace. Se subutilizaría su capacidad y se incrementaría el costo de la misma.

La antena de 3.8 mts con una ganancia promedio para Tx y Rx de 44dBi es requerida para el enlace.

Realizamos el cálculo usando $G_{max} = 9,94 + 10 \log n + 20 \log (D / \lambda)$ dB

$$60,25 = D / \lambda \text{ dando } D = 3,10 \text{ mts para un } \lambda = 0.05 \text{ mts. (6 GHz)}$$

La frecuencia de operación oscila entre 3624 y 4.2 GHz para banda C en recepción y entre 5850 y 6425 GHz para transmisión.

Tiene una ganancia de banda media de 42.1 dBi para recepción y 46 dBi para transmisión.

Se utilizaría polarización lineal vertical. La interface del Feed es para recepción CPR229 y para transmisión CPR137 o tipo N.

La temperatura de ruido de la antena depende del grado de elevación de la misma, la cual viene dada por la siguiente tabla para Banda C:

ANGULO	TEMPERATURA DE RUIDO (K)
10	31
20	25
30	21
40	21

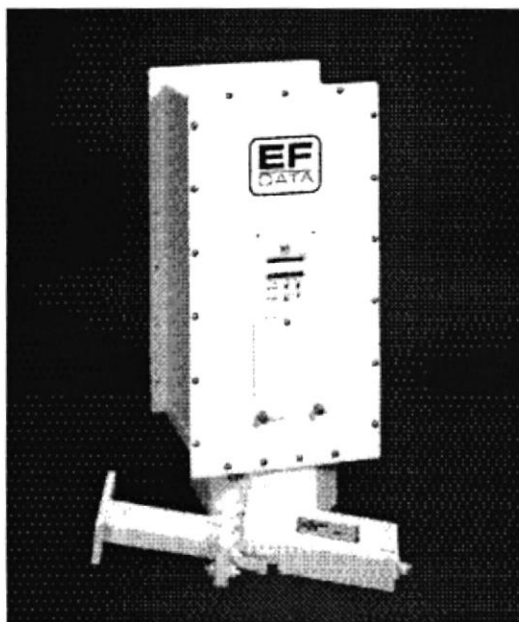
En conclusión se utilizará **una antena Prodelin** con un diámetro **de 3.8 mts** y una ganancia en recepción de 42.1 dBi y en transmisión de 46 dBi, tanto en Guayaquil como en Quito.

11.5 SELECCIÓN DEL TRANSCEIVER A UTILIZAR.

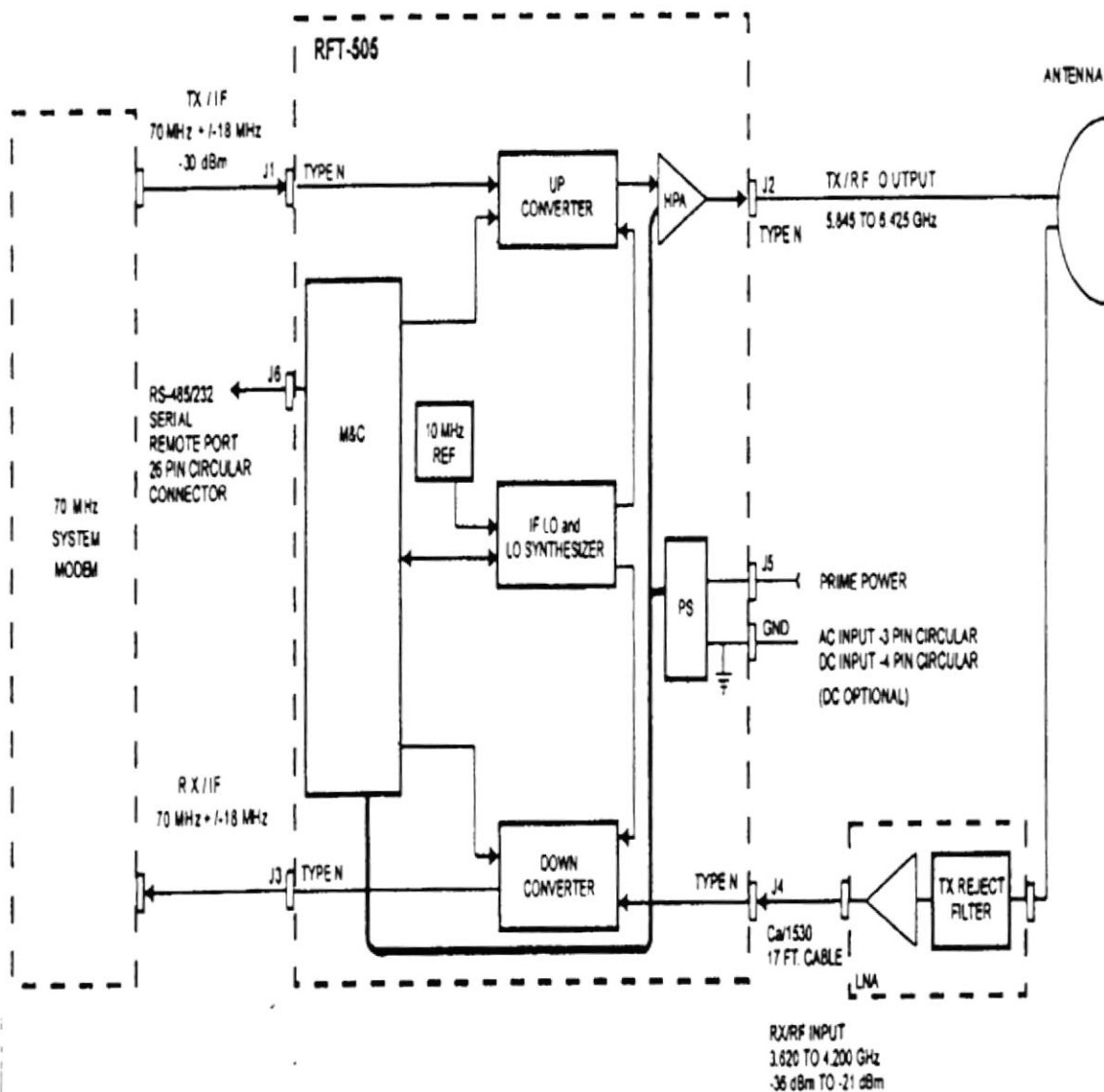
En el enlace solamente se va a utilizar 1 portadora, por lo que el back off debería de ser de 3dB.

Sin embargo, la portadora de 128Kbps me consume aproximadamente 2 watts de potencia, lo que pasado a decibelios equivale a : 3,1 dB más los 3 dB de back off, equivaldrían a 6,1 dB. Traspasado a Watts sería: 4,7 watts. Teniendo en consideración n que la potencia máxima de salida de un transceiver de 5 watts es de 3,3 a 3,9 watts, tendríamos que utilizar un transceiver de 10 watts

El transceiver a utilizar es un EF-DATA CST-5000 de 10 watts.



El diagrama de bloques es el siguiente:



Las especificaciones para la etapa de transmisión son las siguientes:

Transmit	
Output Frequency (No Inversion)	5.845 to 6.425 GHz
Input Frequency	70 MHz, + 18 MHz (optional 140 MHz, + 36 MHz)
Output Power at 1 dB compression	+8 dBm or 5W (+37 dBm) or 10W (+40 dBm) or 20W (+43 dBm) or 40W (+46 dBm)
Third Order Intercept	+18 dBm (for +8 dBm) or +46 dBm (for 5W) or +49 dBm (for 10W) or +52 dBm (for 20W) or +55 dBm (for 40W)
Nominal Small Signal Gain	26 dB (for +8 dBm) or 68 dB (for 5W) or 71 dB (for 10W) or 74 dB (for 20W) or 77 dB (for 40W)
Gain Adjust Range	0 to 25 dB, in 0.5 dB steps

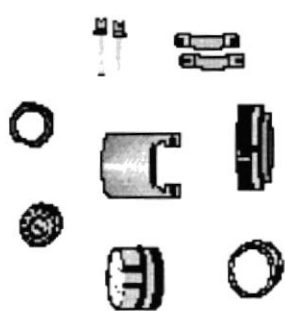


Las especificaciones para la etapa de recepción son las siguientes:

Receive	
Input Frequency (No Inversion)	3.620 to 4.200 GHz
Output Frequency	70 MHz, ± 18 MHz (optional 140 MHz, ± 36 MHz)
Output Power at 1 dB Compression	+15 dBm
Third Order Intercept	+25 dBm
Gain Adjust Range (Typical, with LNA)	87 to 98 dB
Gain Variation (with LNA):	
Over 36 MHz	± 1.5 dB maximum
Over 36 MHz, Temperature and Aging	+ 4 dB maximum
Noise Temperature (with LNA)	LNA specification
Group Delay	25 ns/36 MHz
Synthesizer Step Size	2.5 MHz (optional 125 kHz)
Synthesizer Phase Noise	-60 dBc/Hz at 100 Hz -70 dBc/Hz at 1 kHz -75 dBc/Hz at 10 kHz -80 dBc/Hz at 100 kHz

Las especificaciones del LNA son las siguientes:

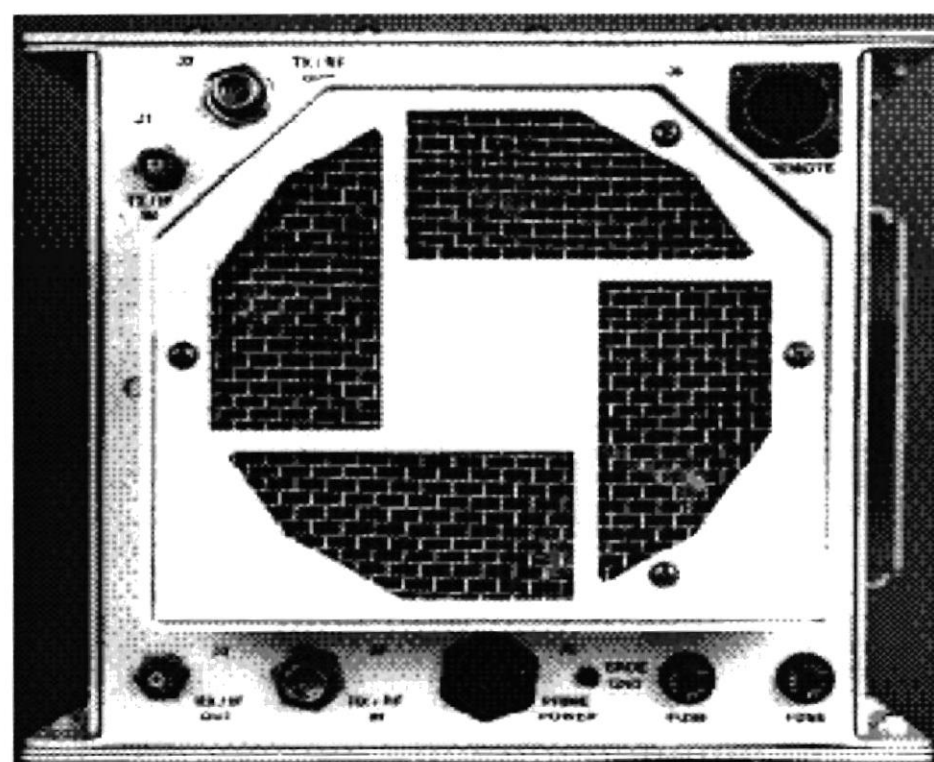
Frequency	3.620 to 4.200 GHz
Noise Temperature (with TRF)	65°K max (lower temperatures optional)
Gain	50 dB minimum, 54 dB nominal (optional 60 db)
Gain Flatness	+ 1 dB/575 MHz
Gain vs. Temperature	± 3 dB maximum
1 dB Compression Point	+10 dBm minimum
Third Order Intercept	+20 dBm minimum
Group Delay:	
Linear	± 0.01 ns/MHz maximum
Parabolic	0.001 ns/MHz ² maximum
Ripple	0.1 ns P-P
Input VSWR	1.25:1
Output VSWR	1.25:1
Input Connector	CPR229G (hold pressure to 0.5 PSIG)
Output Connector	Type N
Spurious	Below thermal noise/100 kHz
TRF Rejection	60 dB

Se utiliza el siguiente Kit de Cables:

Qty.	Description	Qty.	Description
1	Connector kit.  EFDData Part # CN/STPG26M01. Used to connect customer's cable to the RFT 26-pin J6 (REMOTE). For remote control and status monitoring (by using M&C system monitor software).	1	Note: Either the AC or DC cable is provided, depending upon the product ordering code. Assembly, 15' AC prime power cable. EFDData Part # PL/2754. Assembly, 15' DC prime power cable. EFDData Part # PL/4157. 
2	17' Heliax cable.  EFDData Part # CA/1530. Used for RF input and RF output.		

Las Conexiones Externas son:

Name	Ref. Design.	Connector Type	Function
TX/IF IN	J1	TNC	TX IF INPUT (70 MHz)
TX/RF OUT	J2	Type N	5.845 to 6.425 GHz Out
RX/IF OUT	J3	TNC	RX IF OUT (70 MHz)
RX/RF IN	J4	Type N	3.620 to 4.200 GHz Input
PRIME PWR	J5	3- or 4-pin CIR	Prime Power Input
REMOTE	J6	26-pin CIR	Remote Interface
GND	ERDE GND	#10-32 Stud	Chassis Ground

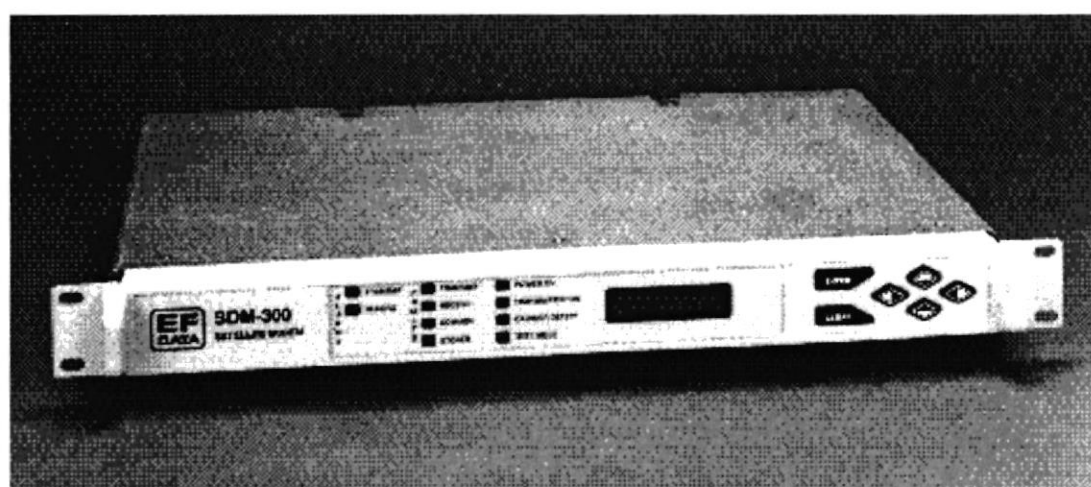


La máxima potencia de salida a 1dB de compresión está

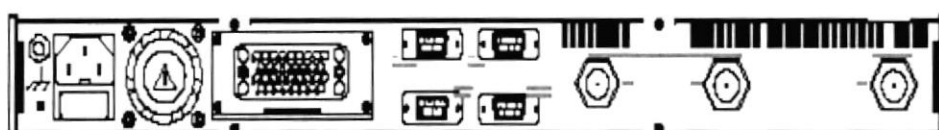
SSPA	System Power at 1 dB Compression Point
None	+8 dBm
5W	+37 dBm
10W	+40 dBm
20W	+43 dBm
40W	+46 dBm

11.6 SELECCIÓN DEL MODEM SATELITAL A UTILIZAR

El módem a utilizar es un SDM-300 A de EF-DATA. Las características del módem son las siguientes:



La parte posterior del módem luce así:



El Rango de frecuencias a operar son de 50MHz a 180MHz en pasos de 1 Hz. Los tipos de modulación que soporta es BPSK y QPSK.

Basándonos en estos datos se realizó la selección del tipo de modulación a utilizar.

El FEC (Forward Erro Correction) puede ser: Viterbi, Reed Solomon, Sequential.

El diagrama de bloques es el siguiente:

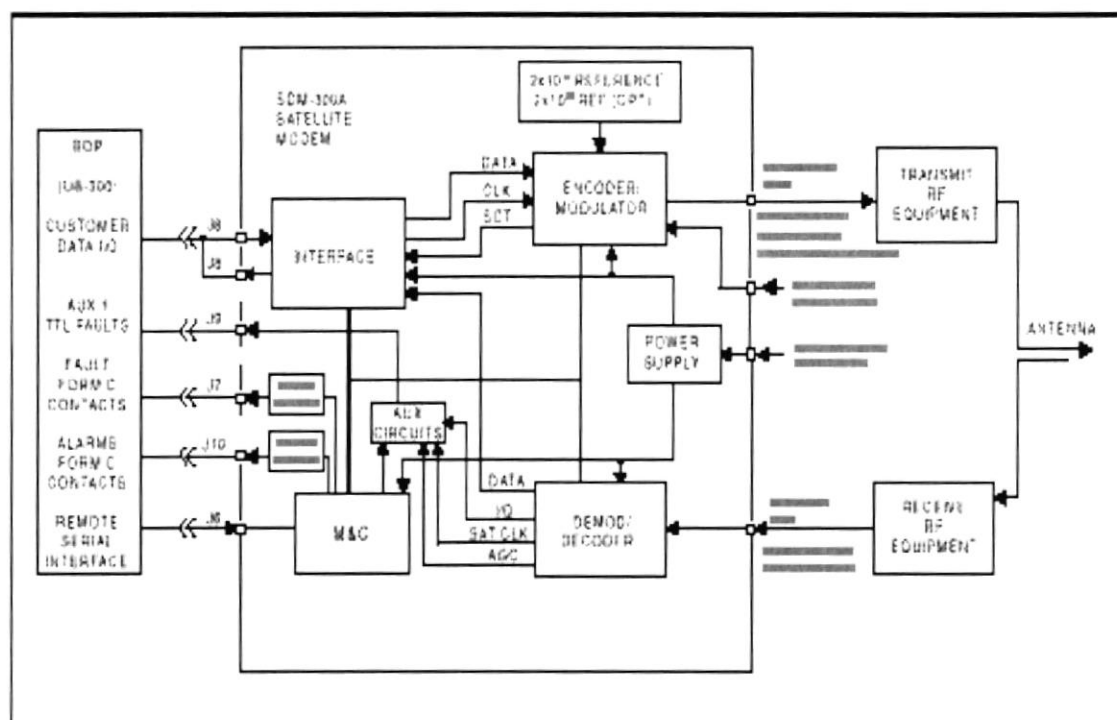
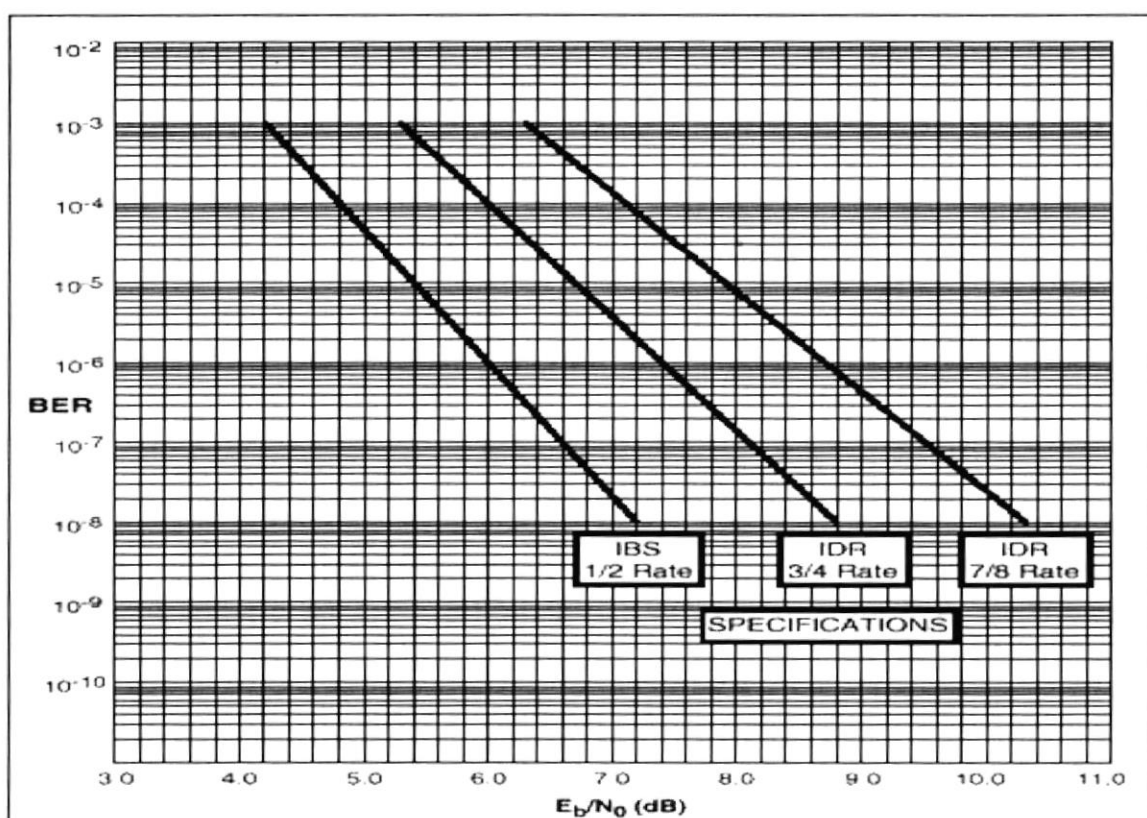


Table 1-4. Viterbi Decoder BER Data

BER	Specification			Typical		
	IBS	IDR	IDR	IBS	IDR	IDR
	1/2 Rate	3/4 Rate	7/8 Rate	1/2 Rate	3/4 rate	7/8 Rate
10^{-3}	4.2 dB	5.3 dB	6.3 dB	3.9 dB	4.6 dB	5.8 dB
10^{-4}	4.7 dB	6.1 dB	7.2 dB	4.1 dB	5.4 dB	6.5 dB
10^{-5}	5.4 dB	6.8 dB	8.0 dB	4.6 dB	6.0 dB	7.2 dB
10^{-6}	6.1 dB	7.6 dB	8.7 dB	5.3 dB	6.8 dB	7.9 dB
10^{-7}	6.7 dB	8.3 dB	9.4 dB	5.9 dB	7.5 dB	8.6 dB
10^{-8}	7.2 dB	8.8 dB	10.3 dB	6.4 dB	8.0 dB	9.4 dB

A continuación la tabla para la codificación Viterbi

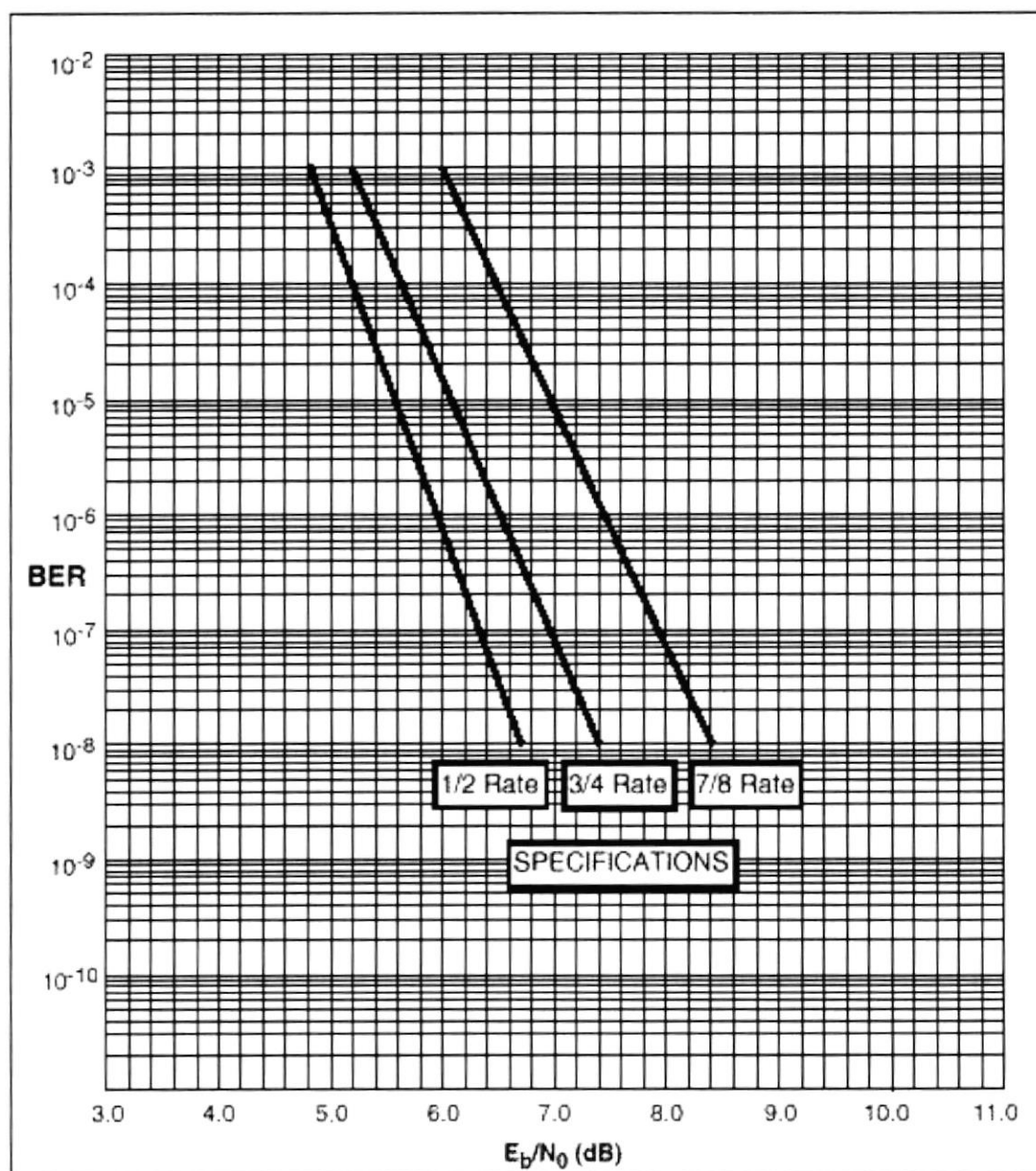
El gráfico que relaciona el valor de E_b / N_0 con la tasa de error para este tipo de codificación es el siguiente:



La tabla de la codificación Secuencial Viterbi:

BER	Specification			Typical		
	1/2 Rate	3/4 Rate	7/8 Rate	1/2 Rate	3/4 Rate	7/8 Rate
10^{-1}	4.8 dB	5.2 dB	6.0 dB	4.3 dB	4.7 dB	5.5 dB
10^{-2}	5.2 dB	5.7 dB	6.4 dB	4.7 dB	5.2 dB	5.9 dB
10^{-3}	5.6 dB	6.1 dB	6.9 dB	5.1 dB	5.6 dB	6.4 dB
10^{-4}	5.9 dB	6.5 dB	7.4 dB	5.4 dB	6.1 dB	6.9 dB
10^{-5}	6.3 dB	7.0 dB	7.9 dB	5.8 dB	6.5 dB	7.4 dB
10^{-6}	6.7 dB	7.4 dB	8.4 dB	6.2 dB	6.9 dB	7.9 dB

El gráfico que relaciona el E_b/N_0 con la tasa de error para este tipo de codificación:



Nos podemos dar cuenta a través de los gráficos que la codificación Viterbi necesita de un mayor E_b / N_0 para darnos una tasa de error de $1 \cdot 10^{-8}$ mientras que la codificación Secuencial Viterbi con sólo un E_b / N_0 de 7.4 nos otorga esa tasa de error.

Por tanto la codificación a utilizar es Secuencial Viterbi tanto en Guayaquil como en Quito.

11.7 CALCULO DEL E_b / N_0

Usando la fórmula:

$$E_b / N_0 = (C / T) - 10 \log k - 10 \log R$$

Donde k es la constante de Boltzman y R es la velocidad en bits /seg.

La relación C / T está dada por la siguiente fórmula:

$$C / T = 10 \log R - 220,2 + M$$

Donde M es el margen referente a cualquier degradación del enlace.

Entonces:

$$C / T = 10 \log 128000 - 220,2 + 1 = -168,1279 \text{ dB}$$

Por lo que:

$E_b / N_0 = 9,4 \text{ dB}$. Para las zonas de recepción.

Este valor es teórico y sin contar con las especificaciones del módem a utilizar, el cual permite una excelente tasa de error con apenas una recepción aproximada de 8 dB.

La figura de mérito $G / T_e = G_{rx} + -10 \log T_e = 42 + - 10 \log 21 = 28,3 \text{ dB} / \text{B}$ donde G_{rx} ganancia antena receptora y T_s temperatura equivalente

11.8 NIVELES DEL ENLACE EN TRANSMISION Y RECEPCION

En el transceiver se tiene ganancia en UP LINK y DOWN LINK, las mismas que dependen de la potencia del equipo.

A continuación, se muestra un diagrama con las respectivas ganancias de los módulos que conforman el transceiver.

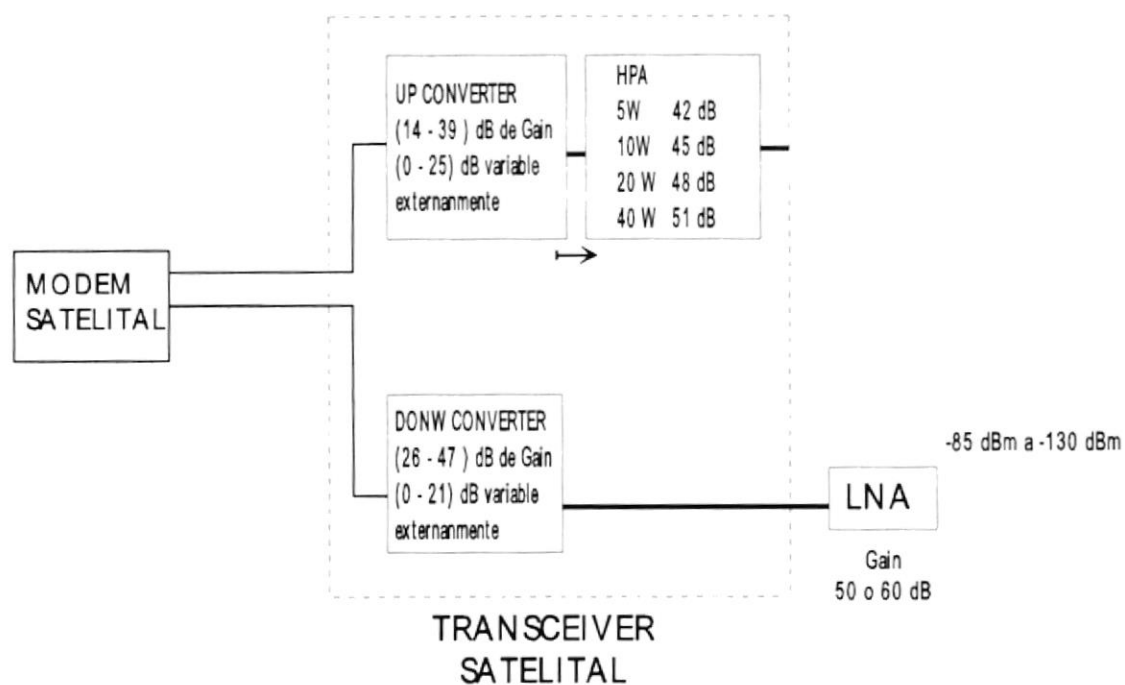


DIAGRAMA DE GANANCIAS

El rango de transmisión del modem EF-data SDM 300/300 A, varía desde -5 dBm a -30 dBm, mientras que en recepción va desde -30 dBm a -60 dBm.

EQUIPO	Gain Min (dB)	Gain Max (dB)	Pot de salida *
5 W	56	81	+ 37 dBm
10 W	59	84	+40 dBm
20 W	62	87	+43 dBm
40 W	65	90	+46 dBm

* a 1 dB de compresión.

Como se observa, la variación de ganancia en transmisión depende del equipo. Se tiene una ganancia fija (mínima), y una ganancia variable hasta la máxima. En transmisión va desde 0 a 25 dB, y en recepción va desde 0 a 21 dB. Hay un dato importante a tomar en cuenta, y es el 1 dB de compresión. El comportamiento del equipo no es lineal, es decir hay un momento que la potencia de salida no aumenta. Por ejemplo un transceiver de 5 W (+37 dBm), tiene un comportamiento lineal antes de los +37 dBm.

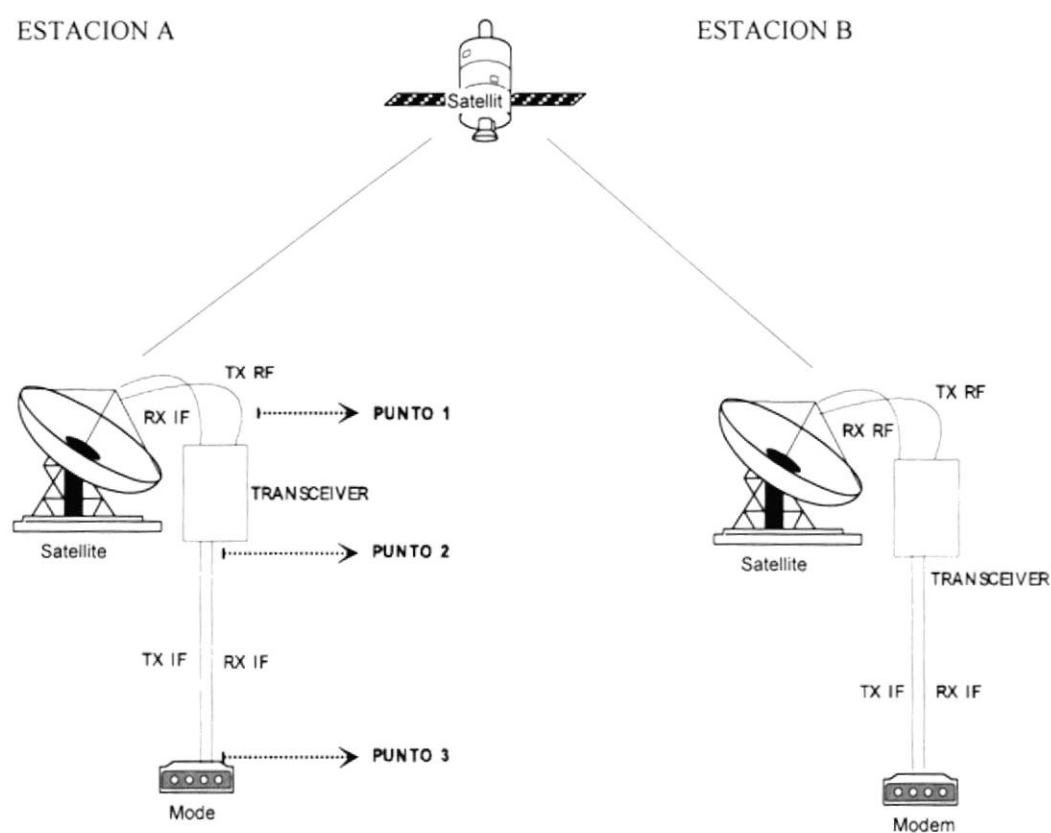
En definitiva, el 1 dB de compresión representa el valor de potencia, hasta donde el equipo se comporta linealmente, es decir si algún parámetro de ganancia o potencia de entrada varía 1dB, en la salida varía 1 dB, mientras que después del 1 dB de compresión, al variar 1 dB en la entrada del sistema, en la salida puede variar 0.8 dB y es menor mientras mayor se incrementa la potencia de entrada o la ganancia del sistema.

Para tener más claro todos los parámetros, analicemos el siguiente ejemplo:

Si tenemos un SCPC, con módem, antena satelital y transceiver en cada extremo, el análisis de ganancia se lo hace en tres puntos mostrados en el gráfico: después del LNA, donde se puede tener un valor de señal entre -50 y -80 dBm, dependiendo de la ganancia del LNA, de la ganancia de la antena, y el nivel de señal que baja del satélite (punto 1), un valor entre -54 dBm y -3 dBm

dependiendo del valor del Down Converter (punto 2), y en el punto 3, dependerá de la atenuación del donw converter.

Por ejemplo, si en la estación A, el módem transmite con una potencia de -25 dbm, el UCA del transeiver esta en 15 dB con un HPA de 5 W, la potencia que estaría sacando la estación (no incluye ganancia de la antena) sería:



Estación SCPC

POTENCIA DEL MODEM

-30 dBm

ATENUACION DEL CABLE

1 dB / 50 metros

GAIN DEL UP CONVERTER	24 dB
GAIN DEL HPA	42 dB
POTENCIA DE SALIDA	+35 dBm (3.16 W)

Dependiendo de la ganancia de la antena, del LNA y del satélite, el nivel +35 dBm llega a la estación B con un valor de -120 dBm (un valor estimado), entonces el análisis en recepción sería:

VALOR ANTES DEL LNA	-120 dBm
GAIN DEL LNA	50 dB
VALOR DEL DOWN CONVERTER	20 dB
ATENUACION DEL CABLE .	1 dB/cada 50 metros
VALOR QUE INGRESA AL MODEM	-51 dBm

12.- EQUIPOS A UTILIZAR.-

Realizando un estudio de mercado de las diferentes marcas, consideré que una excelente marca es EF-DATA.

Por tanto, los equipos escogidos son:

EQUIPO	MARCA
Módem Satelital	EF-DATA SDM-300A
Transceiver	EF-DATA CST -5000
Router	CISCO 1501
Kit de Antena de 3.8 mts	PRODELIN

12.1 CONFIGURACION DE EQUIPOS A UTILIZAR.-

GUAYAQUIL

Tx (RF) = 5975 MHz

Rx (RF) = 3750 MHz Rx

Transceiver

UCA.= 15 dB

DCA.= 15 dB

UCF = 5970 MHz

DCF = 3745 MHz

Módem

Tx (IF) = 75 MHz

Rx (IF) = 70 MHz

Tx Clock Source: Sct Internal

Buffer Clock: Sct Internal

128Kbps QPSK $\frac{3}{4}$

Viterbi Secuencial

Tx Power Level = -25 dBm

Buffer Size = 2560 bits

QUITO

Tx (RF) = 5950 MHz

(RF) = 3725 MHz

UCA.= 15 dB

DCA.= 15 dB

UCF = 5950 MHz

DCF = 3725 MHz

Tx (IF) = 70 MHz

Rx (IF) = 75 MHz

Tx Clock Source: Sct Loop

Buffer Clock: Sct Loop

128Kbps QPSK $\frac{3}{4}$

Viterbi Secuencial

Tx Power Level = -25 dbm

Buffer Size = 0 Bypass

GUAYAQUIL QUITO*Router Cisco 1501***Serial 0 (Puerto WAN)**

IP Address: 10.10.9.1 255.255.255.0	10.10.9.2 255.255.255.0
Encapsulation Frame-Relay IETF	Encapsulation FR IETF
Frame Relay Interface DLCI 100	FR Int. DLCI 100
Frame Relay LMI-type ANSI	Frame Relay LMI-type ANSI

Ethernet:

IP address: 10.1.9.1	IP address: 10.1.8.1
Router EIGRP 1	Router EIGRP 1
Network 10.1.8.0	Network 10.1.9.0

12.2 TABLA DE CONFIGURACION SATELITAL

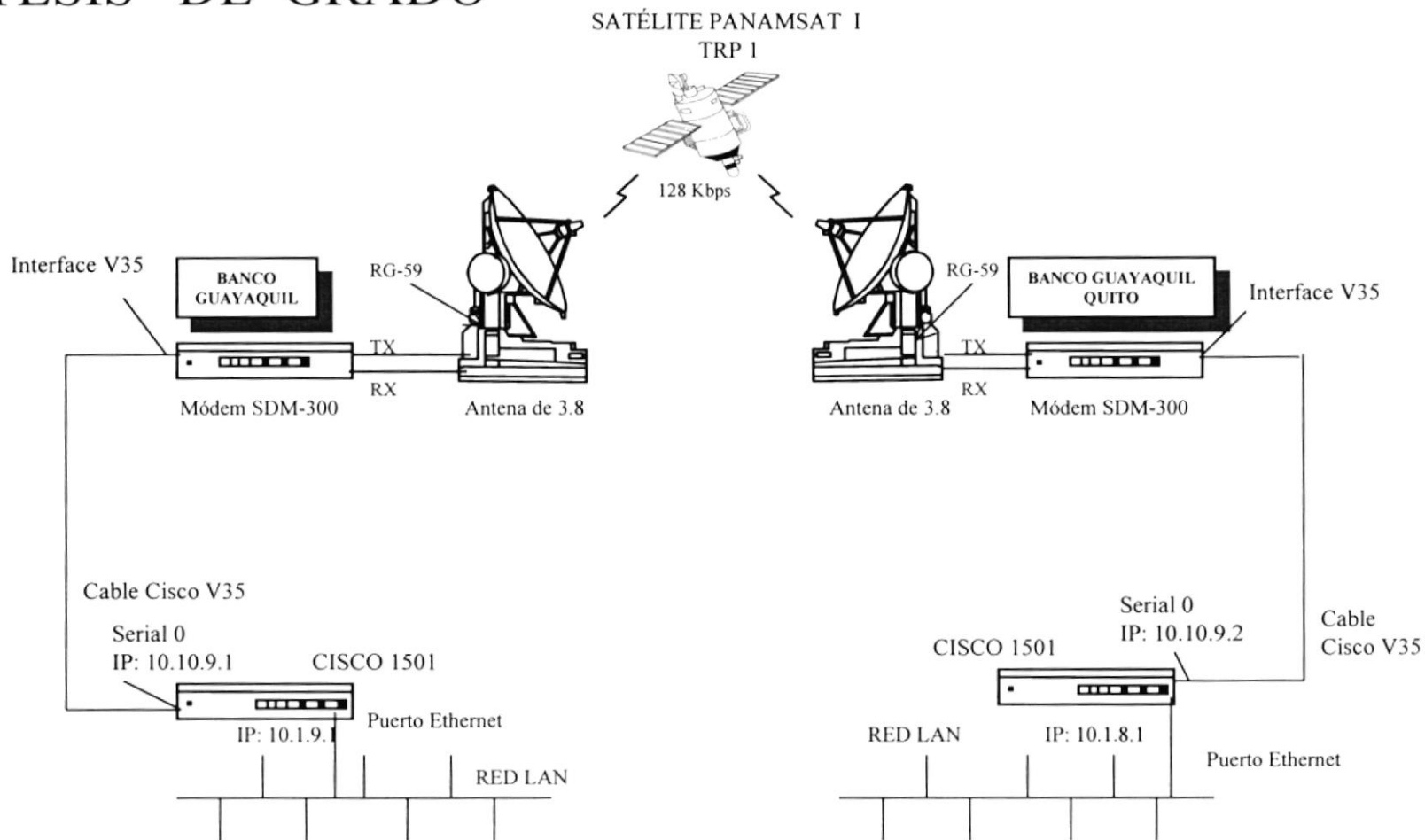
	Guayaquil		Quito	
	Tx	Rx	Tx	Rx
Transceiver	5970	3745	5950	3725
Módem	75	70	70	75

12.3 COSTO DEL PROYECTO.

Equipo	Costo por Unidad (\$)	Costo Total (\$)
Modem SDM-300 ^a	4.500	9.000
Router Cisco 1501	3.000	6.000
Antena de 3.8mts	12.000	24.000
Transceiver 10 watts	8.000	16.000
Cables y Conectores	500	500
TOTAL	28.000	55.500

12.4 DIAGRAMA DE CONECCION.

TESIS DE GRADO



13. CONCLUSIONES.-

El análisis del diseño realizado está enfocado de tal manera que desde el punto de vista que el Banco contrata a mi compañía para realizar el proyecto.

Entrando al mundo moderno, la necesidad de buscar terceros (outsourcing) se convierte en una necesidad. Asimismo la necesidad de estar comunicado es indispensable para cualquier entidad de negocios, más aún para un banco.

Considerando la crisis que por el momento atraviesa el país y considerando la necesidad del banco, el enlace se limita a transmitir datos. Siendo parte de la tecnología moderna, se decide hacerlo mediante un enlace SCPC y usando frame relay para la transmisión de datos. El uso de frame relay nos obliga a brindar un enlace de una alta confiabilidad ya que frame relay no realiza tanta detección y corrección de errores. Esto tiene sus desventajas y ventajas; es ventaja al incrementar la velocidad de operación y desventajas ya que es completamente dependiente del enlace y si este falla, se producirían errores que no serían detectados.

Se ha dejado en muchas ocasiones los conceptos generales para luego aplicarlos directamente a lo que es nuestra aplicación. He optado por esta metodología debido a que en esta forma sirve de base para desarrollar cualquier proyecto.

El proyecto está diseñado de tal forma que sólo faltaría comprar los equipos y ponerlo en marcha, incluso está investigada la configuración que debería tener cada equipo para funcionar correctamente y óptimamente.

La obtención de los manuales de los equipos fue de gran ayuda para la configuración y funcionamiento de los mismos.

La seguridad eléctrica es de vital importancia para el buen funcionamiento de los equipos. Los equipos a utilizar son muy costosos y para protegerlos se deberá poseer un sistema UPS y un generador en caso de no querer ser interrumpidos jamás debido a cortes de energía. El generador a utilizar podría ser de 2KVA en cada lugar del enlace.

BIBLIOGRAFIA CONSULTADA

- 1- "VSAT Networks". G. Maral, ISBN 0-471-953024, Edición 1995.
- 2- "Telecomunicaciones por Satélite", CCIR, ISBN 92.61.03173-0, Edición 1988.
- 3- "Satellite Communications Systems Design", S. Tirró, ISBN 0-306-44147-0, Edición 1993
- 4.- "Satélites de Comunicaciones", Rodolfo N. Vela, ISBN 84-7615628-6, Edición 1991.
- 5.- Manual EF-DATA CST-5000.
- 6.- Manual EF-DATA SDM-300
- 7.- Documentation: "The Cisco Family". CD ROM.
- 8.- Sistemas de Comunicaciones Electrónicas de Wayne Tomasi. Pag 719-752

APENDICE A

PIRE

Potencia Isotópica Radiada Equivalente

Unidad dBW * dB referido a 1 Watt *

Potencia transmitida por la antena respecto a una antena isotópica.

Considera la potencia del amplificador P, la ganancia de Tx de la antena Gt y la atenuación Al del vinculo entre ellas.

PIRE (dBW) = $10 \log P - A_l + G_t$ (dbi)

PARAMETROS G/T

Figura de mérito. Calidad del sistema de recepción

Unidad dB / K * dB sobre grados kelvin *

Relación entre la ganancia de la antena en recepción Gr y la temperatura de ruido del sistema referida a la entrada del LNA

$G/T_s = G_r - 10 \log T_s$

TEMPERATURA DE RUIDO EQUIVALENTE

Es la temperatura de una fuente d ruido (resistencia) que, cuando esta conectada a la entrada de un receptor idéntico, pero sin ruido, proporciona la misma potencia de ruido a la salida, que el receptor en cuestión.

- Temperatura de ruido de un sistema

- Temperatura de ruido producida por fuentes externas T_a
- Temperatura de ruido del LNA T_{lna}
- Temperatura de ruido de elementos que producen atenuaciones entre la antena y el LNA * guías, adaptadores* T_{misc}

$$G / T_s = G_r - 10 \log T_s$$

$$T_s = T_a + T_{lna} + T_{misc}$$

POTENCIA DE RUIDO

$$N = k T B \text{ (dBW)}$$

donde k es la constante de boltzman = $1.38E-23 \text{ W.seg / K} = - 228.6 \text{ dBW}$

/ HzK

DENSIDAD DE POTENCIA DE RUIDO

$$N_o = N / B$$

donde B es el ancho de banda

$$N_o = kTB / B = kT$$



A.F. 141860

RELACION PORTADORA A RUIDO

- Portadora a Ruido C / N ; Unidad: $\text{dBW} / \text{dBW} = \text{dB}$
- Portadora a densidad de ruido C / N_o ; Unidad: $\text{dBW} / \text{dBW} / \text{Hz} = \text{dB} .$

Hz

- Portadora a Temperatura de Ruido C / T ; Unidad dBW / K