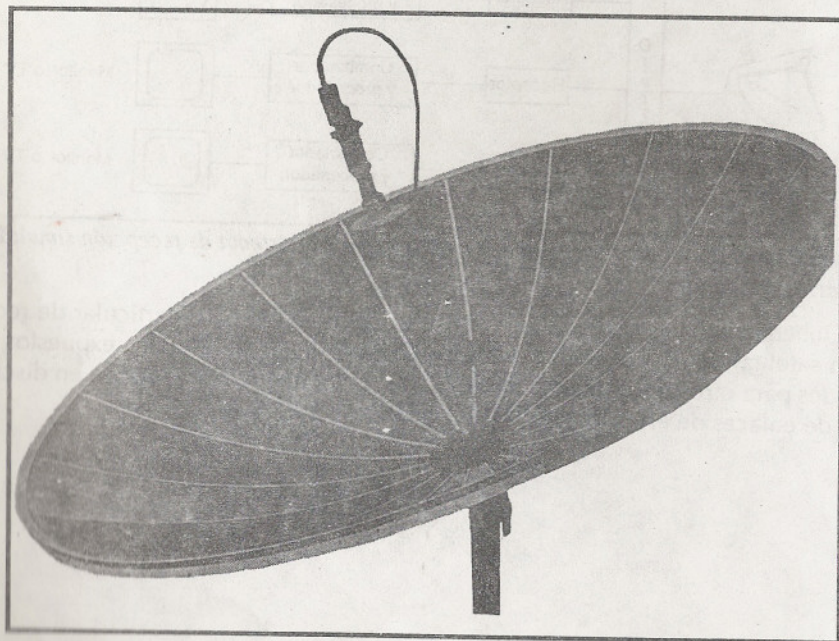




Cabezal de receptor para recepción satelital montado sobre una antena de 3 metros mallada.

5

SATELITES

5-1 Historia del desarrollo del satélite

Las comunicaciones constituyen un aspecto indispensable en las necesidades de un país, y particularmente en los países con extensos territorios.

En esta disciplina fue siempre una inquietud lograr comunicarse detrás del radio horizonte. Esto se realizaba utilizando métodos como el de las comunicaciones ionosféricas y el de dispersión ionosférica o troposférica.

El escritor británico de ciencia ficción Arthur C. Clarke, en 1945 sugirió la original idea de que un satélite en órbita circular ecuatorial con un radio de 42242 Km tendría una velocidad angular adaptada a la de la tierra.

En 1950 se propuso realizar este tipo de comunicación colocando un vehículo espacial en órbita. La primera versión apareció en 1956 con el satélite «Echo», que consistía en un balón metálico en órbita que permitió la reflexión de la señal y la comunicación de los EE.UU. a través del Océano Atlántico.

En 1965, la Intelsat (International Telecommunication Satellite Organization) lanzó el Intelsat I, conocido como el pájaro madrugador (Early Bird) en órbita sobre el Océano Atlántico. Intelsat I brindó la posibilidad de realizar el primer enlace satelital continuo transatlántico. Podía transmitir simultáneamente 240 circuitos de voz, o una señal de TV. Este satélite geoestacionario primitivo portaba una antena omnidireccional que irradiaba señales desde el satélite en un arco de 360°. Gran parte de la señal irradiada era inútil. La pequeña porción de energía que llegaba a la Tierra, estaba concentrada sobre el hemisferio norte, a los fines de interconectar los sistemas de comunicaciones entre el oeste europeo y Norteamérica.

Para mantener la antena del satélite correctamente orientada en dirección a la Tierra, el cuerpo cilíndrico del Intelsat I giraba alrededor de su eje a una velocidad

determinada. Numerosos satélites posteriores utilizaron la técnica de estabilización spin.

En 1966 y 1967, Intelsat lanzó la segunda generación de satélites geoestacionarios. Estos Intelsat II, también utilizan antenas omnidireccionales, pero cada satélite concentra su energía en un haz global, de forma tal de extender sus servicios de telecomunicaciones al sur del Ecuador.

En 1966, la Unión Soviética fue el primer paso en el mundo en operar una red doméstica de comunicaciones por satélites. El primer satélite Molniya (iluminación en Ruso) emitió señales de TV y radio desde Moscú a través de toda la Unión Soviética. En lugar de usar el arco geoestacionario, los rusos decidieron enviar al espacio 4 satélites Molniya a intervalos iguales a todo lo largo de la órbita elíptica más alta. Cada satélite provee hasta 6 horas de cobertura sobre la Unión Soviética antes que se reencamine más allá del rango de seguimiento de las estaciones terrenas rusas.

El satélite Molniya tenía programación de TV y radio a comunidades aisladas, localizadas sobre el Círculo Ártico, más allá del alcance de los satélites geoestacionarios del mundo.

En 1969, Intelsat ha lanzado 3 satélites Intelsat III en órbita asignada sobre las regiones del Océano Atlántico, Pacífico e Índico. Estos ofrecían la posibilidad de transportar 1500 circuitos de voz simultáneos y una señal de TV.

Para cumplir con un incremento de demanda, Intelsat comenzó a lanzar la serie de satélites Intelsat IV en enero de 1971. Cada uno de ellos permitía el uso de 12 transpondedores para 3750 circuitos telefónicos simultáneos y dos señales de TV. Los satélites Intelsat IV no sólo iluminaban con haces globales, sino que transportaban dos potentes antenas con haces spots, con posibilidad de ser direccionadas sobre diferentes áreas de la superficie terrestre.

En los primeros años de 1970, Canadá y los EE.UU. iniciaron programas propios para lanzamientos de satélites domésticos. El primer satélite canadiense Anik y el norteamericano Westar, transportaban una docena de transpondedores, mejorando la limitada capacidad de canales de los primeros Intelsat y Molniya.

En Europa un consorcio franco-alemán lanzó satélites experimentales, Symphonie en 1974 y 1975.

Los Symphonie I y II fueron usados por muchos países y organizaciones del mundo, incluyendo a Irán, países de Latinoamérica y las Naciones Unidas.

En 1975, la RCA desarrolló su serie Satcom de satélites estabilizados por tres ejes. Estos fueron los primeros satélites que emitían en polarización lineal doble (vertical y horizontal), pudiéndose utilizar 24 transpondedores (12 en cada polarización) distribuidos en los 500 MHz de ancho de banda.

En los últimos años de la década del '70, ingenieros de todo el mundo se sintieron «desafiados» a desarrollar el hardware para la banda KU en el rango de frecuencia entre 11 y 12 GHz.

En 1980 Intelsat comenzó a implementar satélites de la serie Intelsat V en doble banda (4/11 GHz) con haces sobre estratégicos lugares de los Océanos Atlántico e Índico.

Estas y otras frecuencias más altas sirven ahora para el establecimiento de nuevos y únicos servicios de comunicaciones imposibles de realizar en la banda baja de 4 GHz.

5-2 El satélite

El satélite se comporta como un repetidor cuya función es recibir, amplificar y trasladar en frecuencia señales para enviarlas en dirección a las estaciones de destino. Estos sistemas permiten establecer caminos simultáneos entre estaciones terrenas o móviles a través de uno o dos satélites como se muestra en la figura 1.

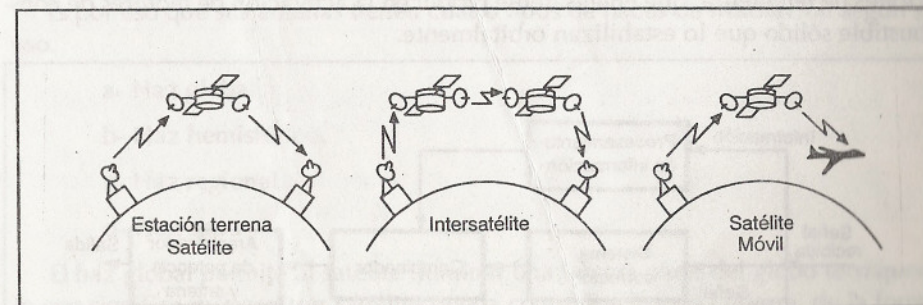


Figura 1. Modos de transmisión satelital.

Un diagrama simplificado de un satélite activo puede verse en la figura 2.

Para realizar la condición de bajada, el oscilador local asignado al satélite es de 2225 MHz, en el caso de banda C.

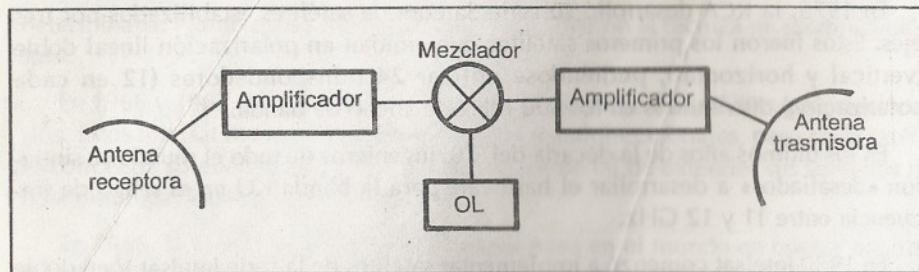


Figura 2. Diagrama en bloques de un satélite.

Estas son las siguientes frecuencias de enlace entre el satélite y estaciones terrenas.

3700 - 4200 MHz del satélite a la estación terrena.

5925 - 6425 MHz de la estación terrena al satélite.

Por supuesto, los satélites poseen una complejidad mayor que la mostrada en la figura. Dentro de los bloques que se agregan al satélite son los de corrección de posición, aunque en órbita geoestacionaria, las fuerzas gravitatorias y centrífugas están en equilibrio, resulta necesario corregir la posición del satélite que se desvía debido a los efectos de variación de campos magnéticos y colisiones con partículas cósmicas. Las correcciones se realizan con datos transmitidos desde tierra por estaciones de telemetría, que en el satélite producen la activación de motores de combustible sólido que lo estabilizan orbitalmente.

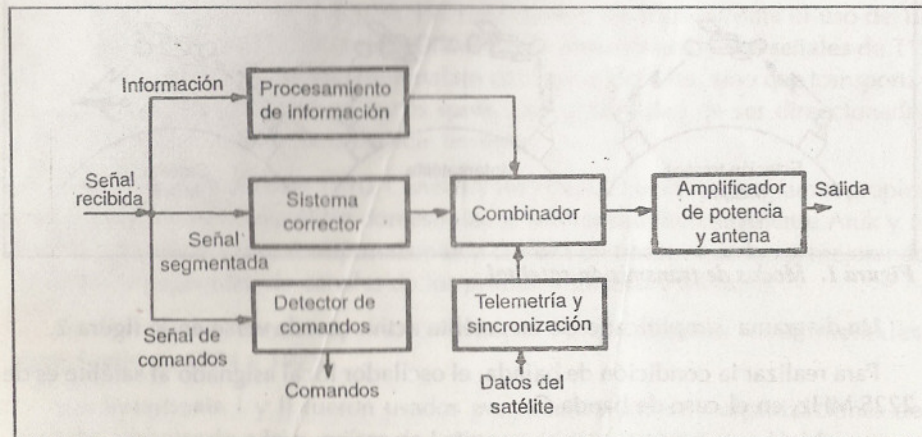


Figura 3. Diagrama en bloques del sistema de control de un satélite.

El punto vital de los satélites son los paneles solares que dan alimentación a todo el equipo y generalmente son varias veces más grandes que el resto del satélite, (alrededor de 15 metros). Los paneles son de tal importancia que el deterioro de estos debido a la colisión con partículas dan el tiempo de vida útil del satélite.

Hay que tener en cuenta que a mayor potencia de transmisión se debe generar más potencia de alimentación, que no es tarea fácil, ya que los paneles solares no tienen buen rendimiento.

Uno de los requerimientos de un satélite es la estabilización de la altitud, la cual además se puede corregir como se mencionó anteriormente.

Hay dos formas de ejecutar su estabilidad, la más simple es que el satélite ejecute una rotación sobre sí mismo (spin) para mantenerlo fijo en órbita. Este sistema tiene un inconveniente que es la orientación de las antenas y de los paneles solares, es por eso que algunos satélites tienen el equipo electrónico en una plataforma de giro opuesto al spin de su nave.

Otro método es colocar internamente giróscopos que se encuentran orientados en tres ejes diferentes, esto permite una estabilización de menor complejidad mecánica que la anterior.

Es importante destacar que los satélites deben iluminar, con la mayor eficiencia posible, los sectores de la tierra de interés.

Es por eso que sus antenas tienen cuatro tipos de haces de irradiación según su uso.

- a- Haz global.
- b- Haz hemisférico.
- c- Haz regional
- d- Haz spot.

El haz global permite al satélite iluminar una tercera parte del globo terráqueo, lo que significa que con tres satélites queda comunicada toda la tierra, de la forma en que se ve en la figura 4a.

El haz hemisférico concentra su potencia sobre una amplia región intentando cubrir por ejemplo toda América o África, tal como se observa en la figura 4b.

A medida que la potencia del satélite se distribuye sobre zonas menores, se van conformando los haces regionales y spots. (Figura 4c).

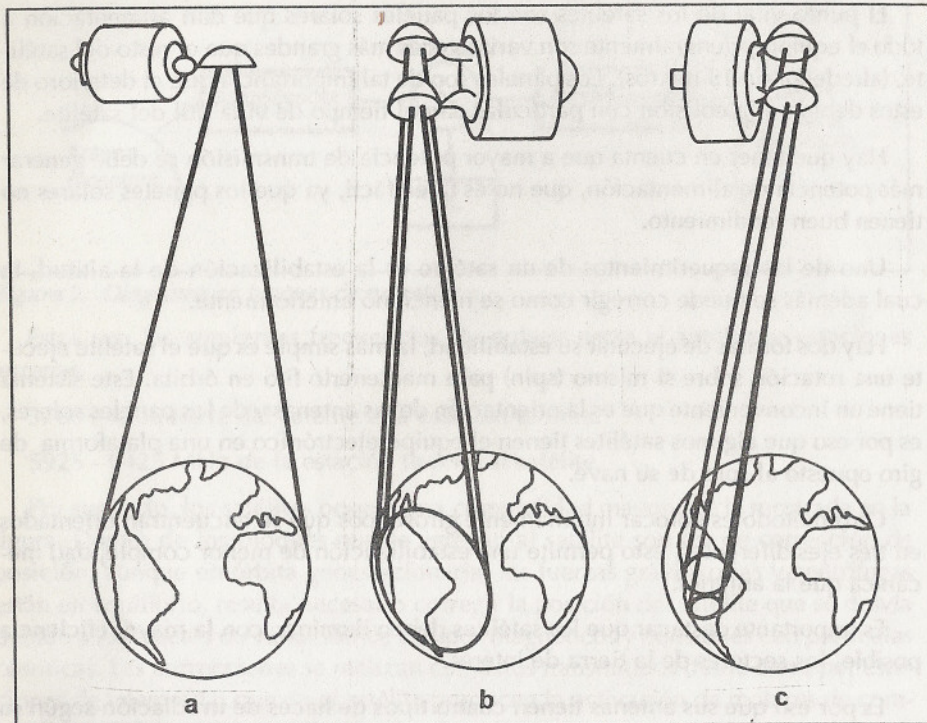


Figura 4. Haces de irradiación de los satélites.

Estos últimos permiten la concentración de altas potencias sobre pequeñas zonas, o países determinados.

De esta forma se brinda la posibilidad de dimensionar pequeñas estaciones de características económicas, abaratando así el segmento terrestre.

Los satélites de comunicaciones utilizan en general los siguientes tipos de polarización para la recepción/transmisión de las ondas electromagnéticas.

- Circular: izquierda / derecha.
- Lineal: vertical / horizontal.

Analizando los satélites comerciales existentes en función del tipo del haz utilizado, polarización y frecuencia, podemos establecer una clara separación entre los de uso internacional y aquellos que brindan un servicio exclusivamente doméstico.

1) Satélites internacionales: por ejemplo los de la serie Intelsat.

a) *Haces*: hasta los primeros satélites de la serie Intelsat V, los satélites contaban con haces globales y hemisféricos, para cubrir las comunicaciones de todo el mundo, adicionando los haces regionales y spots sobre específicas y muy delimitadas zonas de alto interés.

Con el Intelsat VA se adicionaron haces spots concentrados y sus potencias sobre zona norte y sur de América del Sur posibilitando el uso de económicos sistemas de recepción satelital a países en desarrollo.

De esta forma se logran altos valores de PIRE (mayores de 36 dB W en transpondedor completo) donde antes se lograban potencias entre 23,5 y 26 dB W de acuerdo a la zona de la Argentina que se trataba.

b) *Frecuencias*: en la figura 5 se observa el plan de frecuencia de los satélites de la serie Intelsat. Como se puede apreciar, existen transpondedores de diferentes anchos de banda con posibilidades de uso en telefonía, TV o datos.

Las frecuencias centrales de los transpondedores que se utilizan para retransmisión de señales de TV, se ubican de acuerdo a si se emite en transpondedor completo o en 1/2, teniendo en cuenta las necesidades del cliente y las posibilidades que brinda Intelsat.

Es posible, además el reuso de frecuencias mediante la utilización de transmisión en diferentes polarizaciones (circular derecha e izquierda).

Ante la emisión de dos señales de TV, en el mismo haz, con polarizaciones contrarias, las estaciones receptoras deberán contar con una antena con característica de alto rechazo de polarización cruzada, (> 25 dB) para no desmejorar su calidad de recepción.

c) *Polarización*: la mayoría de los satélites Intelsat, utilizados hasta la fecha, reciben señales en polarización izquierda y transmiten en derecha.

Recién en las últimas series de satélites se instrumentó la posibilidad de Tx y Rx en cualquiera de las dos polarizaciones.

El plan de frecuencia de la figura 5 muestra las polarizaciones de cada haz siendo:

Pol A: Global y hemisférico

Pol B: Regional y spot

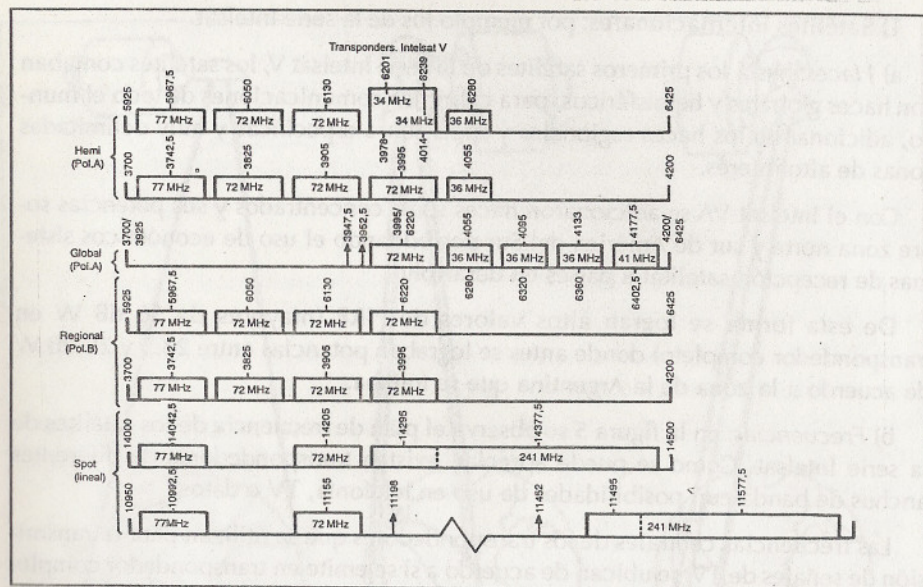


Figura 5. Traspondedores del INTELSAT V.

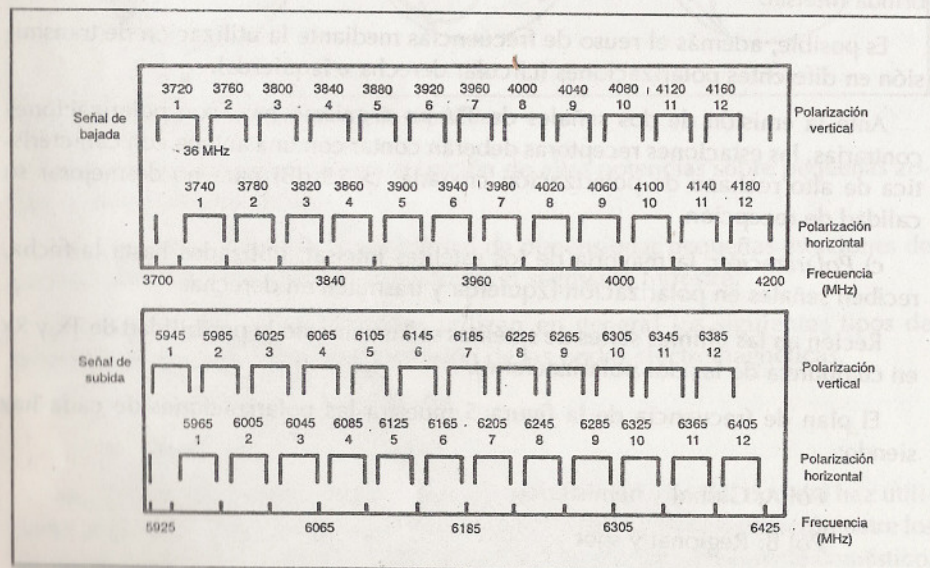


Figura 6. Distribución típica de frecuencias y traspondedores.

2) Satélites domésticos: (Brasilsat, Palcpa (Indonesia), Galaxy, Satcon (USA).

a) *Haces*: por ser de uso doméstico, el haz que emite la antena del satélite normalmente poseen un «footprint», de acuerdo con la forma del país, tratando de cubrir el mismo con la mayor potencia posible.

En casos de países demasiados grandes, es posible cubrirlos totalmente con dos o tres haces, ofreciendo mayor PIRE a mayor cantidad de zonas, que se intentará cubrir todo con un solo haz.

b) *Frecuencias*: se observa en la figura 6 una típica distribución de frecuencias y transpondedores.

La frecuencia central de cada una de las 24 están separadas 20 MHz de las aledañas.

c) *Polarización*: A diferencia de los satélites internacionales, los domésticos utilizan polarización lineal, izquierda o derecha, repartidas entre pares e impares.

5-3 Geometría del satélite

Las distintas órbitas que puede lograr un satélite son indicadas en la figura 7. Dichas órbitas pueden ser circulares o elípticas. Es de nuestro interés analizar los satélites de órbitas circulares y ecuatoriales, los que generalmente se utilizan para servicios de comunicaciones telefónicas y de TV.

La altitud a la cual ocurre esta órbita se determina partiendo de considerar el tiempo de una revolución del satélite coincidente con el tiempo de un día sidéreo ($t_s = 23\text{hs. } 56\text{ min. } 4\text{ seg.}$). Aplicando las ecuaciones físicas de atracción entre dos cuerpos, figura 8, en la condición de equilibrio podemos deducir:

$$F = (m_s m_p) / d^2 \quad (1)$$

y la fuerza centrífuga será:

$$P = (m_s v^2) / d \quad (2)$$

Luego para que el satélite este en órbita debe producirse el equilibrio:

$$(m_s m_p) / d^2 = (m_s v^2) / d \quad (3)$$

siendo $d = h + R$.

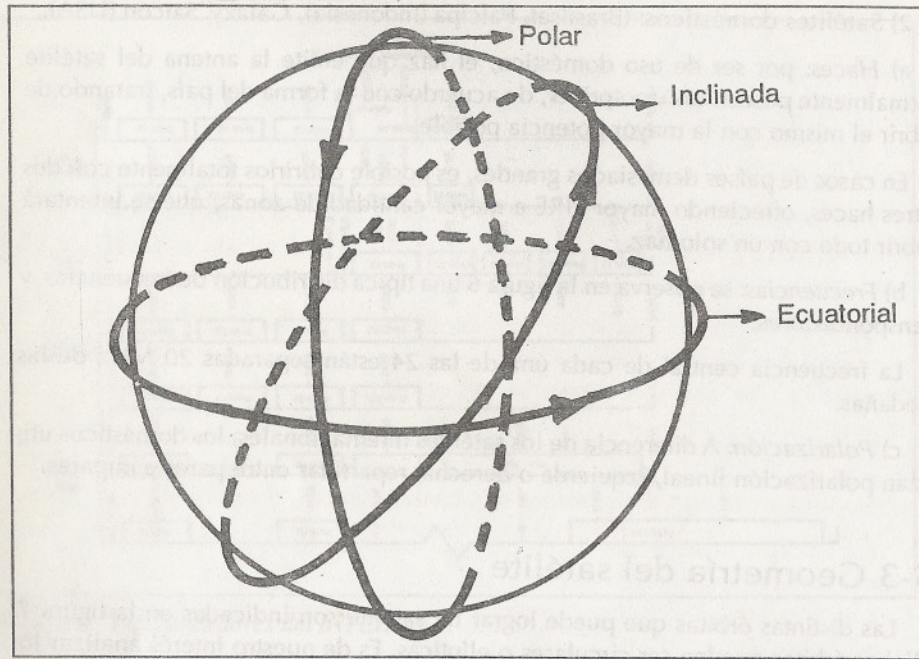


Figura 7. Órbitas satelitales.

Por lo tanto:

$$v^2 = m_t / (R + h) \quad (4)$$

Como la circunferencia de la órbita es:

$$l = 2 \pi (R + h) \quad (5)$$

y la $v = \text{distancia} / \text{tiempo} = 2 \pi (R + h) / t_s$

Por lo tanto nos queda:

$$h = \sqrt[3]{\frac{m_t (t_s)^2}{(2 \pi)^2}} - R \quad (6)$$

Donde h = altura del satélite con respecto a la corteza terrestre, R = radio de la tierra (6375 Km), m_t = masa gravitacional de la tierra ($398600 \text{ Km}^3 / \text{seg}^2$) y t_s = tiempo de un día sidéreo anteriormente mencionado. El valor calculado será:

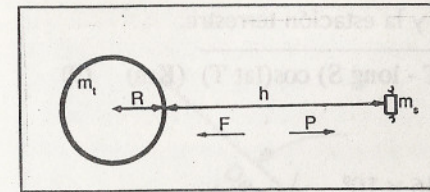


Figura 8. Geometría orbital de un satélite.

$$h = (398600 \cdot (86164)^2 / (2 \pi)^2)^{1/3} - 6375 = 35789 \text{ Km} \quad (7)$$

La altitud de 35789 Km produce la órbita geoestacionaria, y el satélite aparece como un punto fijo en el cielo para un observador ubicado en cualquier lugar de la corteza terrestre.

Para recibir la señal se debe orientar la antena hacia la zona del cielo donde se encuentra el satélite.

Uno de los puntos de importancia es también el posicionamiento y la rigidez del sistema, el cual pueden producir errores que desmejoraran la calidad de la recepción.

El montaje de estas antenas es AZ-EL (azimut elevación) y la ubicación del satélite se realiza conociendo la posición de elevación (EL) y azimut (AZ) como se observa en la figura 9.

Los ángulos por lo tanto quedan definidos entre el plano del horizonte local y el rayo directo al satélite.

Una vez captado en el receptor se pueden hacer ajustes finos para mejorar la señal.

Para calcular el ángulo de orientación horizontal o azimut, el de elevación y de la distancia al satélite se deben seguir estos pasos:

- 1) Cálculo del ángulo de azimut de la antena terrestre T.

$$AZ = \arctg \left(\frac{\text{tg} (\text{long T} - \text{long S})}{\text{sen} (\text{lat T})} \right) \quad (8)$$

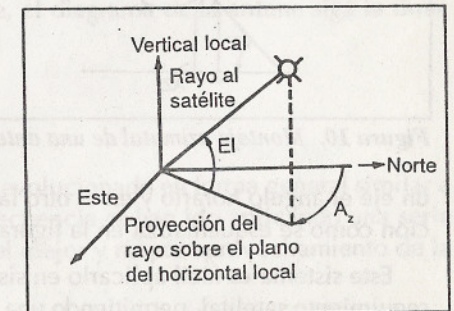


Figura 9. Azimut y elevación.

2) Cálculo de la distancia entre el satélite y la estación terrestre.

$$d = (18185590000 - 536950000 \sqrt{\cos(\text{long T} - \text{long S}) \cos(\text{lat T})}) \text{ (Km)} \quad (9)$$

3) Angulo de elevación.

$$\text{EL} = -90^\circ + \arccos \left(\frac{d^2 - 1,73746 \times 10^9}{12734 d} \right) \quad (10)$$

donde long T y lat T son longitud y latitud de la estación terrena y long S la longitud del satélite.

En la figura 10 se muestra el apuntamiento de la antena con este tipo de montaje y esquemáticamente su montaje mecánico.

Una interesante posibilidad, usada en sistemas de observación astronómicos (radiotelescopio o telescopio), es el montaje polar o ecuatorial. En él, se ajusta en

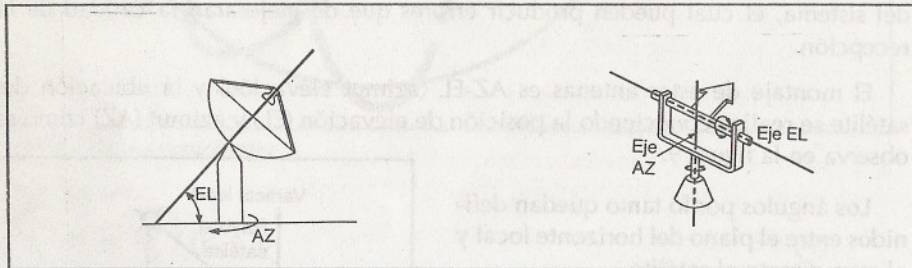


Figura 10. Montaje azimutal de una antena.

un eje el ángulo horario y en el otro la declinación como se esquematiza en la figura 11.

Este sistema es fácil aplicarlo en sistemas de seguimiento satelital, permitiendo una vez ajustado el sistema orientar la antena a cualquier satélite geoestacionario realizando solamente el movimiento de ángulo horario.

El diagrama de la figura 12 muestra un soporte polar. El desplazamiento de la declinación permite que cuando la antena se mueva en án-

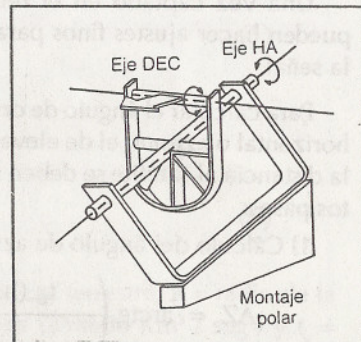


Figura 11. Montaje polar.

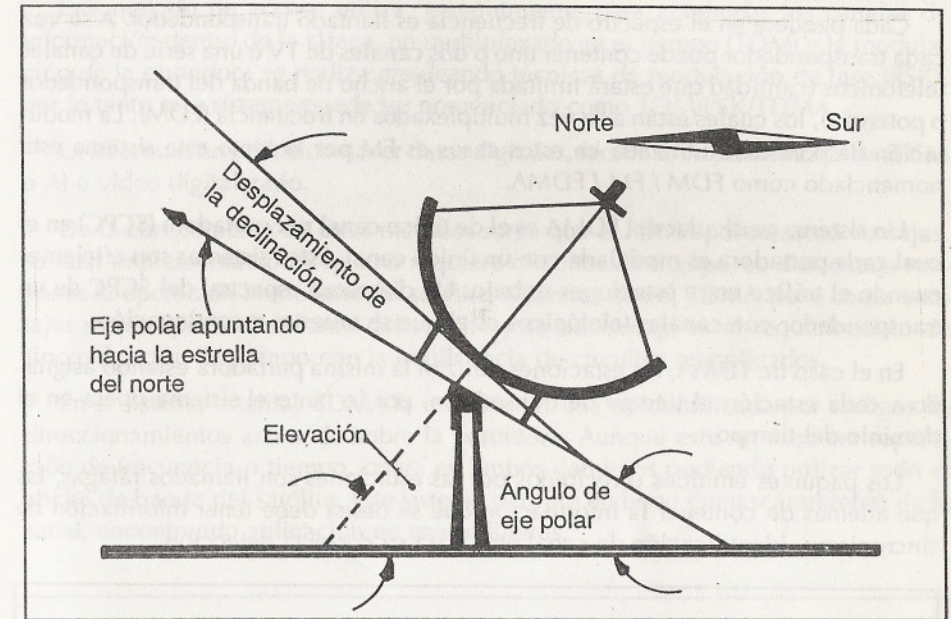


Figura 12. Montaje polar de una antena.

gulo horario, o sea en dirección este-oeste, el diagrama de la antena siga la línea del Ecuador.

5-4 Métodos de acceso

Las comunicaciones satelitales han ido evolucionado en forma general similar a las técnicas de enlaces terrestres. En consecuencia se han ido aplicando una serie de métodos de acceso tratando de lograr el mejor y mayor aprovechamiento de la potencia y el ancho de banda del satélite.

Desde el punto de vista de utilización, los accesos múltiples pueden clasificarse en: Acceso Múltiple por División de Frecuencia (FDMA), Acceso Múltiple por División de Tiempo (TDMA) y Acceso Múltiple por División de Código (CDMA).

En el método de FDMA, las estaciones tienen asignado un ancho de banda y una frecuencia central en todo el ancho de banda que puede manejar el satélite, dicho de otro modo es un método de acceso en el dominio de la frecuencia. La figura 13 nos ejemplifica el método de FDMA.

Cada paquete en el espectro de frecuencia es llamado transpondedor. A su vez cada transpondedor puede contener uno o dos canales de TV o una serie de canales telefónicos (cantidad que estará limitada por el ancho de banda del transpondedor o potencia), los cuales están a su vez multiplexados en frecuencia (FDM). La modulación de portadora utilizada en estos casos es FM por lo tanto este sistema esta nombrado como FDM / FM / FDMA.

Un sistema particular del FDMA es el de único canal por portadora (SCPC) en el cual cada portadora es modulada con un único canal. Estos sistemas son eficientes cuando el tráfico entre estaciones es bajo. Un diagrama espectral del SCPC de un transpondedor con canales telefónicos es el que se muestra a continuación.

En el caso de TDMA, las estaciones utilizan la misma portadora estando asignado a cada estación el tiempo de transmisión, por lo tanto el sistema opera en el dominio del tiempo.

Los paquetes emitidos o recibidos por las estaciones son llamados ráfagas, las que además de contener la información que se desea debe tener información de sincronismo, identificación de canal etc., para su correcta detección.

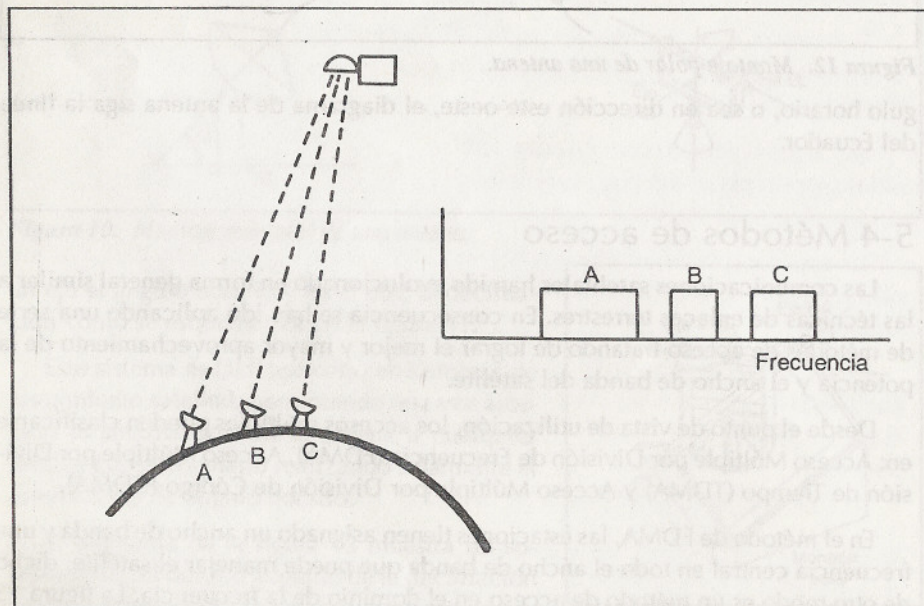


Figura 13. Acceso múltiple por división de frecuencia.

Este método de acceso utiliza, generalmente, para acomodar los canales de información dentro de la ráfaga, un multiplexado en el tiempo (TDM) y la modulación de la portadora se realiza empleando técnicas de modulación de fase (PSK), por lo tanto este sistema puede ser nombrado como TDM/PSK/TDMA.

La información puede contener datos digitales, facsímil, voz sintetizada en (PCM o A) o video digitalizado.

De la comparación de estos métodos surge que el FDMA posee como ventajas, su fácil implementación y que no requiere circuitos de tiempo, su desventaja mayor es la operación ineficiente del satélite. Mientras que el TDMA tiene como ventajas mejor aprovechamiento del satélite y su desventaja es el requerimiento de sincronización de tiempo con la implicancia de circuitos complicados.

En el sistema satelital CDMA la estación terrena es identificada por códigos de direccionamientos actuando sobre la portadora. Aunque este no requiera separación de frecuencia o tiempo, opera en ambos dominios pudiendo utilizar todo el ancho de banda del satélite. Este sistema permite un buen enmascaramiento de la señal, encontrando aplicación en usos militares.

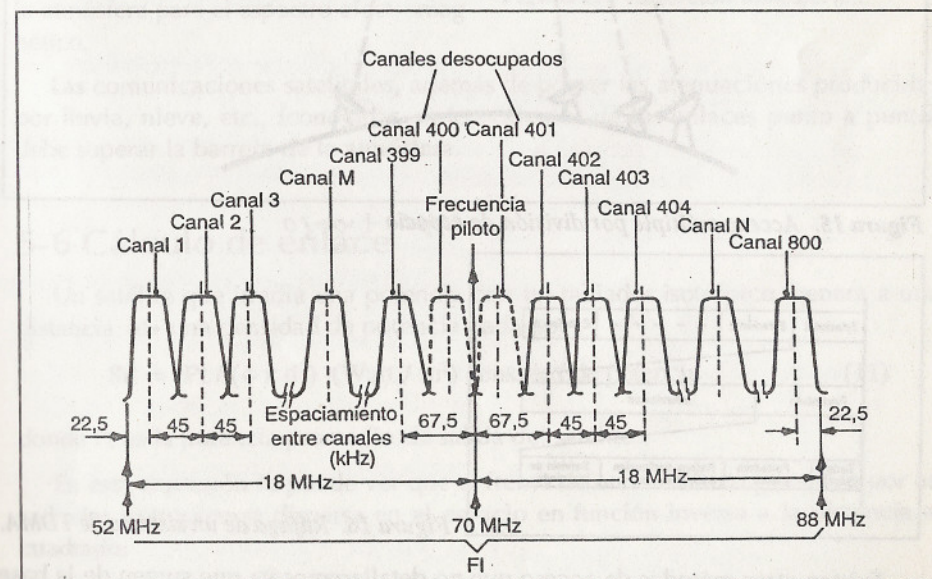


Figura 14. Sistema FDMA con SCPC.

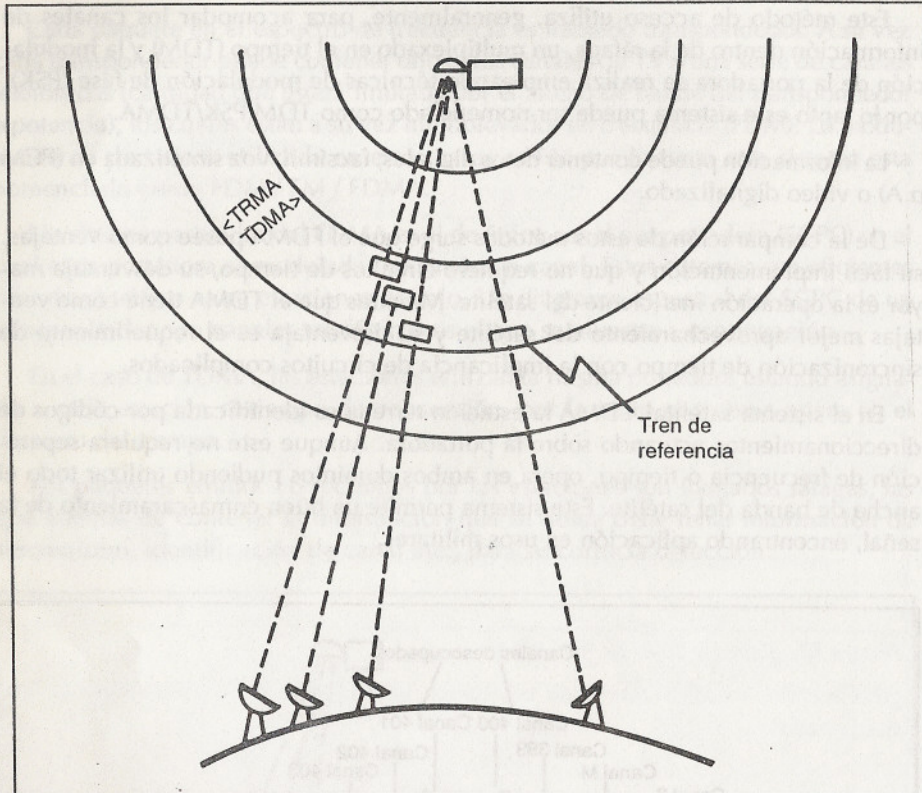


Figura 15. Acceso múltiple por división de espacio y tiempo

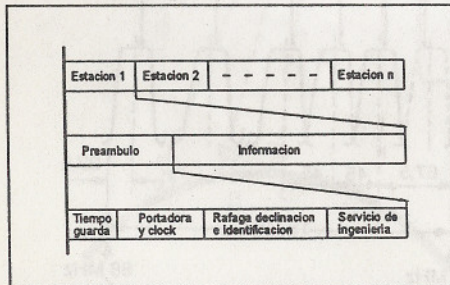


Figura 16. Ráfaga de un sistema de TDMA.

Existen otros métodos de acceso que no detallaremos ya que surgen de la base de los mencionados anteriormente.

5-5 Enlace

La atmósfera de la tierra está formada por una serie de gases, átomos, vapor de agua, que son capturadas por el campo gravitacional de la Tierra. La concentración de partículas, es menor a medida que nos alejamos de la Tierra. Las partículas en la parte superior de la atmósfera (ionósfera) absorben la energía solar ionizando los átomos, produciendo bandas de electrones libres que rodean la Tierra los cuales forman barreras prohibitivas para que algunas longitudes de ondas las atraviesen, tema de interés para las comunicaciones satelitales.

En el gráfico de la figura 17 se muestra la pérdida promedio en dB que produce la atmósfera para el espectro electromagnético.

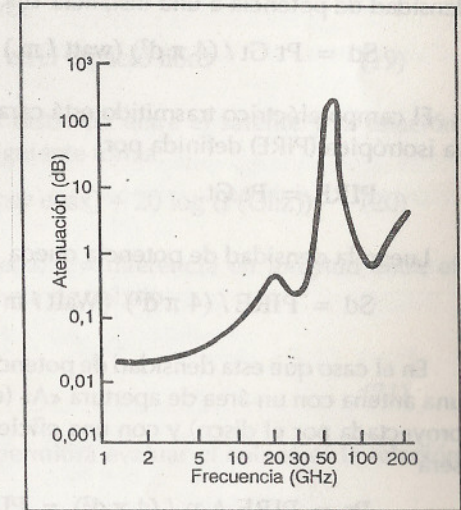


Figura 17. Absorción atmosférica.

Las comunicaciones satelitales, además de poseer las atenuaciones producidas por lluvia, nieve, etc., (conocidas en los cálculos de los enlaces punto a punto) debe superar la barrera de la atmósfera.

5-6 Cálculo de enlace

Un satélite que irradia una potencia con un radiador isotrópico, genera a una distancia «d» una densidad de potencia dada por :

$$S_d = P_t / (4 \pi d^2) \text{ (Watt / m}^2\text{) densidad de potencia} \quad (11)$$

donde P_t es la potencia promedio de salida del satélite.

En esta expresión se puede ver que el frente de onda esférico generado por un radiador isotrópico se dispersa en el espacio en función inversa a la distancia al cuadrado.

Si la antena del satélite posee una ganancia G_t referida al radiador isotrópico, la densidad de potencia a una distancia «d» será

$$S_d = P_t G_t / (4 \pi d^2) \text{ (watt / m)} \quad (12)$$

El campo eléctrico transmitido está caracterizado por la potencia radiada efectiva isotrópica (PIRE) definida por

$$\text{PIRE} = P_t G_t \quad (13)$$

Luego la densidad de potencia queda

$$S_d = \text{PIRE} / (4 \pi d^2) \text{ (Watt / m)} \quad (14)$$

En el caso que esta densidad de potencia sea captada por un receptor, que posee una antena con un área de apertura «A» (en el caso de una parábola es el área total proyectada por el disco) y con una eficiencia de antena « η », la potencia recibida será

$$P_r = \text{PIRE} A \eta / (4 \pi d^2) = \text{PIRE} A_{ef} / (4 \pi d^2) \text{ (Watt)} \quad (15)$$

potencia recibida

El área efectiva « A_{ef} » de captura está dada por el producto del área real «A» por la eficiencia de antena « η » del alimentador principal.

Las antenas receptoras generalmente son reflectores parabólicos, estos poseen una ganancia dada por la siguiente expresión, como se vio en el capítulo 3:

$$G_r = 4 \pi A \eta / (\lambda)^2 \quad (16)$$

Donde « G_r » es la ganancia de la antena receptora referida al radiador isotrópico y « λ » es la longitud de onda

Despejando el área efectiva nos queda

$$A_{ef} = G_r \lambda^2 / 4 \pi \text{ (m}^2\text{)} \quad (17)$$

Reemplazando esta ecuación en la expresión (15) de la potencia recibida, se obtiene:

$$P_r = \text{PIRE} \lambda^2 G_r / (4 \pi d^2) \quad (18)$$

De esta última ecuación queda definido otro parámetro de importancia que es la pérdida de transmisión en el espacio libre:

$$P_{el} = (4 \pi d / \lambda)^2 \text{ (dB) pérdida en el espacio libre} \quad (19)$$

Como dicha pérdida es función de la distancia entre el satélite y la estación terrena puede expresarse también de la siguiente forma

$$P_{el} = 185 + 10 \log (1 - 0,295 \cos y \cos x) + 20 \log (F(\text{Ghz})) \quad (20)$$

Donde y = latitud de la estación terrena, x = diferencia en longitud entre el satélite y la estación terrena y F = frecuencia de trabajo

Luego la potencia recibida queda :

$$P_r = \text{PIRE} G_r / P_{el} \text{ (Watt)} \quad (21)$$

Pero el dato de importancia que nos permitirá evaluar el enlace es la relación portadora a ruido dada por :

$$C/N = 10 \log (\text{Pot. recib. de portadora} / \text{Pot. de ruido del sistema}) \text{ (dB)} \quad (22)$$

La potencia de ruido del sistema es

$$N_s = K T_{sys} B_{fi} \text{ (Watt)} \quad (23)$$

donde K = cte. de Boltzman, T_{sys} = temperatura de sistema en grados Kelvin y B_{fi} = ancho de banda de ruido de frecuencia intermedia

Cabe destacar que los anchos de banda de ruido y de señal son diferentes. El ancho de banda del ruido no es el que se normalmente se define como la caída de 3 dB, debido a que es de interés todo el ruido que interviene en el sistema. Un ejemplo que clarifica lo expuesto es el gráfico de la respuesta de un filtro (figura 18).

En este gráfico podemos ver que el ancho de banda de ruido difiere con el de 3 dB, siendo el ruido un análisis de área, matemáticamente expresado como:

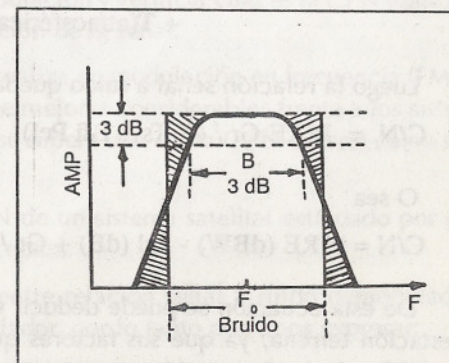


Figura 18. Representación gráfica del ancho de banda de ruido.

$$B_{\text{ruido}} = (1/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \quad (24)$$

siendo $H(\omega)$ la transferencia del filtro.

La siguiente tabla muestra los valores de la relación entre el ancho de banda de ruido y el de 3 dB para distintos tipos de filtros.

Tabla 1. Ancho de banda de ruido relativo a 3 db para filtros Butterworth y Chebyshev

Filtro	Orden	$\frac{B_{\text{ruido}}}{B_{3\text{ db}}}$	Filtro	Orden	$\frac{B_{\text{ruido}}}{B_{3\text{ db}}}$	Filtro	Orden	$\frac{B_{\text{ruido}}}{B_{3\text{ db}}}$
Butterworth	1	1,570	Chebyshev	1	1,570	Chebyshev	1	1,570
	2	1,220	($\epsilon = 0,1$)	2	1,15	($\epsilon = 0,158$)	2	1,33
	3	1,045		3	0,99		3	0,86
	4	1,025		4	1,07		4	1,27
	5	1,015		5	0,96		5	0,81
	6	1,010		6	1,06		6	1,26

La temperatura del sistema está dada por las contribuciones de ruido total del enlace, explicado en el capítulo 4.

$$T_{\text{sys}} = T(\text{fondo del cielo}) + T(\text{receptor}) + T(\text{contribución de tierra}) + T(\text{atmosféricas}) \text{ (grados Kelvin)} \quad (25)$$

Luego la relación señal a ruido queda

$$C/N = \text{PIRE Gr} / (K T_{\text{sys}} B_{\text{fi}} \text{ Pel}) \quad (26)$$

O sea

$$C/N = \text{PIRE (dBW)} - \text{Pel (dB)} + \text{Gr} / T_{\text{sys}} \text{ (dB)} - 10 \log(K B_{\text{fi}}) \text{ (dB)} \quad (27)$$

De esta ecuación se puede deducir el factor $\text{Gr} / T_{\text{sys}}$, factor de mérito de una estación terrena, ya que sus factores que proporcionales a Gr y T_{sys} pueden ser modificados en la estación terrena y permitir la mejora del enlace.

Aspectos prácticos

Debido a la diferencia de los distintos tipos de haces de los satélites, el valor de la PIRE no es uniforme en toda la superficie que ilumina, sino que presenta variaciones de acuerdo a las diferentes consideraciones.

Para los haces globales y hemisféricos, el fabricante normalmente brinda el valor de la PIRE al borde del haz (at beam edge) debiendo luego corregir dicho valor por la ganancia geográfica (G.G.) que se obtiene al considerar la longitud y la latitud del lugar de instalación de la estación terrena.

Como la precisión de la antena depende de la ubicación, la elevación es el parámetro variable para obtención de la ganancia geográfica. Para el haz global y hemisférico de INTELSAT las correcciones son las siguientes:

$$G.G._{hg} = 0,06 \text{ (elevación - 10)}$$

$$G.G._{hh} = 0,02 \text{ (elevación - 10)}$$

Este valor de G.G. se debe adicionar al de PIRE, valor al borde del haz.

Para haces de características regionales y spots se debe considerar la «pisada» (footprint) que entregará el fabricante al usuario. (Por ejemplo figura 20), a los efectos de conocer la PIRE para cada localización de antena.

5-7 Enlaces con modulación analógica

Debemos analizar los sistemas de modulación y verificar cual es la C/N umbral necesaria para lograr una correcta detección de la señal.

La señal en este tipo de transmisión se realiza en modulación en frecuencia (FM). Se sabe que un sistema de este tipo posee mejoras considerables frente a los sistemas de modulación de amplitud (AM) si se supera una cierta C/N umbral como se muestra en la figura 21.

Por lo tanto el factor límite de la C/N de un sistema satelital está dado por el efecto umbral en el demodulador del receptor.

Vemos que hay una relación lineal entre relación señal a ruido demodulada S/N y la C/N a la entrada del demodulador, por lo tanto podemos expresar:

$$S/N = (\text{Mejora FM}) C/N \quad (28)$$

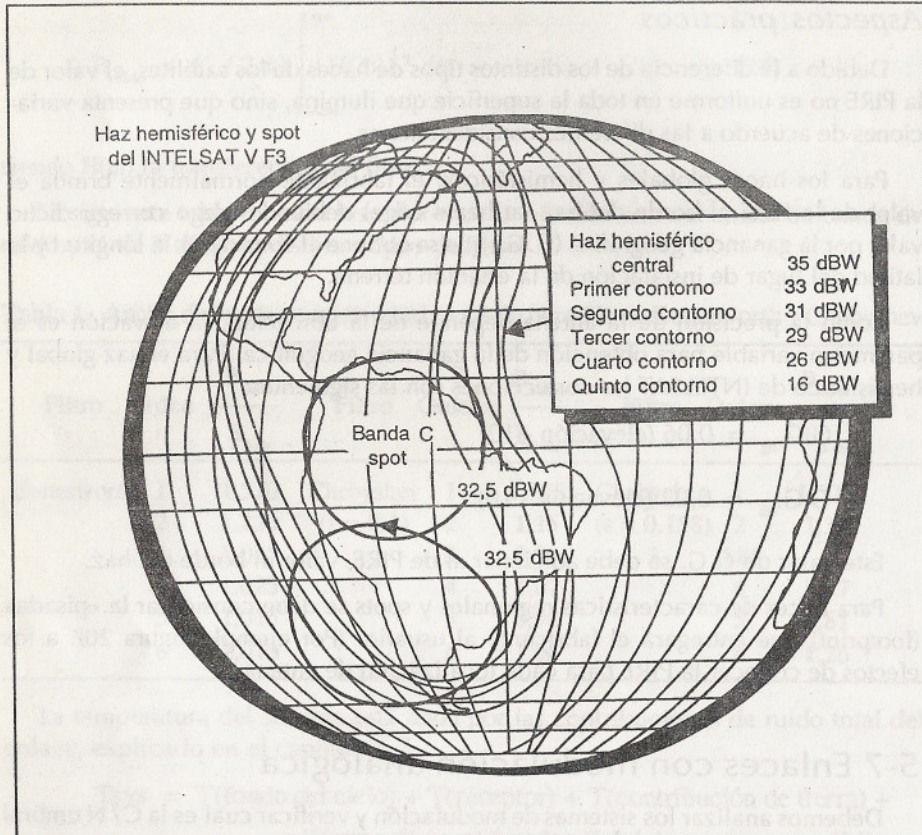


Figura 20. Haz hemisférico y spot del INTELSAT V F3.

Para una simple señal modulada con la más alta frecuencia F_m , la mejora es expresada por:

$$S/N = 3 \beta^2 (B_{FI} / 2 F_m) (C/N) \quad (29)$$

Donde β es el índice de modulación de FM definido como $\beta = \Delta F / F_m$ siendo ΔF la desviación de la frecuencia.

El espectro de una onda senoidal simple modulada en FM genera un infinito números de frecuencias y se requerirá un infinito ancho de banda para recibirla. En

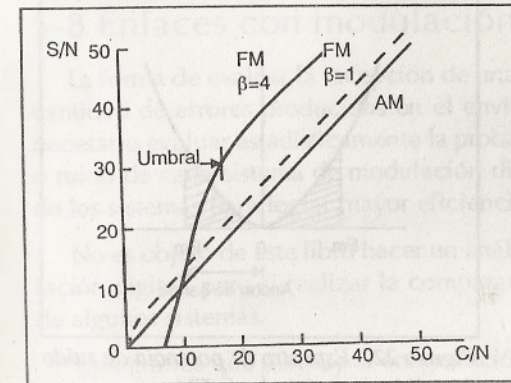


Figura 21. Transferencias de sistemas de demodulación.

la práctica la señal debe ser filtrada y reducir su ancho de banda para su transmisión. Una buena aproximación es la dada por la ecuación de Carson, donde:

$$BFI = 2 (\Delta F + F_m) \quad (30)$$

o

$$BFI = 2 F_m (1 + \beta) \quad (31)$$

La energía fuera de este ancho de banda expresado por esta ecuación es muy pequeña y aceptando una pequeña distorsión podremos detectar la señal de FM.

Luego reemplazando el ancho de banda en la ecuación de S/N nos queda:

$$S/N = 3 (1 + \beta) \beta^2 C/N \quad (32)$$

Para $\beta \gg 1$ nos queda una simplificación de la expresión (29):

$$S/N = 3 \beta^3 C/N \quad (33)$$

El espectro de potencia del ruido a salida de un receptor de FM es proporcional a F^2 como se observa en la figura 22.

Como consecuencia la S/N no es uniforme sobre todo el ancho de banda.

Este sistema se puede mejorar aún más con redes de preénfasis y deénfasis lográndose una relación señal a ruido demodulada dada por la siguiente ecuación:

$$S/N = C/N \text{ (dB)} + 10 \log (Bfi / 2 F_m) + 10 \log (3 \beta^3) + P \text{ (dB)} \quad (34)$$

donde P = factor de mejoras de preénfasis.

Las redes de preénfasis y deénfasis tienen características inversas y colocadas en el transmisor y receptor respectivamente, compensan las características no uniformes del ruido dando una mejora de 2 a 3 dB en la S/N .

Como se dijo anteriormente que el factor límite C/N estaba dado por el efecto umbral en el demodulador, esto puede reducirse en más de 2 dB utilizando el demodulador extensión de umbral (TED). El gráfico típico de esta relación se muestra en la figura 23.

Podemos observar que una $C/N = 7$ dB sería el umbral para obtener una buena calidad de detección de señal. Pero se debe tener cuidado, ya que en la ecuación de la C/N no se han tenido en cuenta las pérdidas adicionales del enlace como son: lluvias, nieve, desmejora del transpondedor etc. que provocaran una C/N menor y si es menor que 7 dB la gráfica decae abruptamente provocando un deterioro de calidad de la señal recibida.

Es por eso que dependiendo de la calidad del servicio que se necesita, es necesario tener un margen por fading. En este caso la estación terrena debería cumplir la siguiente condición

$$C/N = C/N(\text{umbral}) (\text{dB}) + \text{Margen Fading} (\text{dB}) \quad (35)$$

Según el servicio y la confiabilidad necesaria del sistema se estipula dicho margen en forma estadística.

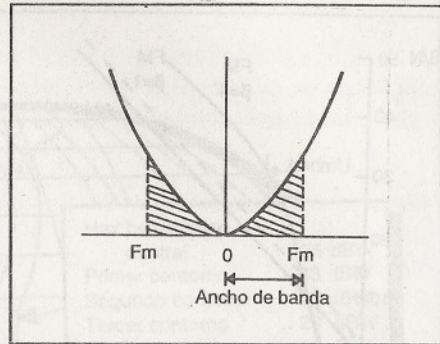


Figura 22. Espectro de potencia de ruido de salida demodulada de FM.

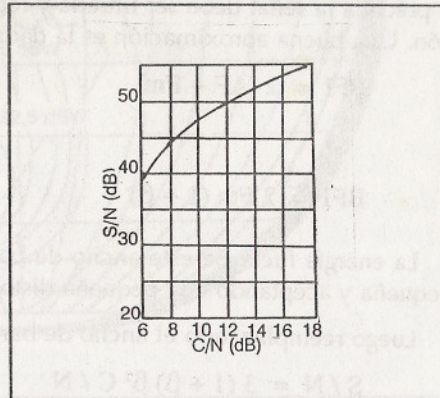


Figura 23. Transferencia de un demodulador de FM con extensión de umbral.

5-8 Enlaces con modulación digital

La forma de evaluar la recepción de una información digital es poder estimar la cantidad de errores producidos en el envío de la información. Es por eso que es necesario evaluar estadísticamente la probabilidad de error en relación a la energía o ruido de cada sistema de modulación digital, lo cual permite una comparación de los sistemas para lograr mayor eficiencia en la transmisión.

No es objeto de este libro hacer un análisis exhaustivo de los sistemas de modulación digital, pero si realizar la comparación que permite la explicación del uso de algunos sistemas.

Una gráfica que permite la comparación de los sistemas de modulación digital, se muestra en la figura 24.

Siendo P_e la probabilidad de error de un bit (significa que una $P_e = 10^{-2}$, es el error de un bit en 100 detectados) y E_b/N_0 la energía bit de la potencia de portadora a ruido. Este gráfico da una idea clara que los sistemas de modulación por desplazamiento de fase (PSK) con igual potencia transmitida poseen menor posibilidad de error que los demás sistemas.

Otro de los parámetros que debemos definir en este tipo de comunicación es la eficiencia del sistema dado por:

$$\eta = (R / B_c) \text{ bit} / \text{Hz} \quad (36)$$

siendo: R la velocidad de transmisión en bits / seg.

y B_c es el ancho de banda requerido en portadora en Hz.

Considerando un sistema BPSK estandar, el cual transmite a una velocidad de $R = 1/T_b$, siendo T_b el tiempo de bits de una señal binaria que no retorna a cero (NRZ) siendo como consecuencia su espectro como se indica en la figura 25.

Luego se desprende que el ancho de banda debe ser de $2/T_b$. La eficiencia será:

$$\eta_{\text{BPSK}} = (R / B_c) = (1/T_b) / (2/T_b) = (1/2) (\text{bps} / \text{Hz}) \quad (37)$$

Para el caso de un sistema M-ario podemos escribir que:

$$\eta_{\text{MPSK}} = \log_2 (M / 2) \quad (38)$$

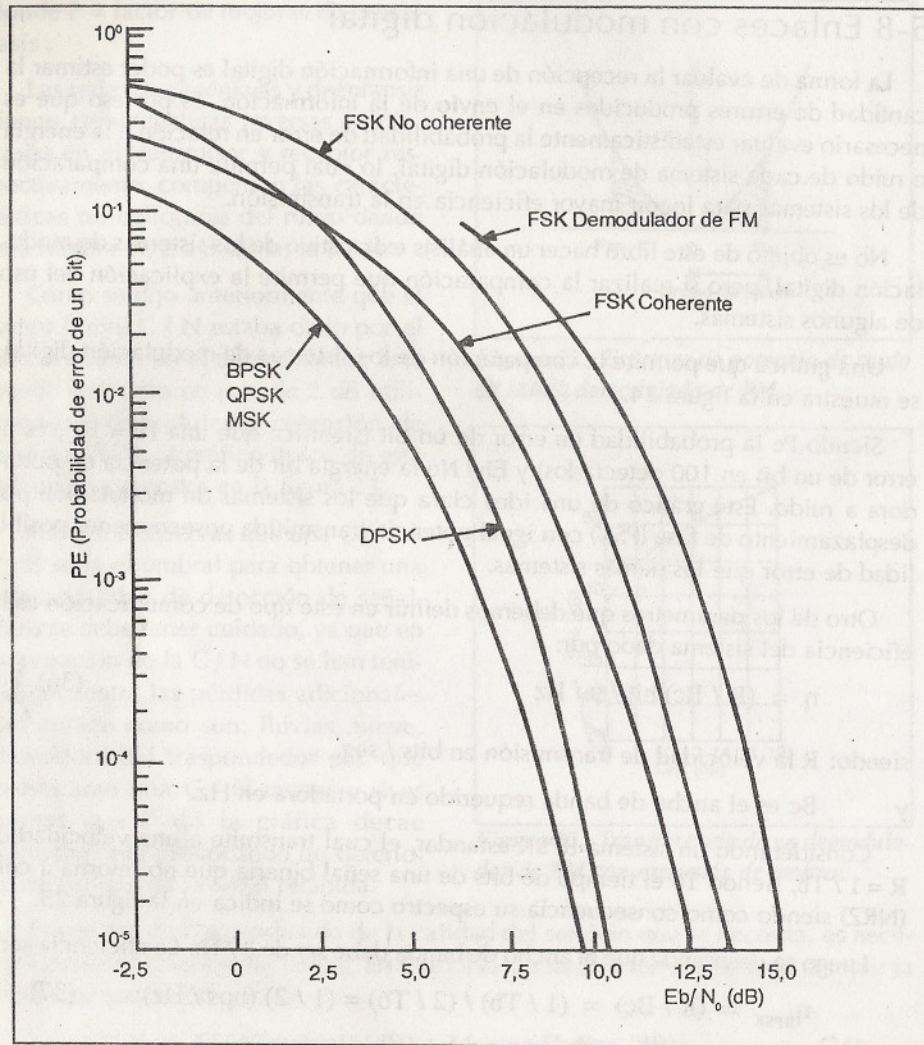


Figura 24. Probabilidad de error vs. energía de bit a ruido de distintos sistemas de modulación digital

Analizando la E_b/N_0 podemos escribir que:

$$E_b / N_0 = (P_c T_b) / N_0 \quad (39)$$

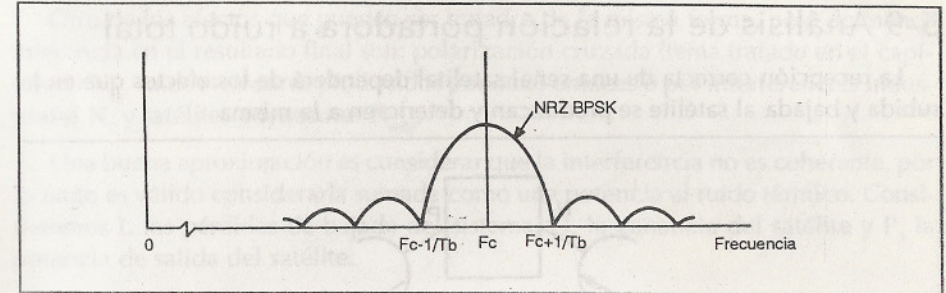


Figura 25. Espectro de señal codificada en NRZ y modulada en BPSK.

siendo P_c la potencia de portadora. Dividiendo y multiplicando por el ancho de banda, la expresión nos queda que:

$$E_b / N_0 = \frac{P_c T_b}{N_0 B_c} B_c \quad (40)$$

siendo: $P_c / (N_0 B_c) = \text{CNR}$ y $1 / T_b = R$. Luego:

$$E_b / N_0 = \text{CNR} (B_c / R) = \text{CNR} / \eta \quad (41)$$

Esta ecuación permite vincular la CNR con la E_b/N_0 , analizada anteriormente en el párrafo 5-6.

Los sistemas de modulación digital permiten el uso de técnicas de corrección de error con la que se obtienen mejores resultados. Una gráfica teórica, con un código corrector de error (3/4 Forward error Correction) es mostrado en la figura 26.

Cabe destacar que las mejoras en la probabilidad de error es comparada con la E_b/N_0 es obtenida a expensas de mayores anchos de banda.

Por lo tanto se puede deducir que la P_e quedará determinada por la calidad del modem y el código corrector de error utilizado.

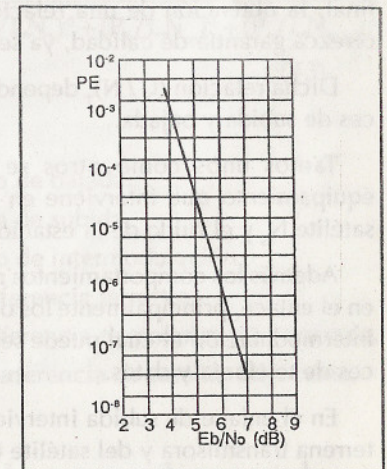


Figura 26. Probabilidad de error vs. energía de bit a ruido de sistemas con corrector de error.

5-9 Análisis de la relación portadora a ruido total

La recepción correcta de una señal satelital dependerá de los efectos que en la subida y bajada al satélite se produzcan y deterioren a la misma.

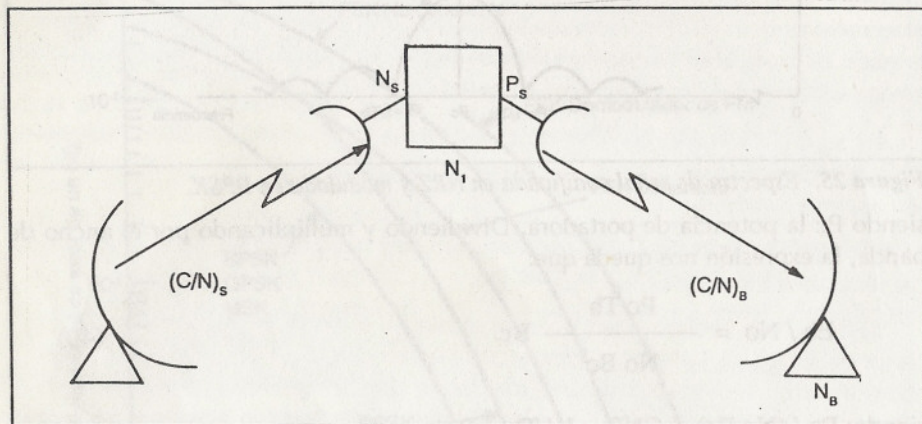


Figura 27. Esquema de enlace satelital completo.

A los fines del desarrollo de un sistema satelital se debe tomar como objetivo final, la obtención de una relación portadora a ruido total $(C/N)_T$ mínima que ofrezca garantía de calidad, ya sea para una señal de telefonía, TV o datos.

Dicha relación $(C/N)_T$ depende de diferentes parámetros incluidos en los enlaces de subida y bajada.

Tantos unos como otros se ven afectados por los niveles de ruido del equipamiento que interviene en los mismos, como es el ruido del receptor del satélite N_s y el ruido de la estación terrena N_B .

Además los comportamientos no lineales de los amplificadores que intervienen, en el enlace, principalmente los de alta potencia del satélite, producen el efecto de intermodulación el cual puede ser tratado como ruido N_i e interviene en los enlaces de telefonía y datos.

En el enlace de subida intervienen las ganancias de los sistemas de la estación terrena transmisora y del satélite (G/T) mientras que en el enlace descendente se considera para la obtención del $(C/N)_T$, la PIRE del satélite en la dirección de la estación receptora y el factor de calidad (G/T) de la misma.

Otro de los efectos que pueden ser tratados de la misma forma, pero de menor inferencia en el resultado final son: polarización cruzada (tema tratado en el capítulo 2) N_{cp} , ruidos terrestres producidos por otros enlaces o por interferencias industriales N_T y satélites adyacentes N_{sady} .

Una buena aproximación es considerar que la interferencia no es coherente, por lo tanto es válido considerarla sumada como una potencia al ruido térmico. Consideremos L las pérdidas de bajada del sistema, G_s la ganancia del satélite y P_s la potencia de salida del satélite.

Podemos expresar:

$$(C/N)_T = \frac{P_{SL}}{(N_B + G_T N_s + L N_i + N_T + N_{cp} + N_{sady})} \quad (42)$$

Colocando esta ecuación en forma conveniente:

$$\frac{1}{(C/N)_T} = \frac{1}{(P_s L / N_B)^{-1} + (P_s / L N_s)^{-1} + G_T N_s + (P_s / N_i)^{-1} + (P_s / L N_T)^{-1} + (P_s / L N_{cp})^{-1} + (P_s / L N_{sady})^{-1}} \quad (43)$$

De la cual podemos definir:

$$\begin{aligned} (C/N)_B &= (P_s L / N_B) = \text{portadora a ruido de bajada.} \\ (C/N)_s &= (P_s / G N_s) = \text{portadora a ruido de subida.} \\ (C/N)_i &= (P_s / N_i) = \text{portadora a ruido de intermodulación.} \\ (C/I)_{terr} &= (P_s / L N_T) = \text{portadora a interferencia terrestre.} \\ (C/I)_{cp} &= (P_s / L N_{cp}) = \text{portadora a interferencia de polarización cruzada.} \\ (C/I)_{sady} &= (P_s / L N_{sady}) = \text{portadora de interferencia de satélite adyacente.} \end{aligned}$$

La expresión final queda como:

$$\frac{1}{(C/N)_T} = \frac{1}{(C/N)_s} + \frac{1}{(C/N)_B} + \frac{1}{(C/N)_i} + \frac{1}{(C/I)_{terr}} + \frac{1}{(C/I)_{cp}} + \frac{1}{(C/I)_{sady}} \quad (44)$$

Si se calcula el enlace de subida de forma tal que el $(C/N)_s$ sea mucho mayor que el $(C/N)_B$, el $(C/N)_T$ será levemente menor que el $(C/N)_B$, siendo el objetivo final en cierta forma independiente del enlace de subida.

Considerando los ruidos relativos a la polarización cruzada, interferencia terrestre y satélite adyacente queda:

$$\frac{1}{(C/N)_T} = \frac{1}{(C/N)_s} + \frac{1}{(C/N)_B} + \frac{1}{(C/N)_i} \quad (45)$$

Siendo el $(C/N)_s$ y $(C/N)_i \gg (C/N)_B$,

queda que: $(C/N)_T \cong (C/N)_B$

Lo que simplifica el cálculo y establece cierta independencia entre el diseño de la estación terrena receptora y el enlace de subida.

No obstante, en el caso que se trabajara en configuraciones del satélite de alta sensibilidad (satélites como el INTELSAT VAF13, poseen tres tipos de ganancia: media, alta y extra alta) es decir con una menor densidad de flujo de saturación de entrada; el $(C/N)_s$ disminuye considerablemente, lo que hace que tome importancia en la ecuación 45 quedando el $(C/N)_T$ ligados por las dos estaciones terrestres y el satélite.

No obstante lo mencionado, no sólo es necesario para una buena recepción un alto $(C/N)_B$, sino que se deben sumar otros factores como el nivel de interferencia de la zona, ya que existen áreas atravesadas por sistemas de microondas que operan en la misma banda de frecuencia que los sistemas satelitales, por lo tanto el nivel de la interferencia o de armónica puede desmejorar la calidad de recepción de cualquier estación terrena.

Esto demuestra que no solo es necesario para una buena recepción un alto $(C/N)_B$, sino que se deben sumar otros factores, entre ellos uno de gran importancia que es el nivel de interferencia de la zona donde se ubica la estación terrena, ya que el nivel de armónico de algunas estaciones terrestres interferentes pueden desmejorar la calidad de recepción de cualquier estación terrena.

BIBLIOGRAFIA

- 1) Bava, J.; Sanz, A. J. - Antena Bocina Cónica Corrugada - Publicado en el III Congreso de Electrónica - Bs. As. 1983.
- 2) Bava, J. A. - Cálculo de Líneas de Microtiras - Revista Telegráfica Electrónica - Marzo 1985.
- 3) Bava, J.; Filloy, J.; Olalde, J. C.; Sanz, J. A. - Proyecto y Construcción de un Cabezal para un Radiómetro en Banda L - Revista Telegráfica Electrónica - Agosto 1985
- 4) Bava, J. A.; Larrarte, J. J. - Amplificadores con Fet de As Ga para microondas - Revista Telegráfica Electrónica - Noviembre 1985.
- 5) Bava, J. A.; Sanz J. A. - Medida de Ruido - Revista Telegráfica Electrónica - Mayo 1986.
- 6) Bava, J. A.; Benveniste, E. R.; Sanz, J. A. - Recepción de TV Vía Satélite - Revista Telegráfica Electrónica - Abril 1988.
- 7) Bava, J. A.; Sanz, J. A. - Diseño con Amplificadores con FET de As Ga con Parámetros de Reflexión - Revista Telegráfica Electrónica - Mayo 1988
- 8) Biller, R. P. - Understanding Receiving System Design Parameters - Microwave Journal - February 1985
- 9) Feher, K. - Digital Communication.
- 10) Fisk, J. R. - Microstrip Transmission Line - Ham Radio January 1978.
- 11) Freesman, R. - Communication Handboock.
- 12) Gagliardi, R. M. - Satellite Systems.
- 13) Ha, T. - Solid State Microwave Amplifier Design - John Wiley, 1981.

- 14) Harlan Howe, J. R. - Stripline Circuit Design - Microwave Associates - Burlington, Mass.
- 15) Helszajn. - Passive and Active Microwave Circuits. - Wiley Interscience .
- 16) I.T.T. - Reference Data for Radio Engineers - H. W. Sams, 1969.
- 17) Jasik, H. - Antenna Engineering Handbook - McGraw-Hill Book Company, 1961.
- 18) Jessop & Evans. - VHF-UHF Manual - Londres, RSGB, 1976.
- 19) Kennedy, George. - Electronic Communication Systems - McGraw-Hill.
- 20) Kip, Arthur F. - Fundamentos de la electricidad y magnetismo.
- 21) Kiver, Milton. - UHF Circuits and Components - D. Van Nostrand Company, Inc., 1955.
- 22) Krauss, John D. - Antennas - New York, McGraw-Hill, 1950.
- 23) Krauss, John D. - Electromagnetics - McGraw-Hill Book Company, 1984.
- 24) Krauss, John D. - Radio Astronomy - Cygnus-Quasar Books, 1986.
- 25) Lance, A. L. - Introduction to Microwave Theory and Measurements - McGraw-Hill, Inc., 1964.
- 26) Landee, Giacometto. - Electronic Designer's Handbook.
- 27) Laverghetta, T. - Practical Microwave - H. Sans & Co., 1986.
- 28) Love, A. W. - Electronic Horn Antennas - IEEE Press, 1976.
- 29) Love, A. W. - Reflector Antennas - IEEE Press, 1978.
- 30) M.I.T. - Radiation Laboratory Series. - Microwave Antenna theory and Design, Nro. 12 - Boston Technical Publishers, Inc., 1964.
- 31) M.I.T. - Principles of Radar - McGraw-Hill, 1952.
- 32) M.I.T. - Radiation Laboratory Series - Microwave Transmission Circuits Nro 9 - Boston Technical Publishers, Inc, 1964.

- 33) M.I.T. - Radiation Laboratory Series. - Principles of Microwave Circuits, Nro 8 - Boston Technical Publishers, Inc., 1964.
- 34) Marcuvitz, N. - Waveguide Handbook - McGraw-Hill Book, 1951.
- 35) Matthaei, G. L.; Young, L; Jones, E. M. - Microwave Filter, Impedance Machine Networks and Coupling Structures Dedham, MA - Artech House, 1980.
- 36) Milligan, T. A. - Modern Antenna Design - McGraw-Hill Book Company
- 37) Mundford, W. W. - The Optimum Piston Position for Wide-band coaxial to Waveguide Transducers-Proceeding of the IRE - February.
- 38) Ott, H. - Noise Reduction Techniques in Electronic System - John Wiley and Sons.
- 39) Pratt, T.; Bostian, C. W. - Satellite Communications - John Wiley & Sons.
- 40) Pritchard, W. C.; Sciulli, J. A. - Satellite Communications Systems Engineering - Prentice Hall, Inc.
- 41) Reich; Ordnung; Krauss; Skalnik. - Microwave Theory and Techniques Boston Technical Publishers, 1965.
- 42) Rubin, D.; Hislop, A. R. - Millimeter Wave Coupled Line Filters - Microwave Journal, Octubre, 1980.
- 43) Sanz, J. A. - La junta Turnstile como Separador de Polarización en 1,4 GHz - Publicado en el Boletín del III Congreso de Electrónica - Bs. As. 1983.
- 44) Smith, Jaroslav. - Microondas - Erica.
- 45) Stongner, D. A. - Preamp/Blok Downconverter Integration Lowers TVRO Cost - MSN March 1982.
- 46) Tam, Alam. - Principles of Microstrip Design - RF Design June 1988.
- 47) Trainotti. - Apuntes de electromagnetismo - 1977.