



295
119

Universidad Nacional Autónoma de México

FACULTAD DE INGENIERIA

“COMUNICACIONES VIA SATELITE”

TESIS PROFESIONAL

Que para obtener el Título de
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

presenta

DAVID VALDES FERREIRA

MEXICO, D. F.

1982



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INDICE

1) Introducción	1 - 3
2) Descripción de un satélite .	
2.1) Características	4 - 5
2.1.1) Dimensiones	6
2.2) Equipo que compone un satélite	7 - 37
2.3) Determinación de la posición de un satélite	
2.3.1) Telemetría, rastreo , comando	
y monitoreo	38 - 55
2.4) Órbita y regiones en que opera el satélite.....	56 - 64
3) Sistemas de Comunicaciones INTELSAT .	
3.1) Modulación en frecuencia (FM)	67 - 70
3.1.1) Acceso Múltiple por Distribución de	
Frecuencia (FDMA).....	70 - 71
3.1.2) Análisis de transmisión FDM-FM	72 - 76
3.1.3) Portadoras que se usan en FDM/FM	
y de Televisión	77 - 82
3.1.4) Flujo de la señal	83 - 81
3.1.5) Ventajas y Desventajas en FDMA	88
3.1.6) Configuración de la banda base multicanal	89 - 114
3.2) Sistema SPASIS	115 - 184
3.3) Sistema TDMA/DSI	185 - 283
4) Efectos atmosféricos y variables que intervienen	
en la comunicación vía satélite .	
4.1) Posición del satélite y la tierra	284 - 285
4.2) Reflexión y refracción	286 - 289

4.3) Índice de refracción modificado.....	290 - 292
4.4) Influencia en la troposfera	292 - 294
4.5) Reflexión y refracción de ondas por la ionosfera	295
4.5.1) Reflexión o refracción en altas frecuencias	295 - 297
4.5.2) Atenuación en la propagación ionosférica	298
4.5.3) Dispersión en la ionosfera	299 - 302
4.6) Interferencia bajo la presencia de la dispersión de la lluvia	303 - 305
4.7) Tiempo de propagación en el servicio fijo por satélite	306 - 316
4.8) Ruido de interferencia y ángulo de coordinación	317 - 320
4.9) Efectos atmosféricos	321 - 355
4.10) Sistemas de comunicaciones	356 - 381
5) El futuro de las comunicaciones	382 - 383

APENDICE I

Introducción al suministro de energía eléctrica	384 - 388
-------------------------------------------------------	-----------

APENDICE II

Efecto fotoeléctrico.....	389 - 397
---------------------------	-----------

APENDICE III

Polarización	398 - 407
--------------------	-----------

APENDICE IV

Amplificador de tubo de onda progresiva (ATOP).....	408 - 429
-----------------------------------------------------	-----------

BIBLIOGRAFIA	430 - 433
--------------------	-----------

Los satélites geoestacionarios para telecomunicaciones son el resultado de una feliz conjunción de las tecnologías de cohetes gobernables y de repetidores de radio .

Las ideas creativas y experimentos ingeniosos de muchas personas de muchos países han creado las bases técnicas de los vehículos espaciales de la actualidad .

Antes de describir los satélites artificiales es adecuado citar los vehículos de lanzamiento .

Los cohetes de puesta en órbita ahora en uso deben su origen a los simples experimentos de los primeros pioneros .

Aunque los cohetes con combustible sólido han sido conocidos y empleados durante siglos , se requirieron los estudios teóricos y lanzamientos de prueba de cohetes controlados por giróscopos efectuados durante la década de 1920 y 1930 por el profesor americano Robert H . Goddard para demostrar la posibilidad de emplear combustibles líquidos . Este método constituye hoy el principal sistema de propulsión de los vehículos de propulsión para comunicaciones , en primer lugar los cohetes Delta y Centauro .

En 1929 , el ingeniero austriaco Hermann Noordung expuso en un tratado teórico la primera descripción de las características de una órbita terrestre sincrónica o geoestacionaria ; demostró que si se lanzara un satélite por medio de un cohete en una órbita circular ecuatorial a una altura de 36000 kilómetros , en la que el periodo de una revolución sería de 24 horas , permanecería estacionaria en relación a la Tierra , tal como si estuviera montado en la parte más alta de un mástil gigante .

La primera descripción de un satélite para comunicaciones puede atribuirse al científico y escritor inglés Arthur C. Clarke que en una " visión profética " mostró en 1945 que si se colocaba un equipo apropiado de radio en una órbita geoestacionaria podría cubrir continuamente con sus emisiones grandes regiones del globo .

Reconoció no solo la posibilidad de las comunicaciones por satélite sino también la importancia para el mundo y propuso que se desarrollara un sistema de ese tipo .

Los especialistas soviéticos en cohetes satisficieron en parte su curiosidad con el lanzamiento del Sputnik , el primer satélite artificial . Este suceso sensacional de 1957 estimuló a mucho más actividad en el desarrollo de vehículos espaciales para usos prácticos . Desencadenó entre otras cosas el inicio de toda una carrera espacial en el mundo y despertó el interés por parte de muchos que anteriormente no habían prestado atención a estas cuestiones .

En contraste con todas las otras órbitas , la órbita geoestacionaria permite comunicaciones continuas en vastas regiones a través de un solo satélite y exige muy poca capacidad de rastreo o ninguna por parte de las estaciones terrestres .

Así pues , si se dispusieran satélites geoestacionarios se conseguirían grandes economías tanto en los elementos en órbita como en los terrestres .

En 1959 sin embargo las perspectivas de alcanzar rápidamente este objetivo eran muy escasas .

Los diseños considerados en aquella época suponían muchos problemas en cuanto a dimensiones y complejidad . El tamaño excluía el empleo de los cohetes de lanzamiento de que se disponía y aunque hubieran podido ponerse en órbita , los diseños eran demasiados complejos para que su duración fuera económicamente atractiva .

Por el año de 1961 hubo cierto escepticismo , pues es tanto en Estados Unidos como en Europa se tenían dudas acerca de las soluciones técnicas y de la calidad de las comunicaciones habladas a través de un satélite geoestacionario .

Esta última objeción se basaba en el tiempo de propagación asociado con la órbita de gran altitud y su acción negativa sobre los supresores de eco empleados en las redes terrestres .

Las pruebas continuadas demostraron sin embargo que el retardo podía ser aceptable dotando a los circuitos de habla con supresores de eco adecuadamente diseñados y por lo demás no afectaba las comunicaciones de televisión , ni de telegrafía .

Hacia fines de 1961 , la NASA y en cooperación con el Departamento de Defensa de los EUA , decidieron patrocinar un programa para probar la idea . Este nombre recibió el nombre Syncom , de comunicaciones síncronas .

El primer satélite Syncom fué lanzado en febrero de 1963 pero explotó al entrar en órbita final . El siguiente intento se hizo en Julio , este satélite fué el Syncom II donde aquí se pudo demostrar con éxito la posibilidad de establecer las comunicaciones a través de un satélite síncrono aunque no geoestacionario (ya que la órbita era oblicua en relación al Ecuador) .

La primera órbita geoestacionaria se consiguió en 1964 con el lanzamiento del Syncom III y su colocación en una órbita ecuatorial síncrona . Este satélite se empleó entre otros fines para las transmisiones de televisión de la Olimpiada de Tokio a través del Pacífico .

Puede decirse que los comienzos de las comunicaciones espaciales se sitúan en 1962 - 1963 , pues la NASA efectuó por primera vez demostraciones de tres elementos experimentales de comunicaciones por satélite .

Estos elementos una antena de 26 metros de diámetro y un receptor de bajo ruido para estaciones terrenas , transmisores de microondas confiables y probados en órbita y satélites geostacionarios constituyen la base del primer sistema comercial de comunicaciones por satélite del mundo .

El sistema que sería explotado por el consorcio de naciones a que pertenecía , por medio de la que hoy se denomina Organización Internacional de Telecomunicaciones por Satélite (INTELSAT) .

En la actualidad , integran INTELSAT más de 100 países miembros , 64 de los cuales poseen estaciones terrenas .

Existen en todo el mundo 143 estaciones INTELSAT , interconectadas mediante satélites emplazados sobre los Océanos Atlántico, Pacífico e Indico que tienen una capacidad de 4000 a 6000 circuitos telefónicos cada uno , por 531 trayectos

INTELSAT fué inaugurado con el lanzamiento de INTELSAT I en 1965, proporcionó un servicio telefónico transatlántico a estaciones situadas en los primeros 14 países miembros con una capacidad total de 240 circuitos telefónicos (en ambos sentidos) pero que no ofrecía posibilidad de acceso múltiple .

En nuestro estudio tomaremos en cuenta el INTELSAT V y se usará para una variedad de servicios .

Se emplea DSI (Técnica de Interpolación digital de palabras) y sistemas digitales de modulación ; las velocidades de bits dependerán del tipo de mensaje y de transponder .

Las capacidades de los transponders en los satélites a las frecuencias de 6/4 GHz han tendido a permanecer invariables , salvo en el caso de INTELSAT en que han aumentado .

El ingreso en la región de 14/11 GHz , duplica por lo menos la capacidad total desde un principio .

Se puede hacer notar que en sí existe toda una gran industria de satélite de comunicación .

Una industria donde está creciendo con un gran desarrollo , fuerza , versatilidad y que es una buena fuente en la aplicación de las telecomunicaciones y tal es el caso de que se puede contar con equipo terminal .

2) Descripción de un satélite . INTELSAT V .

2.1) Características .

En esta generación de satélites de la serie INTELSAT , el INTELSAT V alcanza prácticamente un lugar que se debe de tomar en cuenta en las modernas comunicaciones que hoy se realizan y se debe en gran parte a la electrónica ya tan avanzada y también a la cohetaría espacial .

Se debe de considerar que el tráfico ha ido en aumento y claro esta que la demanda es tal que es necesario utilizar sistemas de comunicaciones de una mejor eficiencia que los anteriores .

El satélite INTELSAT V está construido por medio de la concesión que otorgó el organismo INTELSAT a la compañía Aeronautica Ford . Se tienen subcontratadas a diferentes compañías que colaboran para la realización de este proyecto .

Las compañías que realizan la fabricación de este satélite con la compañía Aeronautica Ford son :

- 1) Messerschmitt - Boelkow - Blohm (MBB) . , de la República Federal de Alemania ; con la responsabilidad para la determinación del control de la altitud y el arreglo del panel solar .
- 2) Sociedad Nacional de Industria Aeroespacial (SNIAS) de Francia con la responsabilidad para determinar la estructura del satélite y sistemas de control térmico .
- 3) Thomson - CSF de Francia , en el cual provee los transponders para la frecuencia de 11 GHz .
- 4) GEC - Marconi del Reino Unido , con la responsabilidad por los subsistemas de orientación en propulsión y otros componentes .
- 5) Selenia de Italia , con la responsabilidad para las comunicaciones y telemetría , comando y sistemas de antenas .
- 6) Mitsubishi Electric de Japón , con la responsabilidad de fabricar las unidades de telemetría , comando y control electrónico de potencia .

Con este satélite se tiene un diseño de mezclas de frecuencias tales como 14/11 GHz y 6/4 GHz .

En cada banda de frecuencia tal como 14/11 GHz y 6/4 GHz , la frecuencia más alta es usada para transmitir desde tierra al satélite que es conocido como UP LINK y la frecuencia menor que funciona como retransmisora y que va desde el satélite a tierra conocido como DOWN LINK .

Pero ante todo es necesario aclarar que si se utiliza la frecuencia 14/11 GHz es necesario que se empleen estaciones terrenas que exploten la capacidad del satélite INTELSAT V en esta banda de frecuencia .

El INTELSAT V tiene 27 transponders en tres diferentes anchos de banda : 40 , 80 y 240 MHz , para poder acomodar diferente tráfico (voz , datos , video etc) y hay varios métodos de multiplexaje , modulación y acceso múltiple .

Para un mejor aprovechamiento de la frecuencia lo hacemos por medio de :

- 1) Polarización Ortogonal .
- 2) Por medio de las bandas en 6/4 GHz se separa el hemisferio Este y Oeste .
- 3) Haces separables para el Este y Oeste en bandas de 14/11 GHz .

Un gran arreglo de paneles solares formado por paneles solares orientados en dirección al sol proveen la potencia extra necesaria para el funcionamiento del satélite .

Su forma es un cuerpo estabilizado en lugar de un cuerpo que gira con una cierta estabilidad .

El satélite INTELSAT V tiene un movimiento giratorio de una llanta en lugar de un satélite que tiene una cierta forma y girando en forma estabilizada .

En si el satélite cubrirá las regiones del Océano Atlántico , Pacífico e Indico .

2.1.1) Dimensiones .

6

Diametro (m) 2.0

Altura (m) 15.7

masa en orbita (Kg).... 950

vehículo de lanzamiento Cohete Atlas Centauro , Space & Cohete
Ariane .

Potencia primaria (W) 1200

Ancho de banda total a usar (MHz)...2300

Potencia efectiva radiada (dBW)4GHz ----- 22 - 29
11GHz----- 44

Número de transponders 27

6/4 GHz 16 transponders con ancho de banda de 80 MHz .

5 transponders con ancho de banda de 40 MHz .

14/11 GHz 4 transponders con ancho de banda de 80 MHz .

2 transponders con ancho de banda de 240 MHz .

Capacidad nominal de comunicación ... 12000 - 14500 circuitos
telefónicos .

Tiempo de vida diseñado (años) 7

Costo / circuito al año \$ 18400.00

2.2) Equipo que compone un satélite .

7

El satélite de comunicaciones INTELSAT V incorporará un sistema de estabilización de 3 ejes .

Este satélite consiste de tres módulos y que son ensamblados en forma separada .

1) Módulo de antena :

Cuya estructura sostiene las antenas de comunicación junto con las antenas de telemetría , comando y rastreo .

2) Módulo de comunicación :

Esta formado de casillas donde en cada uno de ellos se tienen los circuitos electrónicos para establecer la comunicación via microondas , además los filtros y contactos .

Además este módulo soporta el ensamble de el arreglo de las celdas solares .

3) Módulo de soporte de sistemas .

Es una casilla más donde se conservan otro tipo de dispositivos que realizan funciones en el mismo satélite y además se monta el motor de apogeo . El motor de apogeo es una unidad sólida .

ESTRUCTURA DEL SATELITE INTELSAT V

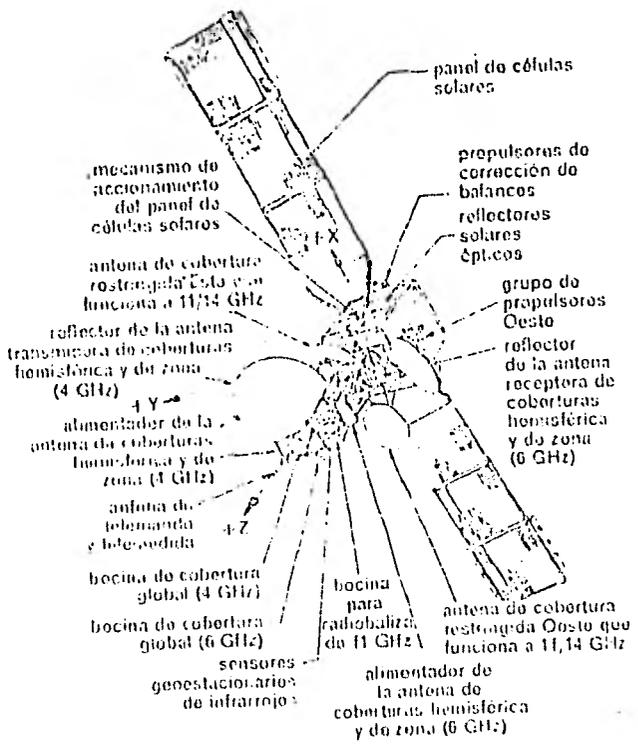
- 1) Panel de celdas solares .
- 2) Propulsores de corrección de balances .
- 3) Reflectores solares ópticos .
- 4) Grupo de propulsores Oeste .
- 5) Reflector de la antena receptora de coberturas hemisféricas y de zona 6 GHz .
- 6) Antena de cobertura restringida Oeste que funciona a 14/11 GHz .
- 7) Alimentador de la antena de coberturas hemisférica y de zona 6 GHz .
- 8) Bocina de radiobaliza de 11 GHz .
- 9) Sensores geostacionarios infrarrojos .
- 10) Bocina de cobertura global 6 GHz .

- 11) Bocina de cobertura global 4GHz . 8
- 12) Antena de telemando y telemedida.
- 13) Alimentador de la antena de coberturas hemisférica y de zona 4GHz .
- 14) Reflector de la antena transmisora de coberturas hemisférica y de zona 4GHz .
- 15) Antena de cobertura restringida Este que funciona a 14/11 GHz .
- 16) Mecanismo de accionamiento del panel de celdas solares .

Tomando en cuenta que se tienen en la actualidad una gran cantidad de materiales para la fabricación de naves espaciales se puede decir un notable ejemplo del uso tan extenso de materiales de plástico de fibra de grafito reforzado en la estructura que sirve como soporte para las antenas, filtros y alimentadores .

Los amplificadores de estado sólido han reemplazado a los tubos de onda progresiva (siendo estos similares a los bulbos) reduciendo de este modo el tamaño del receptor .

Los propulsores electrotérmicos cuyo combustible es la hidrazina son usados para mantener al satélite en la posición norte - sur . De acuerdo con el diseño que se tiene de este satélite las celdas solares están montadas sobre grandes alas desplegadas y que están orientadas automáticamente en dirección al sol .



Satélite INTELSAT V

Cabe hacer notar que es necesario mantener al satélite en una posición fija . En el caso del satélite INTELSAT V es un cuerpo estabilizado , tiene tres ejes como referencia y que se tiene un control del satélite en cada uno de los ejes.

El método más simple de estabilización es el que aprovecha el efecto giroscópico , según el cual un cuerpo animado con una velocidad de rotación alrededor de sus ejes tiende a mantener dicho eje con una dirección fija del espacio .

Puede considerarse que es necesario fabricar nuestras propias referencias ya sean horizontal y vertical sobre los que debemos referir todos los movimientos .

Se han diseñado sistemas y el más común es el empleo de tres giroscopios , ya que se tiene la propiedad de mantener su eje alineado con una dirección absoluta del espacio .

Ajustando los tres giroscopios según direcciones mutuamente perpendiculares sus tres ejes nos señalarán las tres direcciones fundamentales del espacio de referencia . Ellos serán quienes nos definan nuestra horizontal y vertical durante el vuelo en órbita .

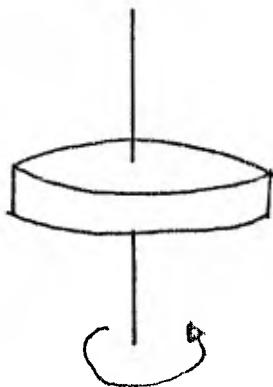
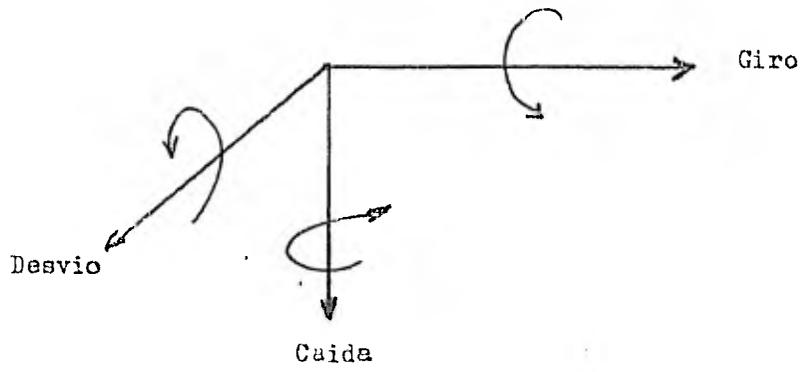
En el caso del satélite INTELSAT V si tiene una alteración en su órbita es controlado por un momento es decir la tendencia a realizar un giro . Este giro es realizado con la ayuda de un sensor geostacionario infrarrojo con propulsores del mismo satélite .

En caso de que se tenga que hacer una desviación se hace con un sensor solar y con los propulsores .

Hay otros factores adicionales que se pueden incluir :

- 1) Controles electrónicos .
- 2) Momento inclinado que se puede hacer retroceder a la nave .
- 3) La planeación de una compensación magnética para conservar el par de giro a pesar de que sea de sentido contrario .

En caso de que el satélite tenga que ser transferido a otra órbita el satélite es estabilizado por medio de los propulsores del mismo .



Orientación del momento de una rueda

SENTIDO DE ORIENTACION

Para un satélite de telecomunicaciones tiene una importancia decisiva no sólo la órbita en la que se mueve , sino también su posición en relación con la Tierra . Un cambio de ángulo , por mínimo que sea , puede dar lugar a que sus antenas " pierdan de vista " la zona a la que tiene que apuntar . De ahí que una orientación y una estabilización exactas y fiables sean decisivas para el éxito de la misión . Por consiguiente tendrá que analizar su trayectoria y su posición con la ayuda de sus propios sistemas y en caso necesario a través de la estación terrena que lo guía , mientras que por otra parte , tendrá que estar en posición de adoptar las correcciones necesarias , para lo que está previsto todo alrededor de un gran número de pequeñas toberas .

Pero estas toberas consumen combustible . Con el fin de reducir dicho consumo a un mínimo y no utilizar con demasiada frecuencia el sistema de toberas , los técnicos espaciales recurrieron ya tempranamente a un truco : hacen el satélite gire en torno a su eje , es decir , lo convierten en una especie de peonza o giroscopio .

Movimientos que pueden corregirse con un despliegue relativamente modesto . Para que pueda girar bien en torno a su propio eje , los satélites deben adoptar la forma de toneles . Pero ello significa una reducción considerable de la superficie disponible para el generador solar , pues las celdas solares , de unos pocos centímetros cuadrados cada una de ellas , que aprovisionan la energía al satélite , no pueden instalarse más que en la superficie del tonel .

Gracias al sistema de estabilización de tres ejes , se elimina esa dificultad que se opone al aumento de capacidad de los satélites . El giroscopio se traslada al interior del satélite en forma de un volante de impulsión que gira con gran rapidez .

De este modo puede dotarse al satélite de una inmovilidad total , lo que permite a su vez dotarlo de grandes " paneles solares " o de alerones recubiertos de celdas solares .

Otros componentes especiales son los sensores de rayos infrarrojos mediante los cuales se capta la situación en la Tierra, sensores solares de sensibilidad diferente como ayudas de estabilización y para corregir la posición de los paneles solares , así como una compleja electrónica provista de programas muy sofisticados . Gracias a este sistema es posible orientar a " INTELSAT V " hacia su zona de proyección con un margen de error de solo una décima de grado .

Se tienen otros medios para fijar las coordenadas absolutas .

El más conocido consiste en la adquisición de referencias estelares . Este método exige el empleo de por lo menos dos sensores ópticos a bordo del satélite . Uno está calibrado para responder ante el brillo del sol ; otro ante el de alguna estrella de primera magnitud . La más utilizada es Canopus , la segunda más brillante después de Sirio , situada en la constelación de la Quilla o Corina , una zona de firmamento casi desprovista de otras estrellas brillantes que podrían confundir al sensor automático .

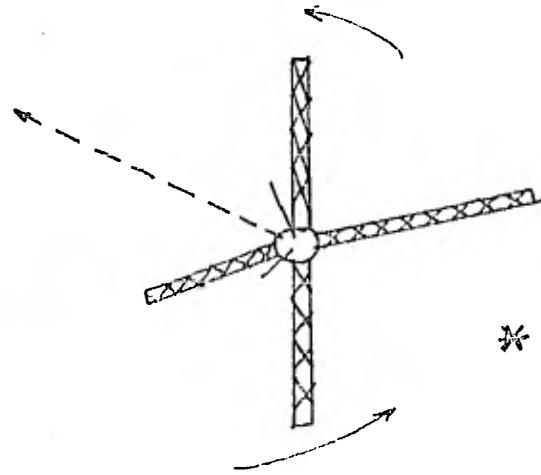
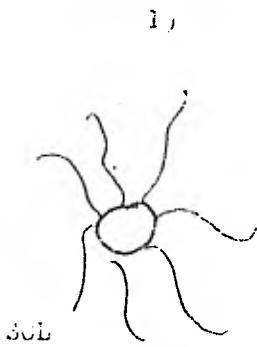
La estabilización de una sonda espacial sobre los tres ejes mediante una referencia solar y otra estelar se realiza de la siguiente forma :

- 1) La nave gira sobre un eje transversal mientras su sensor solar barre una franja de firmamento donde se ha calculado que debe hallarse el Sol .
- 2) Localizado éste , se detiene el movimiento de rotación de la nave.
- 3) Entra en acción el sensor estelar y se inicia un giro sobre el eje nave - Sol , sin perder la localización de este último .

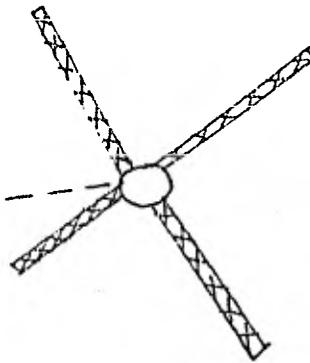
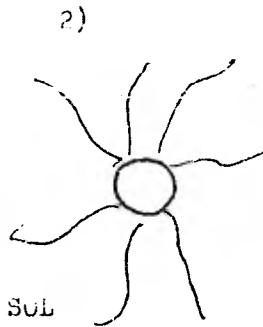
4) El sensor estelar localiza la estrella de referencia (por lo general Canopus) . Todos los movimientos de rotación se detienen y la estabilización sobre los tres ejes queda completa .

Otra forma de realizar la estabilización de un satélite se puede hacer por medio de los sensores ópticos e infrarrojos y que localizan el limbo o borde de la Tierra a proa y popa del satélite .

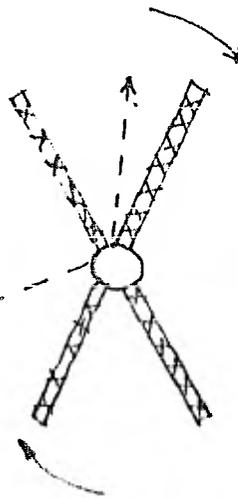
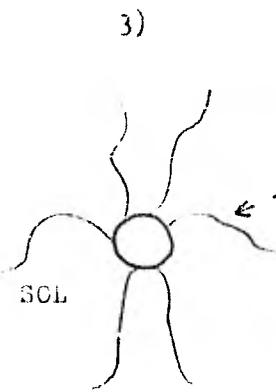
La bisectriz del ángulo así determinado señala hacia el centro de la Tierra , dirección que se toma como referencia para la estabilización de la nave .



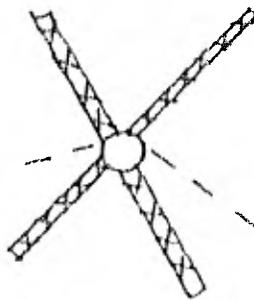
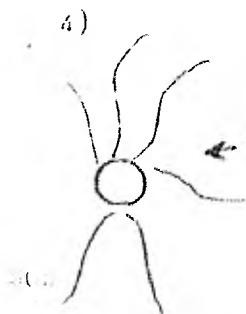
* Estrella



* Estrella



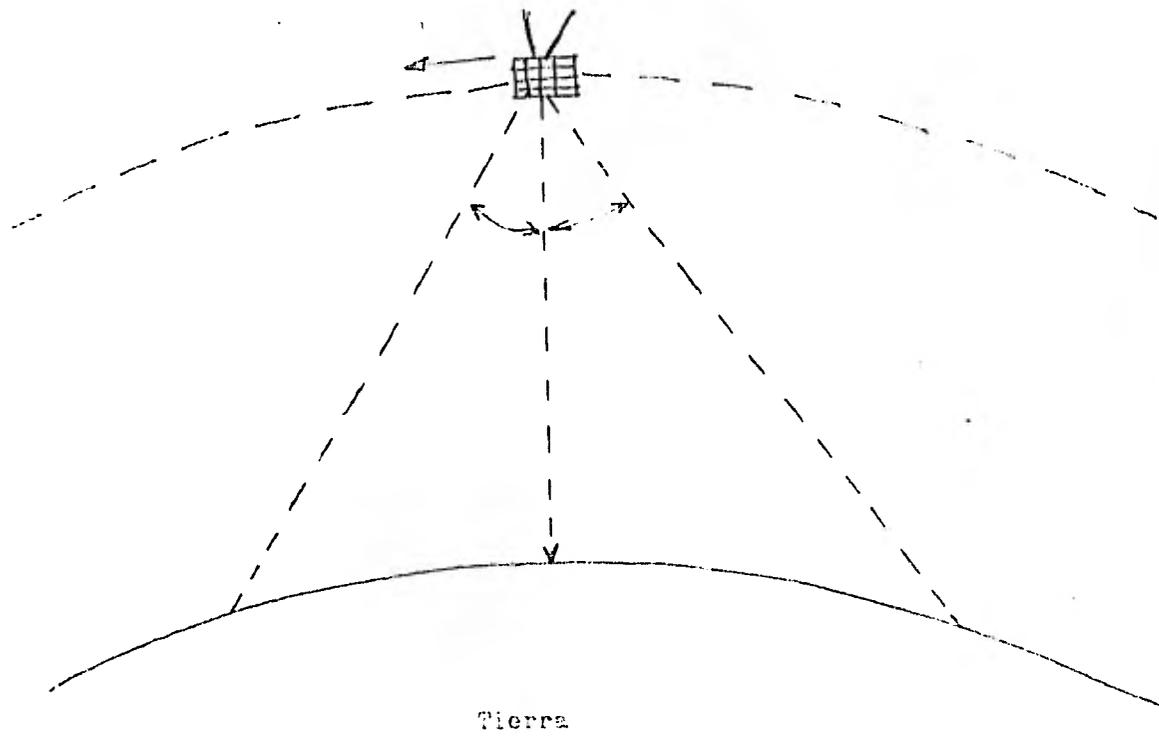
* Estrella



* Estrella

Satélite

16



El módulo de comunicaciones del satélite INTELSAT V está formado de diferentes submódulos .

El primer submódulo está formado de una torre donde van colocadas las antenas ya sea en forma de cuerno , cuernos de realimentación y reflectores cóncavos y que apuntan en dirección a la Tierra .

En todo este sistema se tienen 15 receptores .

Tres están conectados a una antena receptora tipo cuerno para tener una protección global es decir en todo el sistema .

Ocho conectados a la antena receptora para un determinado hemisferio y cuatro conectados a dos antenas que cubren determinadas zonas .

En caso de que se requiera el servicio de haz global , este puede ser mantenido si sólo uno de los tres receptores están conectados a la antena de cuerno receptora global .

Las señales que provienen del hemisferio Este y Oeste son clasificadas por medio de un grupo de cuatro receptores interconectados para mantener en forma completa el servicio de comunicación en ese hemisferio ya sea a un tiempo tan largo como sea posible aun considerando que se trabaje con dos de los cuatro receptores .

Si se desea el funcionamiento completo del sistema de comunicación del satélite se deben tener un total de siete receptores operando en forma simultánea .

Los satélites en general forman parte de un sistema global de comunicaciones y tienen la finalidad de retransmitir las señales enviadas desde Tierra .

Para nuestro caso tenemos que considerar que se requieren de dispositivos adicionales que permitan compensar las pérdidas ocasionadas en el espacio libre .

Estos dispositivos activos , como amplificadores y tubos de onda progresiva de alto y bajo nivel , permiten compensar las pérdidas en el espacio libre .

Se incluyeron en el satélite , osciladores y mezcladores para transponer o abatir las frecuencias recibidas de las transmitidas con el fin de evitar interferencias sufridas en el satélite por el uso de una misma frecuencia para transmisión y recepción .

De esta forma un satélite geoestacionario como parte integral del sistema global de comunicación , tiene la siguiente característica :

$$f_t \neq f_r$$

f_t frecuencia de transmisión .

f_r frecuencia de recepción .

Nuestro satélite de alguna forma debe de realizar esta conversión de frecuencias y es aquí donde una ruta de transmisión - recepción se conoce con el nombre de transponder .

El cual recibe las ondas portadoras en el orden de una frecuencia alta y las convierte a una baja . Por ejemplo el caso de convertir una frecuencia de 6GHz a 4GHz .

Las ondas portadoras son amplificadas antes de ser retransmitidas con el objeto de aumentar la potencia de transmisión en el satélite por asignación a cada transponder de una fracción de la banda total .

En la figura 1 se muestra un diagrama a bloques del satélite INTELSAT V.

El satélite INTELSAT V posee 27 transponders con tres diferentes anchos de banda como : 40 , 80 , 240 MHz y que acomoda diferentes tipos de tráfico como voz , datos , video , etc y hay varios métodos de multiplexaje , modulación y acceso múltiple .

Puede considerarse que el transponder es un sistema de amplificación.

La parte esencial es el tubo de onda progresiva y que es usado en la fase final de amplificación de potencia en la parte DOWN LINK (es decir cuando se realiza la comunicación desde el satélite hacia la estación terrena .) .

La banda C donde se tiene 6/4 GHz son tubos de onda progresiva con un solo colector . Aquí los diodos túnel actúan como elementos receptores y los tubos de onda progresiva son los amplificadores de fase final .

La banda K donde se tiene 14/11 GHz siendo los tubos de onda progresiva de doble colector .

El transponder que opera en este rango de frecuencias puede acomodar una portadora digital a un multiplexaje de división en tiempo en adición a una portadora analógica en multiplexaje de división en frecuencia .

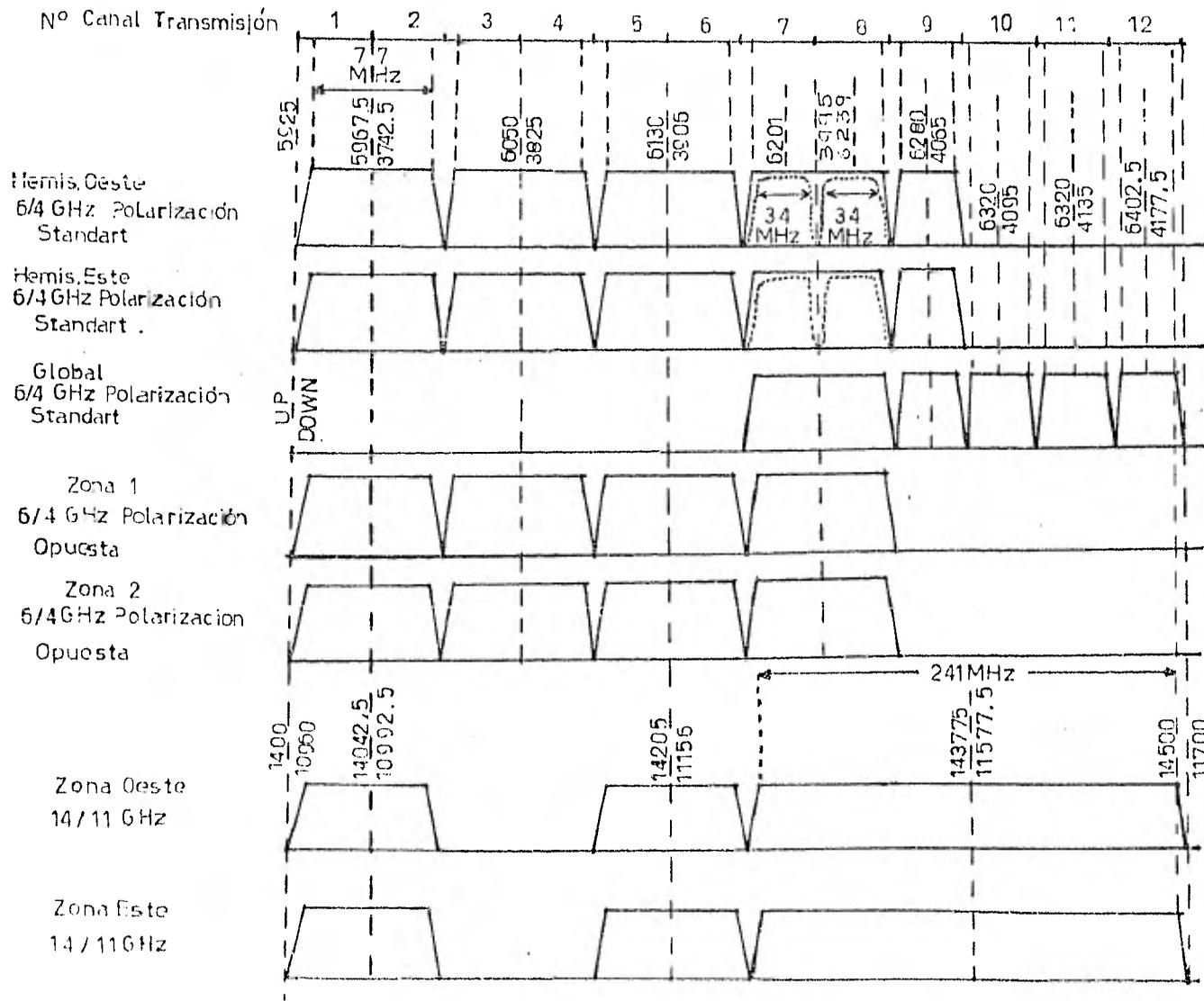
Cabe hacer notar que los dispositivos de doble colector son más pesados que los de un colector pero ofrecen ventajas en cuanto a la compensación técnica y la eficiencia en potencia .

PLAN DE CANALIZACION EN EL TRANSPONDER

Se debe de interconectar la región transmisora con la región receptora para esto es necesario que nuestra señal deseada tenga que pasar por diferentes fases de conexión y lo importante también es que se acomode en un canal de transmisión .

Las fases de conexión que debe tener nuestra señal se puede establecer de manera independiente de acuerdo al canal de transmisión a una cierta banda de frecuencia .

En la siguiente figura , se muestra el plan que se tiene en los canales de transmisión a una banda de frecuencia .



Pondremos como ejemplo la banda de frecuencia a 40 MHz con 12 subdivisiones . Cuando un canal se extiende más de lo debido se puede identificar como canal de número múltiple ya sea canal (1-2) ó canal (7-12) . En el caso de que aparezca una línea punteada en el plan de canalización indica que la canalización UP LINK es de dos canales independientes 7 y 8 , mientras que el enlace DOWN LINK los canales con combinación pueden formar un sólo canal (7-8) .

CAPACIDAD DE CONUTACION EN EL TRANSPONDER

Esta parte del sistema de comunicación incorporará un número de canales para que puedan ser transmitidos , pero , para esto se necesitará una ruta y será lograda por medio de contactos y que de alguna manera se realizarán en forma definida las interconexiones como sean posibles . La siguiente tabla muestra como puede ser establecida las interconexiones a través de diferentes circuitos . Cada interconexión puede ser realizada independientemente por cada canal , aunque un canal puede interconectar solamente una área transmisora hacia una área receptora .

Desde	a	Zona Oeste	Zona Este	Hem. Oeste	Hem. Este	Zona 1	Zona 2	Global
Zona Oeste		(1-2) (5-6) (7-12)	(1-2) (5-6) (7-12)	(1-2) (5-6)	(1-2) (5-6)	(7-8)	(7-8)	
Zona Este		(1-2) (5-6) (7-12)	(1-2) (5-6) (7-12)	(1-2) (5-6)	(1-2) (5-6)	(7-8)	(7-8)	
Hem. Oeste		(1-2) (5-6)	(1-2) (5-6)	(1-2) (3-4) (7) (8) (9)	(1-2) (3-4) (5-6) (7)(8) (9)	(3-4) (5-6)	(3-4) (5-6)	
Zona 1		(7-8)	(7-8)	(3-4) (5-6)	(3-4) (5-6)	(1-2) (3-4) (5-6) (7-8)	(1-2) (3-4) (5-6) (7-8)	
Zona 2		(7-8)	(7-8)	(3-4) (5-6)	(3-4) (5-6)	(1-2) (3-4) (5-6) (7-8)	(1-2) (3-4) (5-6) (7-8)	
Global								(7-8) (9) (10) (11) (12)

ALIMENTACION ELECTRICA

Otro equipo fundamental en un satélite artificial es el sistema de producción de energía eléctrica y suministro a los dispositivos a bordo . Aunque existen muchas variantes del mismo , los tipos más comunes utilizados son tres :

baterías electroquímicas (pilas) , celdas fotoeléctricas y generadores isotópicos .

Las baterías electroquímicas representan la solución más sencilla al problema del abastecimiento de corriente eléctrica a un satélite artificial ; de ahí que fueran empleadas ya en los primeros modelos . Se trata de acumuladores muy ligeros y de rendimiento elevado .

Para las aplicaciones de tipo continuo se prefieren los acumuladores recargables . Existen muchas clases de baterías de este tipo .

Las más conocidas son las de níquel - cadmio, plata - cadmio y sobre todo plata - zinc .

Esta última combinación de electrodos es la que ofrece mejor rendimiento aunque solo soporta unos cuantos centenares de ciclo de carga y descarga .

Las de níquel - cadmio son menos efectivas ,pero han llegado a aceptar veinte mil descargas completas sin perder por ello sus propiedades .

Desde el punto de vista funcional , las baterías que alimentan un satélite artificial se clasifican en primarias y secundarias .

Las primarias se destinan al servicio regular durante la mayor parte del viaje ; las secundarias entran en acción cuando falla el suministro normal de corriente . Muchas naves espaciales utilizan también celdas fotoeléctricas para convertir en energía eléctrica la luz que recibe del Sol .

Por lo tanto un satélite no está siempre iluminado en general, la mitad de cada revolución transcurre en la zona de sombra de la Tierra donde los paneles de celdas solares son completamente inútiles.

Es entonces cuando entran en servicio las baterías secundarias para garantizar que en ningún momento dejen de funcionar los equipos de abordo. Después cuando la nave emerge de la zona oscura, sus captadores fotoeléctricos volverán a trabajar.

El interés de este método radica en que las baterías secundarias sean recargables. La energía que el satélite recibe del Sol le permite atender no sólo al consumo de sus equipos, sino restituir a los acumuladores secundarios la carga que habían cedido antes.

Así, en el momento en que vuelvan a entrar en la zona de sombra se encontrarán de nuevo al tope de su capacidad de carga, preparados para sustituir una vez más a los paneles fotoeléctricos.

Tanto el voltaje como la intensidad de corriente que genera una celda fotoeléctrica son muy débiles, por lo tanto es necesario conectar muchas en extensas combinaciones a fin de aumentar la potencia disponible. Por fortuna, su reducido tamaño permite agrupar gran número de unidades en poco espacio.

La disposición de las celdas sobre la nave que han de alimentar depende sólo de los requerimientos de la misión y de la fantasía del diseñador. El principal inconveniente de las celdas fotoeléctricas es su escasa resistencia ante la agresión de las radiaciones.

No obstante, gracias a los avances de la técnica conseguidos en los últimos años, se han obtenido ciertos tipos de fotoceldas de rendimiento muy satisfactorio, incluso en las más duras condiciones de trabajo. Otra desventaja de estos elementos es su bajo rendimiento: menos del 10% de la energía luminosa recibida se convierte realmente en corriente eléctrica. Cuando se trata de alimentar equipos de consumo elevado, hay que recurrir a paneles fotoeléctricos de gran

tamaño; muchas veces sus dimensiones son tales que obligan a plegarlos como acordeones para poder acomodarlos en el reducido tamaño del cono de la proa del cohete portador. Una vez en órbita se despliegan mediante muelles o sistemas hidráulicos.

CONDICIONES DE FUNCIONAMIENTO DEL ARREGLO SOLAR

La potencia que es entregada desde el panel solar depende en la selección de voltaje al que se operará y también al grado de radiación solar que se mantenga en el panel solar .

El voltaje de la celda fotoeléctrica depende de la temperatura ya que cuando el satélite sale de la zona de eclipse en unos cuantos minutos se tiene un incremento de temperatura de -180°C a $+60^{\circ}\text{C}$. Se debe de considerar que el voltaje del arreglo solar puede exceder el voltaje nominal de operación siendo 2.5 veces este valor .

La regulación o la disminución del voltaje es necesario para evitar un voltaje excesivo . Considerando a la batería , este voltaje debe ser también considerado de manera que auxilie en un momento determinado al arreglo solar para que pueda operar en condiciones de luz solar o eclipse .

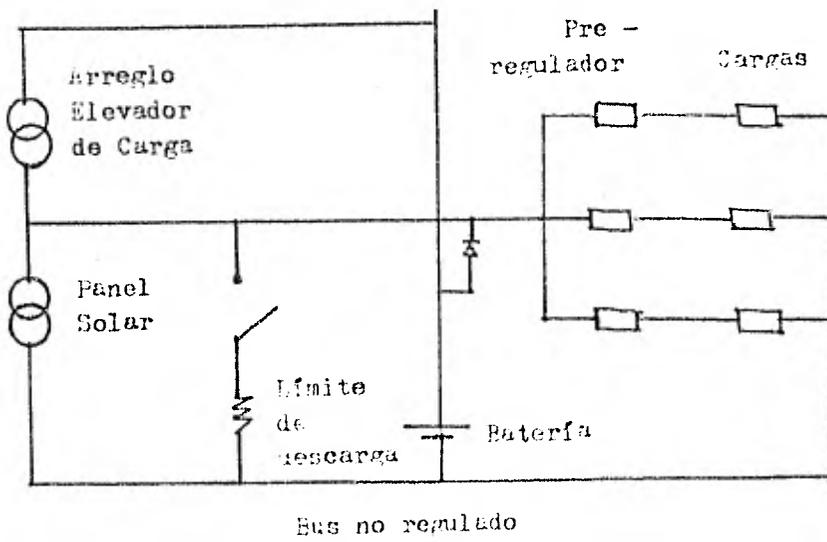
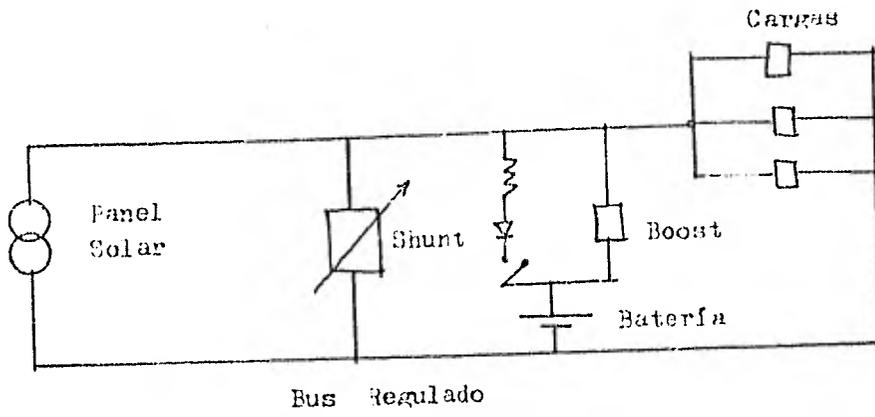
Existen dos tipos de sistemas de potencia basado en el concepto de bus regulado y no regulado .

En el circuito de bus regulado , existe una shunt en paralelo y que su función es de regular desde el 1% a 2% el voltaje que se está operando .

Se consideran a continuación las principales ventajas del bus regulado .

VENTAJAS .

1) Clara definición en la forma de suministrar la energía bajo condiciones de operación .



- 2) Suministro de voltaje desde niveles altos a bajos que ofrece el bus y realiza el suministro de voltaje a las cargas que lo requieran.
- 3) Baja impedancia .

DESVENTAJA .

- 1) Se requiere una alta confiabilidad para las condiciones de potencia que requiere el equipo.
- 2) El shunt debe ser capaz de resistir altas variaciones de acuerdo a la demanda y la máxima eficiencia debe ser realizada en forma analógica / digital para proveer la energía necesaria que proviene desde el panel solar hacia cada una de las secciones .
- 3) El mantener energía en forma almacenada tiene pérdidas significantes (cerca del 15% de la energía almacenada) lo cual representa que el bus regulado tiene menos ventajas para la misión que debe de cumplir en el caso de una potencia alta cuando se encuentra en la zona de eclipse .

En el bus no regulado , la característica de la carga consumidora y la batería determinan el voltaje de bus . Una variación en la carga demanda cambios en el voltaje de entrada. También cuando entramos al cambio de la luz solar y pasamos a la zona de eclipse , las condiciones de cambio son significantes .

Consecuentemente , las secciones que consumen energía deben ser equipadas con sus propios equipos de regulación de potencia para protegerlo de las variaciones en el voltaje de entrada .

Para evitar altos voltajes en el final de un eclipse y es aquí donde empieza a funcionar el panel solar por el cambio del eclipse a luz solar , se debe de tener en cuenta alguna forma de limitar lo que se está suministrando .

Las ventajas del bus no regulado son :

- 1) Simplicidad y masa pequeña del sistema de potencia ya que se tienen funciones distribuidas y limitadas en el sistema .
- 2) La masa total del sistema es pequeña , especialmente cuando la degradación o pérdidas de los consumidores individuales es tolerable y cuando se demande una alta potencia en el periodo del eclipse .

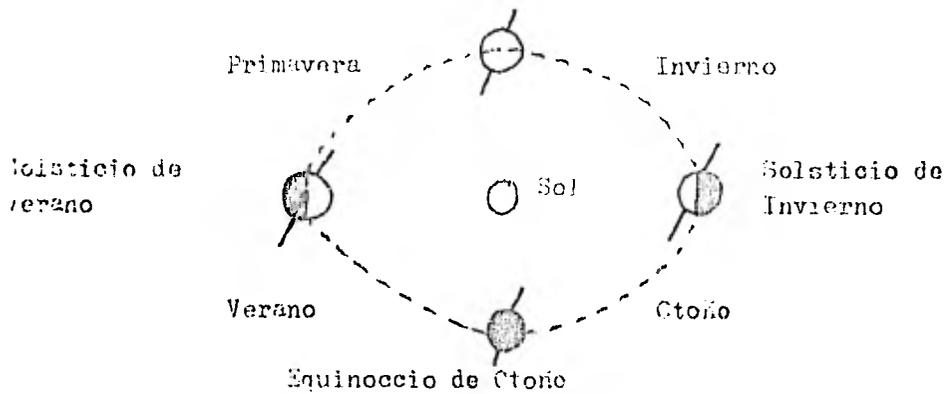
Las desventajas son :

- 1) Las condiciones que establece el equipo de consumo de potencia es más compleja .
- 2) El bus tiene alta impedancia .
- 3) Se debe tener una alta protección para evitar que se suministren altos voltajes ya que puede dañarse el equipo .

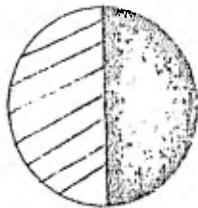
El sistema eléctrico del satélite INTELSAT V , posee paneles solares de 7.1 metros de longitud cada uno de ellos , le dan una envergadura de 15.7 metros cuando se ha situado en órbita y se despliegan esas alas . Los dos paneles , provistos en total de 17800 celdas solares de silicón n - p y que cuyo arreglo está orientado en dirección al Sol , pero , a la vez se requiere en casos de periodo de eclipse baterías recargables de níquel - hidrógeno .

El subsistema de comunicaciones requiere cerca de 820 watts de potencia eléctrica y para otras funciones se requiere en forma adicional de 180 watts . La potencia que brinda el satélite cuando ocurra el solsticio de verano en el séptimo año de su operación se ha considerado que es entre 1564 y 1288 watts .

Lo que se trata de ver es que hay un cambio de estaciones y que mediante la siguiente ilustración se explica lo siguiente .



PN



FS

Iluminación de la tierra
en los solsticios.
Desigualdad de los días
y de las noches .

En el período de la traslación, el eje inclinado permanece constantemente paralelo a sí mismo y que cambia su orientación con respecto al Sol de una época a otra. Así, como el plano del Ecuador del globo terrestre conserva su inclinación sobre el de la elíptica, resulta que el movimiento de la rotación se efectúa oblicuamente, aunque según orientaciones progresivas y alternativamente cambiantes respecto al Sol, en torno en cual se mueve nuestro planeta.

Como puede verse en las figuras, la Tierra, al describir su órbita, pasa por cuatro posiciones principales, opuestas dos a dos en forma simétrica: los solsticios y los equinoccios.

La Tierra se encuentra en uno de estos solsticios cuando el plano determinado por el eje del mundo y la normal al plano de la elíptica pasa por el Sol.

Entonces , uno de los polos del globo se encuentra igualmente ino-
linado hacia el último y el otro en dirección opuesta .

Una extensión determinada alrededor del primero de estos dos polos
permanecerá en la porción iluminada , mientras que en la opuesta
habrá una zona equivalente que habrá una zona equivalente que quedará
sumida en la obscuridad .

La potencia de los dos paneles solares es regulado para entregar a
un bus un voltaje de 42 ± 0.5 Volt .

El satélite INTELSAT V regula el voltaje para evitar un gran cambio
y éste ocurriría , cuando la temperatura de la celda solar se incre-
menta cuando se salga de un eclipse .

El incremento sería muy intenso pues en el satélite se ha experimen-
tado con un bus cuando se tiene un muy alto voltaje y variaciones
muy extensas en la temperatura .

En el arreglo del satélite INTELSAT V la relación potencia - masa
en el fin de vida del mismo es de 19 Watts / Kg en el solsticio de
verano . Esto ha sido posible por la estabilización de 3 ejes y por
una ligereza en peso de los paneles solares orientados en dirección
al Sol .

Los paneles están hechos de estructura rígida , cuyo material es alu-
minio y cubierta de capas de grafito .

Cabe aclarar que el satélite no tiene movimiento giratorio .

En este satélite las componentes más calientes como los tubos de
onda progresiva , están colocados en los paneles norte y sur de la
parte del cuerpo principal ya que así radian más eficientemente el
mismo calor al espacio por medio de reflectores ópticos .

Los paneles norte y sur son los menos afectados por variaciones en
la incidencia solar . Estos paneles están cubiertos con aislamientos
de multiopas .

La torre de la antena tiene tres capas de protección térmica , pero , además existe un revestimiento térmico y es usado para los reflectores de la antena , uniones de alimentación y antenas en forma de cuerno . Pequeños calefactores son usados en componentes tales como baterías , válvulas , líneas de impulsores y cámaras .

NUEVAS TECNOLOGIAS

Los componentes y materiales en el satélite INTELSAT V ha sido cuidadosamente escogido después de analizar cada uno de ellos para asegurar la más alta confiabilidad posible .

En el caso de los filtros se tuvieron que hacer de un peso ligero cuyo material es fibra de grafito y con un material plástico para reforzar . El material es requerido para mantener las dimensiones originales en cuanto a la frecuencia ya que ocurren cambios de ± 360 KHz en 10 años ó más de ± 125 KHz para una temperatura de 70°C .

Para poder resolver este problema , fueron desarrollados métodos para tratar la humedad de los materiales y el ajuste de la frecuencia por medio de una sintonización adecuada .

Los tubos de onda progresiva con una potencia de 10 Watts para transmitir a una frecuencia de 11 GHz , los cátodos están impregnados de bario - tungsteno en lugar de óxido .

La emisión de este cátodo así impregnado es más estable y asegura así la vida del tubo .

Sin embargo la estabilidad es mantenida en una adecuada entrega de átomos de bario sobre la superficie del cátodo .

Para conservar los átomos de bario , el cátodo opera a una temperatura reducida , pero , no es tan baja debido a una nube de gas ionizada que rodea al cátodo .

Es necesario estabilizar la corriente en el cátodo y un circuito de realimentación es introducido. El circuito ajusta los cambios tan bruscos de voltaje en el ánodo para mantener la corriente constante .

En los receptores del satélite , para la frecuencia de 6 GHz se usan transistores FET y diodos túnel en 14 GHz .

El transistor FET fué escogido porque hay poco riesgo a la inestabilidad y ofrece un mejor funcionamiento .

CONFIGURACION DEL SATELITE INTELSAT V

Con el objeto de satisfacer las necesidades de tráfico en las diferentes regiones , el sistema del satélite INTELSAT V , ha sido provisto de gran flexibilidad en la conmutación de conexiones de los transponders con el fin de que se pueda trabajar tanto en el modo de operación con haces que cubre el satélite con determinada información y que debe ser transmitida a diferentes regiones del planeta que la necesitan .

La organización del satélite es la siguiente :

- 1) Amplificación de bajo nivel y traslación de bandas de frecuencia .
- 2) Canalización .
- 3) Circuitos de interconexión .
- 4) Amplificación de potencia y traslación de frecuencia de los canales de acuerdo a la región que opera el satélite de acuerdo a la señal de información .
- 5) Circuitos combinadores .

A toda esta forma de organización se le conoce como TRANSPONDER .

Sección I

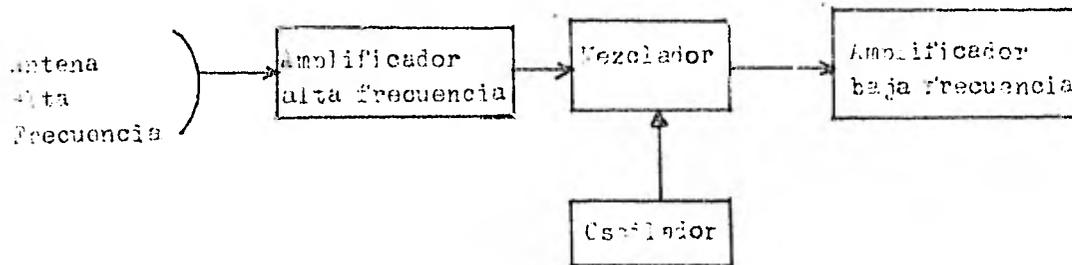
Se observan dos tipos de interruptores , cada uno de los cuales se utiliza en la selección del modo de operación de la antena .

Estos interruptores son el tipo " S " y " C " .

Los interruptores tipo "C" están conectados a cada par de receptores . para tener la opción con diferentes tipos de señales y marcar un enrutamiento a la señal para que pueda ser procesada y transmitida .

Además se considera como separador de las bandas alta y baja de comunicación para ser alimentadas a su respectivo amplificador.

El circuito RCVR es el receptor cuya organización es la siguiente :



Teniendo en cuenta que la señal viaja desde la estación terrena al satélite , la potencia con que llega la señal al satélite es muy pequeña cerca de 10^{-10} Watts .

Seguindo la trayectoria de la señal , ésta es amplificada tomando en cuenta la frecuencia a la que es transmitida .

En el mezclador , en esta parte son mezcladas las señales de comunicación de alta frecuencia para convertirlas en señales de baja frecuencia , en esta misma parte se cuenta con filtros que eliminan las señales indeseables , producto de la mezcla , permitiendo después el acceso de la señal a otros circuitos para que después sean enviadas a su destino .

Sección 2

Está compuesta de circuito "H" (circuito híbrido) y circuitos de canalización . Puede considerarse al circuito "H" como un selector de línea se decir clasifica que tipo de señal es la que debe enviar a los circuitos de canalización .

En los circuitos de canalización lo que realmente sucede es que nuestra señal se acomoda en un canal de transmisión a una cierta banda de frecuencia .

Sección 3

Cuando nuestra señal ya este clasificada en un canal de transmisión pasa a la sección de interconexión . En este satélite se tienen 7 circuitos ; se consideran como matrices de contacto para poder interconectar la sección receptora y la transmisora de éste en varias combinaciones .

Estas combinaciones son considerablemente flexibles, dentro de la capacidad asignada del satélite para ciertas áreas específicas en Tierra .

Sección 4

Si la señal ya ha tenido su ruta por medio de la conexión adecuada , llega la señal con un nivel de energía de acuerdo a un nivel de frecuencia y finalmente se debe de transmitir a su destino .

De acuerdo a nuestro diagrama de bloques del satélite INTELSAT V se tienen multiplexores (2×3 , 3×2) donde nos representan ser selectores de línea , ya que se hace con el fin de seleccionar las señales . Nuestra señal es recibida por un multiplexor (2×3) (2 entradas , 3 salidas) como se puede ver en todo el diagrama .

Siguiendo la secuencia , entra la señal a una etapa de amplificación. Esta comprende de frecuencia y nivel de potencia .

Los bloques son (U/C) que es el amplificador de frecuencia ; este no siempre se presentá en todo el diagrama ya que depende de la frecuencia a la que va a transmitir el satélite y hacia que zona se dirige . Tal es el caso de la frecuencia de transmisión 11 GHz y zonas Este y Oeste .

Después de amplificar la frecuencia , en caso de que sea necesario o no este paso , se debe de tener una amplificación por medio de amplificadores de tubo de onda progresiva de alta potencia .

Aquí las señales de comunicación son finalmente amplificadas al nivel adecuado de transmisión .

Finalmente pasamos a un multiplexor (3x2) o a un interruptor tipo "S" que nos servirá para sólo marcar una ruta a la señal .

Las señales de los transponders son combinadas para ser alimentadas a los circuitos combinadores y a la antena de comunicación que se encargará de transmitir la información a la Tierra .

Amplificación de bajo nivel y transacción de frecuencia a la banda de enlace descendente

16/11 Cms
Receptor
Zona Foto
16 Cms
Receptor
Zona Costo

6 Cms
Receptor
Zona Foto

6 Cms
Receptor
Zona Costo

6 Cms
Receptor
Zona 2

6 Cms
Receptor
Zona 1

6 Cms
Receptor
Global

Conexión

Conexión

Conexión

Conexión

Conexión

Conexión

Conexión

Conexión

Conexión

Interconexión

Amplificación Telesele
y transacción de frecuencia
de las canales

Combinación

11 Cms
Transmisión Zona Foto

11 Cms
Transmisión Zona Costo

4 Cms
Transmisión Hemisferio Foto

4 Cms
Transmisión Hemisferio Costo

4 Cms
Transmisión Global

4 Cms
Transmisión Zona 2

4 Cms
Transmisión Zona 1

2.3) DETERMINACION DE LA POSICION DE UN SATELITE .

38

2.3.1) Telemetría , rastreo , comando y monitoreo .

El sistema INTELSAT posee estaciones terrestres en diferentes países y que su función es seguir la trayectoria del satélite .

Las estaciones rastrean la órbita del satélite constantemente , toman las lecturas de la posición y orientación que tiene el satélite en el espacio .

De acuerdo a las características técnicas de estas estaciones terrenas parte de la información también es enviada al centro de operaciones y centro espacial INTELSAT en Washington D.C .

El centro de operación sólo le concierne la localización y coordinación de los servicios de telecomunicaciones realizados por vía satélite . Además puede ver por medio del centro de control la posición de los satélites , la orientación que tienen estos y la operación del sistema de comunicación del satélite .

Las estaciones terrenas que poseen el equipo TTC&M son países asignatarios de INTELSAT .

Se encuentran localizadas en los siguientes países :

- 1) Carnarvon , Australia .
- 2) Tangua , Brasil .
- 3) Zamengoe , Camerún .
- 4) Plemeur - Bodou , Francia .
- 5) Fucino , Italia .
- 6) Yamaguchi , Japón .
- 7) Paumalu , Hawai .
- 8) Andover , Maine , Estados Unidos de América .

Estas estaciones brindan los servicios de TTC&M durante la operación del satélite INTELSAT V .

En Fucino , Italia y Yamaguchi , Japón realizan el análisis de la órbita . Las ocho estaciones de TTC&M operan con un equipo que opere 6/4 GHz , uno para operación en 14/11 GHz y una estación equipada para operar en ambas bandas de frecuencia .

Sistemas de Control

Las estaciones de TTC&M se encuentran localizadas de acuerdo a las siguientes criterios .

a) Las estaciones deberán proteger la órbita del satélite , considerando que la antena rastreadora tendrá un ángulo de elevación a partir de los 10° .

b) La protección de la órbita del satélite se hará de acuerdo a la posición que tenga el satélite y a la estación rastreadora que le corresponda realizar las operaciones de control .

c) Cada estación TTC&M deberá estar localizada junto a una estación terrena que realiza la comunicación con el satélite para que así se coordinen y se entablen las operaciones que deben de realizarse entre el satélite y la estación terrena .

d) Se debe de considerar la accesibilidad de los servicios TTC&M . Se tienen pequeñas antenas paraboloideas de 12.8 metros de diámetro en Andover , Fausala y Carnarvon .

Antenas de 13.4 metros de diámetro en los demás países asignados para esta misión .

Las antenas están montadas en un pedestal y que funcionan en forma hidráulica para la posición azimuth - elevación .

Para la posición de azimuth gira 300° y para elevación 90° .

Las antenas están diseñadas para transmitir y recibir a un ancho de banda de 500 MHz con las frecuencias de 6 GHz para transmitir y 4 GHz para recibir .

La polarización empleada para recibir y transmitir es la polarización circular derecha o izquierda como también la polarización lineal . El ángulo de la onda polarizada linealmente hacia y desde la nave puede ser determinada por la medición de la polarización de la onda recibida desde la nave .

Rastreo

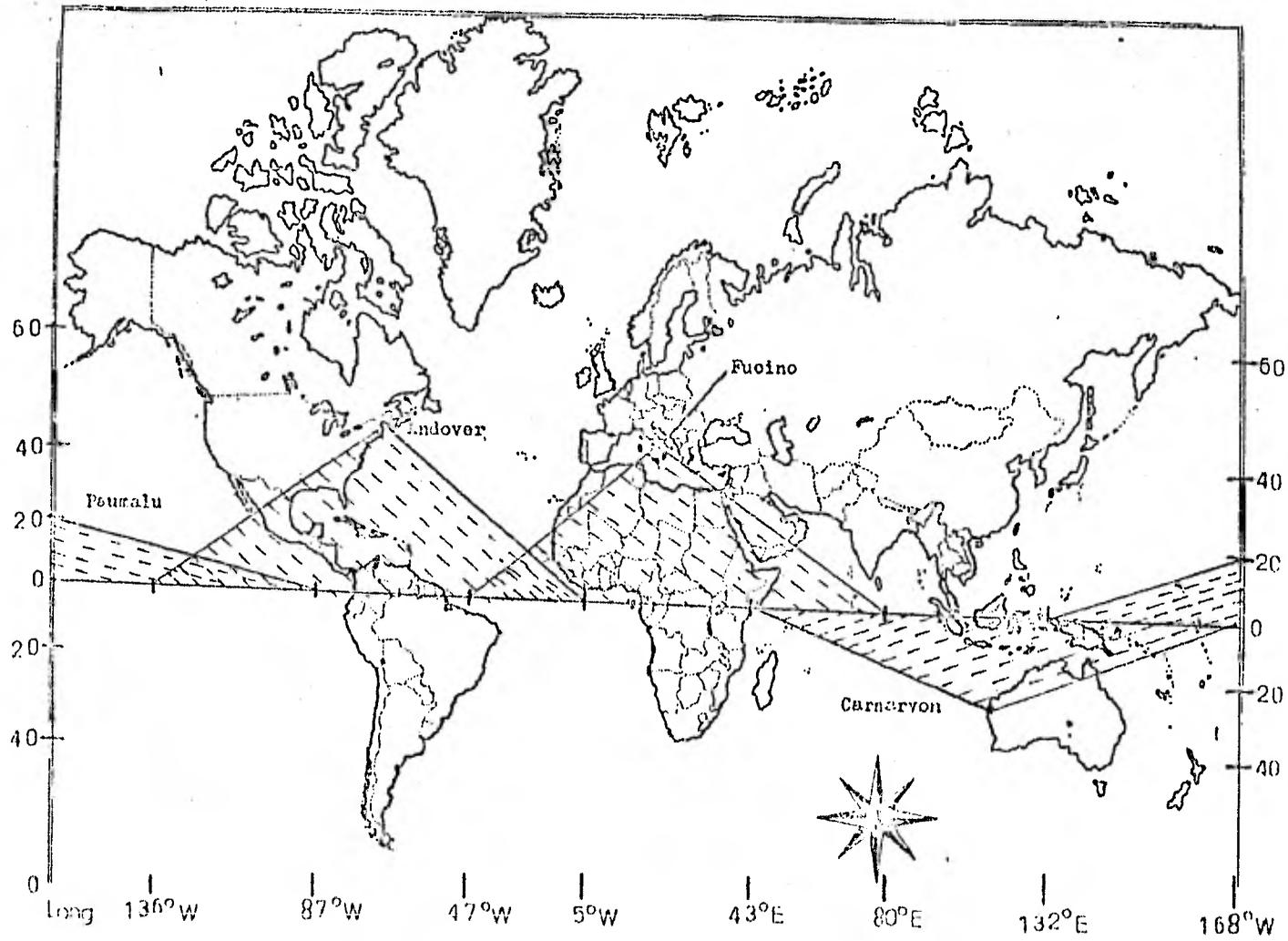
Lo importante en este punto es tomar en consideración la distancia que existe entre la estación terrena y el satélite .

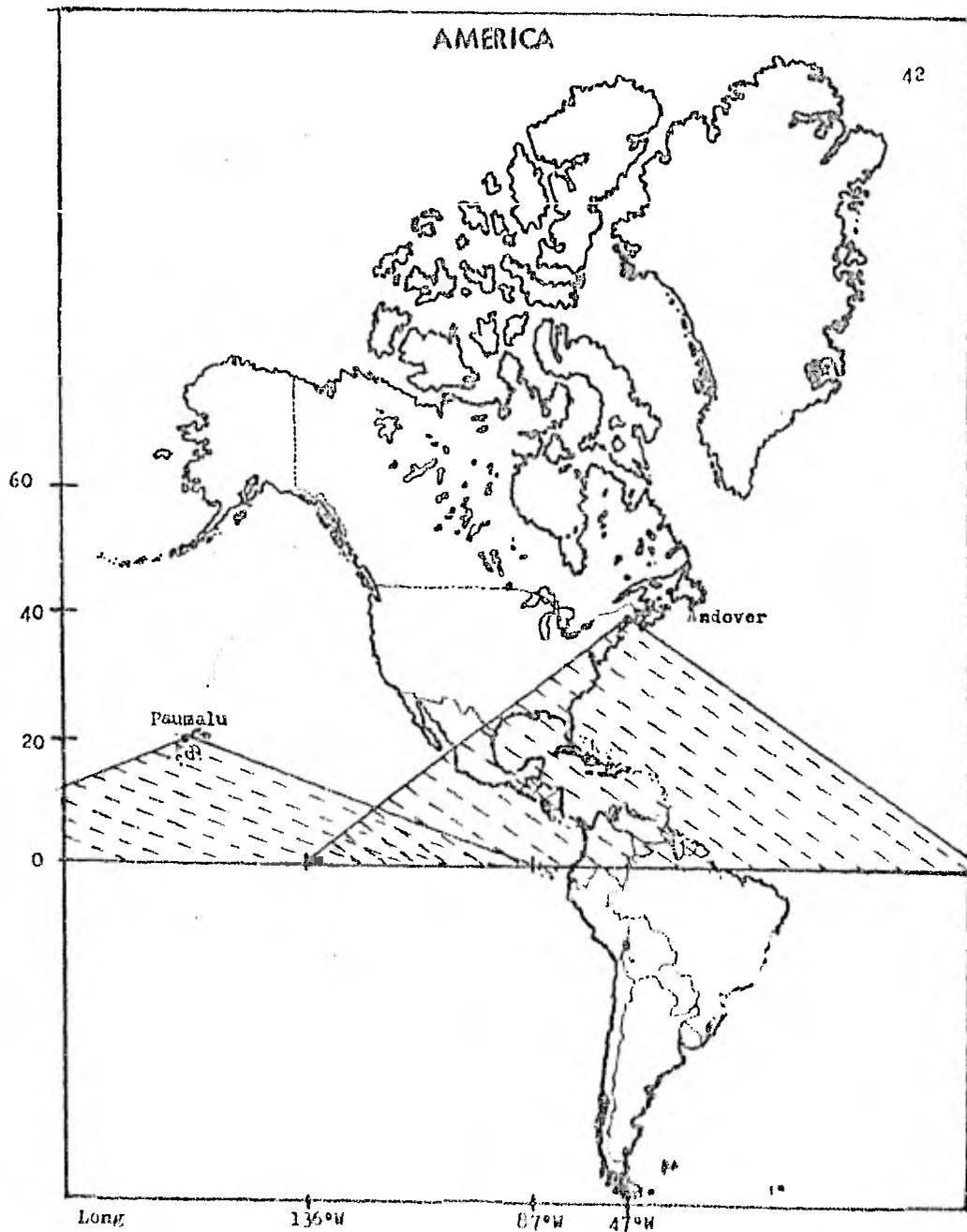
Para poder determinar la distancia , se transmite 4 señales cuya forma es una onda senoidal .

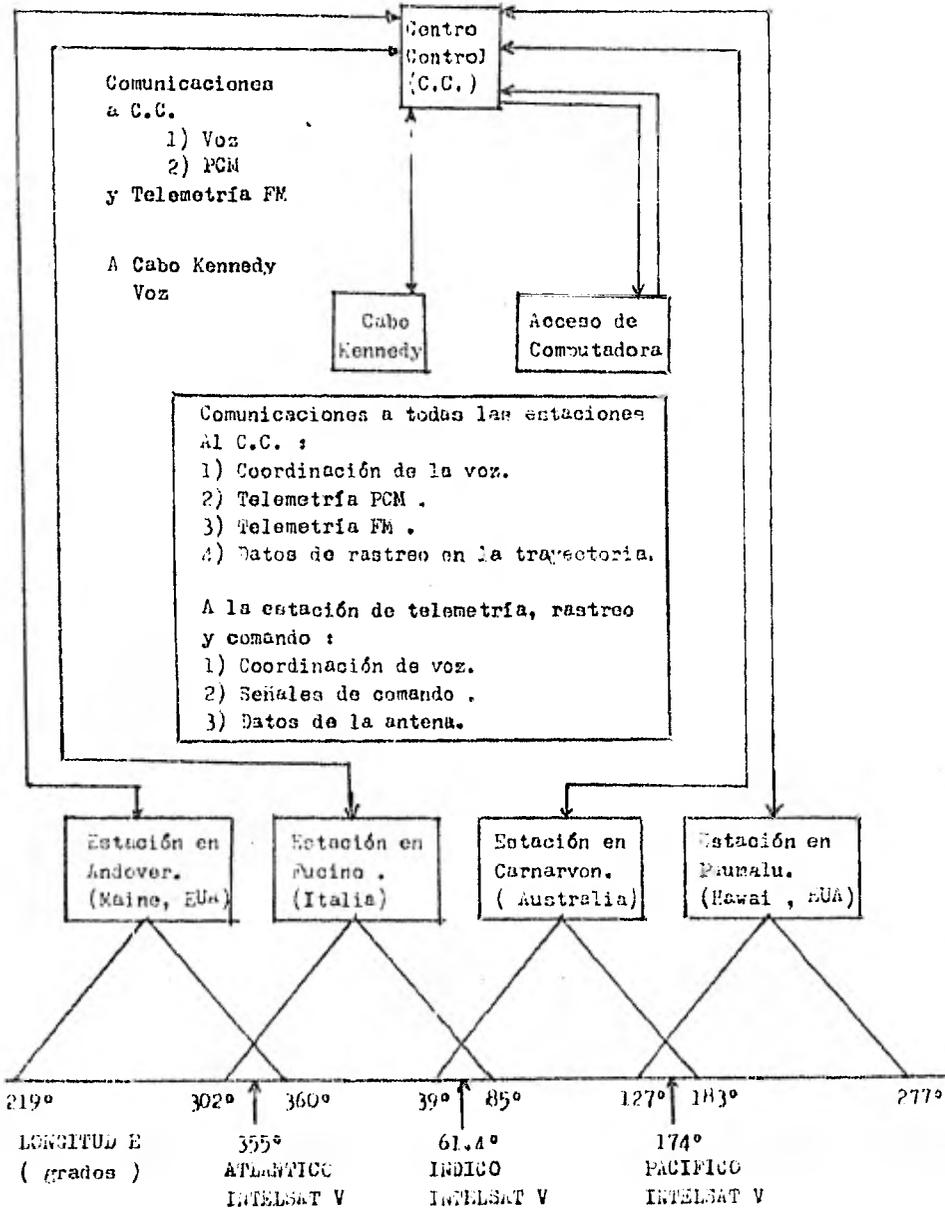
El método a usar es medir la fase entre la señal transmitida y recibida . Estas señales de rastreo son aplicadas continuamente mientras se rastrea continuamente a la nave .

Una vez teniendo la señal transmitida y la señal transmitida , estas son procesadas a través de un multiplexor de retransmisión y luego pasan a un fasómetro y aquí miden el desfase que hay entre las dos señales . Teniendo la diferencia de fases , como son señales analógicas se convierten a señales digitales a través de un convertidor de voltaje a frecuencia y un contador de frecuencia .

Las señales que están en el contador de frecuencia pasan a un conmutador donde se muestrean estas y se almacenan en una memoria ya que cada señal es convertida del código BCD al código Baudot y se imprimen estos datos en cinta de papel para transmitirlo a la computadora central de COMSAT .







Las señales de comando se usan con el fin de que el satélite realice operaciones de movimiento que deba de realizar en la órbita .

Las señales de comando son transmitidas al satélite por medio de la estación TTC&M o por el centro de control .

Las operaciones que se realizan en el centro de control para enviar las señales de comando son como siguen :

1) El operador selecciona un control local por medio de un contacto donde se considerará la dirección que debe tener la señal de comando, número de clasificación .

Como son varias las señales que se envían se forman grupos y la señal se clasifica de acuerdo al grupo seleccionado y a éste se le da un tono .

2) Los tonos de la señal de comando se puede transmitir al satélite por medio de un amplificador de alta potencia .

3) Para que la señal pueda ser transmitida de acuerdo al código que se maneje en la sección de telemetría del satélite para que se pueda detectar.

4) Las señales se pueden leer en una pantalla de un monitor para que sea fácilmente codificar el contenido de cada una de las señales .

5) Una vez ya codificada la señal de comando , se transmite al satélite.

6) La señal que se envía al satélite es recibida por el receptor de telemetría en el satélite .

El centro de control como la estación TTC&M deben de mantener una sincronía para que puedan enviar las señales de comando al satélite , para que no haya interrupción en la comunicación .

El siguiente diagrama muestra el sistema de comunicación .

Aquí se muestran los enlaces de comunicación tanto de voz, PCM , teletipo y comando entre el centro de control y las disponibles estaciones TTC&M .

Se tiene en consideración las señales de comando ya que se transmiten desde el centro de control a la estación TTC&M , donde estas señales se clasifican de tal modo que solo se tenga comunicación para esta tipo de señal entre la estación TTC&M y el centro de control . Las predicciones que se deben de considerar para mantener la estrecha relación entre la estación terrena TTC&M y el satélite son porque es difícil predecir ciertos parámetros que tienen relación en la órbita del satélite .

Para evaluar estos parámetros la organización de estos es posible gracias a la computadora .

En el caso de la estación terrena algunos de los parámetros son considerados como :

- a) La visibilidad .
- b) Angulo de azimuth .
- c) Angulo de elevación .
- d) Distancia .
- e) Recepción de la señal .
- h) Polarización .
- i) Efecto Doppler .

Por parte del satélite , los siguientes parámetros son :

- a) Angulo que se tiene entre la posición del satélite y del Sol .
- b) Duración del eclipse solar .
- c) Mediciones del sensor Tierra .
- d) Posible interferencia del Sol con el sensor Tierra .
- e) Posición sobre la superficie de la Tierra .
- f) Recepción de una señal .
- g) Angulo que se forma entre uno de los ejes de referencia del satélite y el centro de la Tierra .

Las principales mediciones que se realizan cuando el satélite se encuentra en órbita están hechas por medio de un sistema de computadoras y que coleccionan todos los datos de funcionamiento del satélite.

La misma computadora evalúa las fórmulas geométricas y analíticas que tienen relación con la trayectoria y predicción futura de la órbita de acuerdo a la región en que opere el satélite y tome decisiones la misma computadora para proteger a la nave en el espacio de acuerdo a los datos que se tengan .

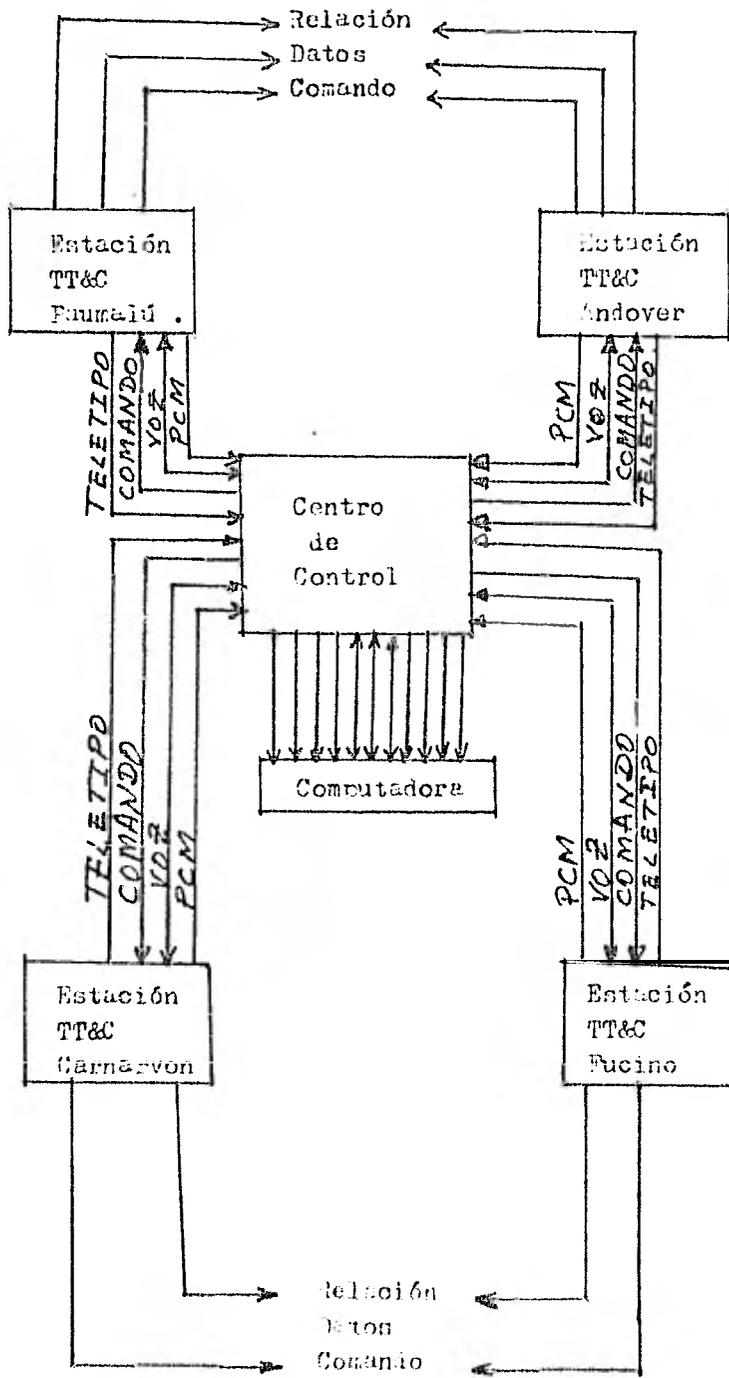
Se tiene un programa de computadora muy amplio con el fin de que el mismo sistema de computadoras sea capaz de realizar operaciones simultáneas con relación al teleproceso y mantener al sistema enlazado con el satélite .

La siguiente ilustración muestra la organización que se tiene en el proceso de la información por medio de computadora .

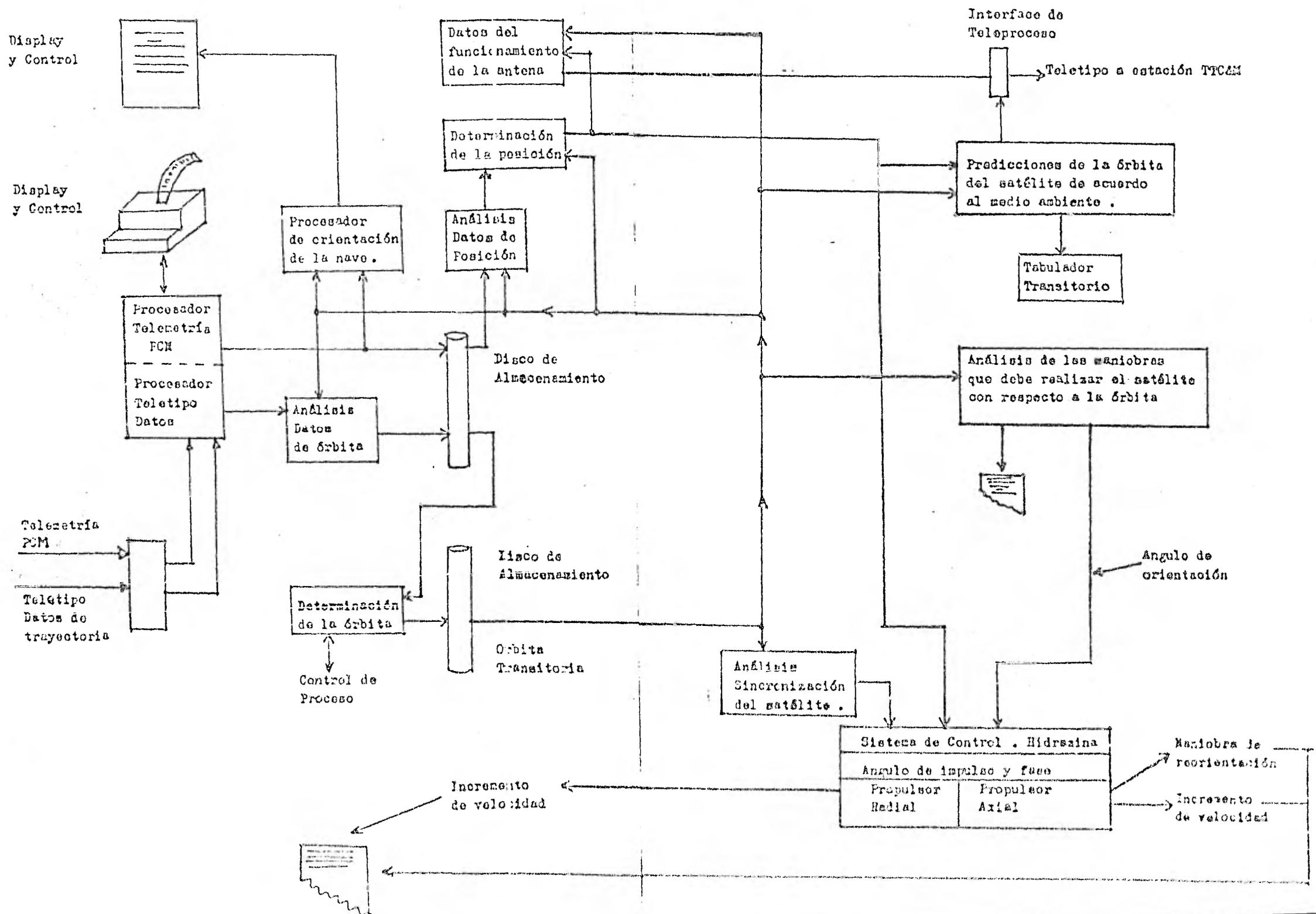
Los datos que se llegan a considerar de mayor importancia son :

La órbita y la posición . Ya que son analizadas con el fin de analizar y realizar ajustes en la órbita o una debida orientación .

Este tipo de operación se realiza continuamente para tener una posición y órbita operacional .



Sistema de Comunicación



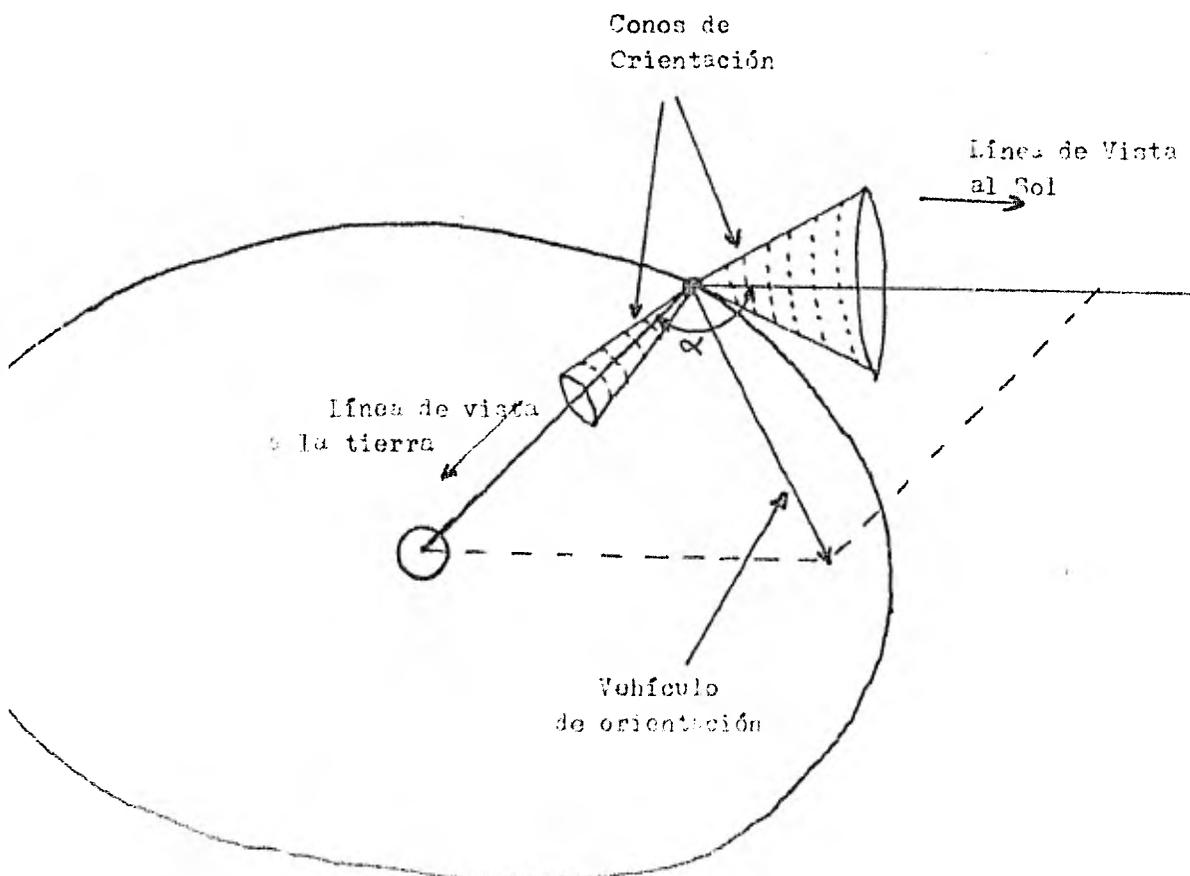
Cuando la nave se encuentra en su órbita la orientación se establece por medio de ejes de referencia ya asignadas al satélite .

La manera de poder mantener un alineamiento de acuerdo a la posición del satélite , se ha tenido en este caso que considerar a la Tierra y al Sol donde entran en funcionamiento los sensores que posee el satélite . Se ha considerado que los sensores mantienen su dirección hacia el planeta detectando las variaciones en la radiación infrarroja como si el satélite rastreara la radiación .

La detección del Sol se puede realizar con la ayuda del panel solar y de los sensores .

Para poder realizar estas operaciones de orientación se deben hacer - las en intervalos de tiempo para tener en funcionamiento normal y poder transmitir los datos de telemetría en PCM .

Consideremos la siguiente figura :



Lo importante en la orientación es que se debe de mantener al satélite en su respectiva órbita y considerando al ángulo " α " y se puede mantener dependiendo de la posición del satélite y de los ejes de orientación ya asignados en el satélite .

Para llegar a evaluar la orientación del vehículo es posible por un monitor que se encuentra en el sistema de computadora donde se llega a tener los datos del horizonte tanto de la Tierra como del Sol de acuerdo al tiempo que se llevó en realizar la operación .

Localización del satélite desde Tierra

Consideremos que en un momento determinado es necesario conocer la posición del satélite para realizar un enlace con otro país para enviar cierta información .

Se han determinado ciertos parámetros que debemos considerar para realizar la comunicación .

Necesitamos conocer un nivel de referencia y la posición de la antena de acuerdo al ángulo de elevación que tendrá ésta .

El nivel de referencia para poder localizar el satélite desde un lugar del planeta es el Ecuador .

Pero no es esto solamente sino también se debe de considerar el azimuth , donde éste es el ángulo que con el meridiano de un lugar forma el círculo vertical que pasa por un punto de la esfera celeste o del globo terráqueo

Las ecuaciones para poder determinar la posición del satélite son las siguientes :

$$\delta = \tan^{-1} \frac{\cos \theta \cos \phi - \frac{R}{R+h}}{\sqrt{1 - \cos^2 \theta \cos^2 \phi}}$$

$$\gamma = \tan^{-1} (\tan \phi / \tan \theta)$$

donde :

θ : latitud de la estación terrena .

ϕ : diferencia de longitud entre la estación terrena y el satélite .

R : Radio de la Tierra (6376 Km) .

h. : Altura del satélite (35872 Km) considerada al nivel del mar
y sobre el Ecuador .

δ : Angulo de elevación de la antena .

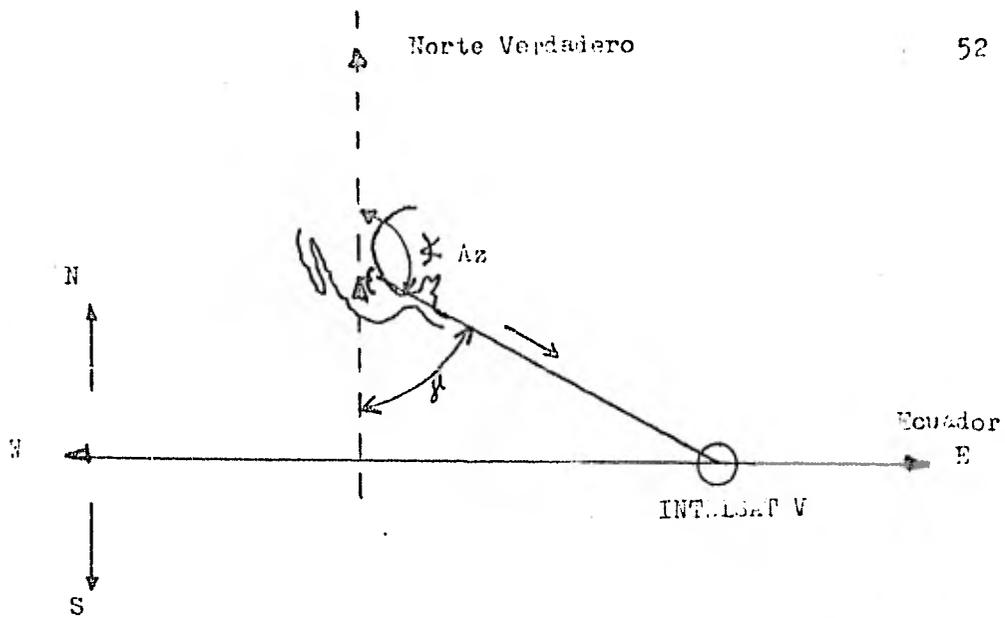
γ : Angulo de azimuth de la antena previa a la corrección debido a
la posición geográfica donde este ubicada la antena .

La corrección de para encontrar el ángulo azimutal de la antena
se realiza de la siguiente manera :

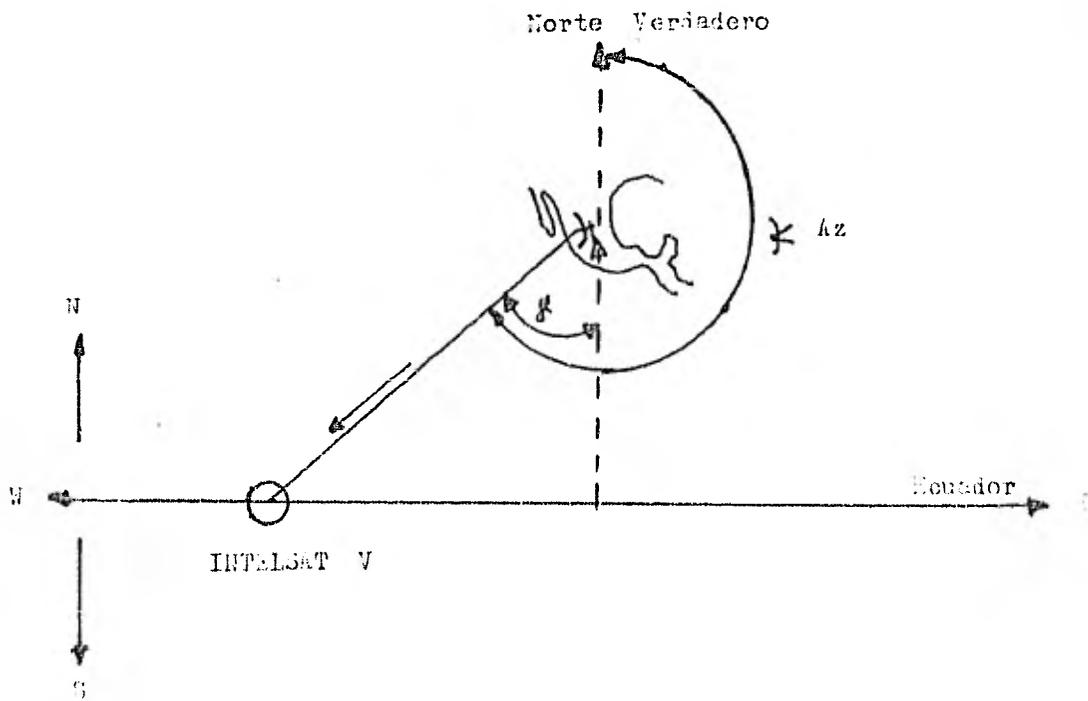
- 1) Para un satélite ubicado al Sur de la estación terrena y hacia
el Este , la corrección será : $\cancel{Az} = 180^\circ - \gamma$
- 2) Para un satélite ubicado al Sur de la estación terrena y hacia
el Oeste , la corrección será : $\cancel{Az} = 180^\circ + \gamma$

Norte Verdadero

52



Norte Verdadero



Para las posiciones del satélite y la estación terrena , podemos con - siderar como datos la latitud de la antena en la estación terrena y la longitud de la misma .

Datos de la posición .

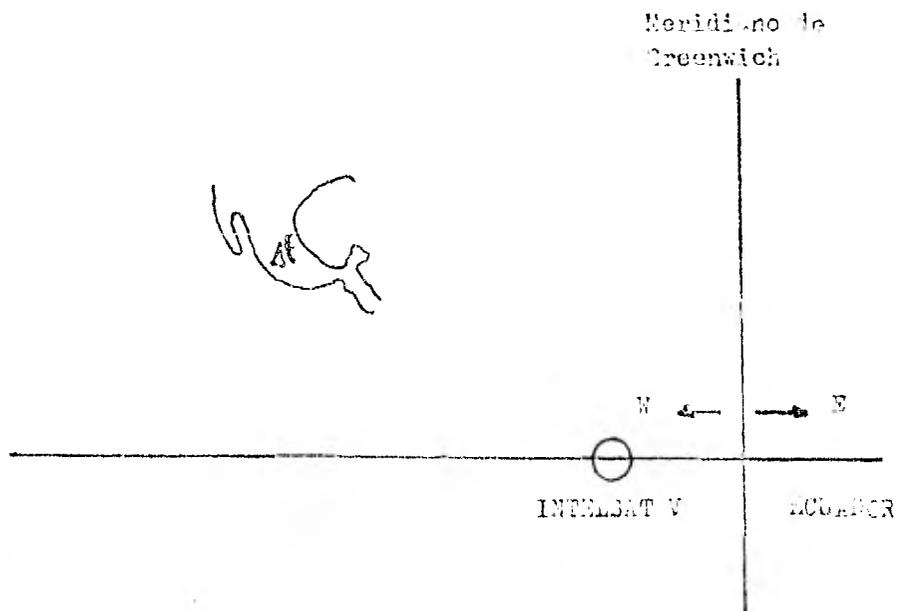
Estación Terrena . TULANCINGO I

Latitud $20^{\circ} 03' 52''$ N ; Longitud $261^{\circ} 33' 53''$ E .

El satélite INTELSAT V tiene la siguiente posición .

Región Atlántico 335.5° .

Tomando como referencia al meridiano de Greenwich



Long. Satélite = 335.5° (INTELSAT V)

Longitud de la Antena $261^{\circ} E$

Siendo ϕ la diferencia de longitud entre la estación terrena y el satélite :

$$\phi = 335.5^{\circ} - 261 = 74.54$$

Angulo de elevación de la antena .

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{\cos \theta \cos \phi - \frac{R}{R+h}}{\sqrt{1 - \cos^2 \theta \cos^2 \phi}} \right)$$

$$\cos \theta = \cos 20^\circ = 0.939, \cos^2 \theta = 0.881$$

$$\cos \phi = \cos 74.5 = 0.267, \cos^2 \phi = 0.0712$$

$$R = 6376 \text{ Km .}$$

$$R + h = 6376 + 35872 = 42248 \text{ Km .}$$

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{(0.939)(0.267) - \frac{6376}{42248}}{\sqrt{1 - (0.881)(0.0712)}} \right)$$

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{0.2507 - 0.1509}{0.968} \right) = \tan^{-1} (0.103)$$

$$\delta = 5.88^\circ \sim 6^\circ$$

Angulo de elevación de la antena de Tulancingo I : $\delta = 6^\circ$

Angulo de azimuth de la antena previa a la corrección debido a la posición geográfica .

$$\gamma_1 = \tan^{-1} (\tan \phi / \tan \theta)$$

$$\gamma_1 = \tan^{-1} (\tan 74.5^\circ / \tan 20^\circ) = \tan^{-1} (3.605 / 0.363)$$

$$\gamma_1 = 84.25^\circ$$

Para el satélite INTELSAT V $\delta_1 = 6^\circ$, $\gamma_1 = 84.25^\circ$

Para un satélite al Sur de la estación terrena y hacia el Este.

la corrección será : $\cancel{\chi}$ Az = $180^\circ - \cancel{\chi}$

$\cancel{\chi}$ Az INTELSAT V : $\cancel{\chi}$ Az = $180^\circ - 84.25^\circ = 95.75^\circ$

BANDAS DE FRECUENCIA Y REGIONES DONDE OPERA EL SATELITE

El sistema de comunicaciones del satélite INTELSAT V opera en dos bandas de frecuencias : la banda de 6/4 GHz y de 14 / 11 GHz .

Cabe señalar la introducción de unos términos utilizados en este tema :

Uplink : nos indica que se realiza el enlace desde la estación terrena al satélite .

Downlink : se realiza el enlace desde el satélite a la estación terrena .

La banda de 6/4 GHz (5925 MHz - 6425 MHz / 3700 MHz - 4200 MHz)

Uplink / Downlink

La banda de 14/11GHz (14000 MHz - 14500 MHz / 10950 MHz - 11200 MHz

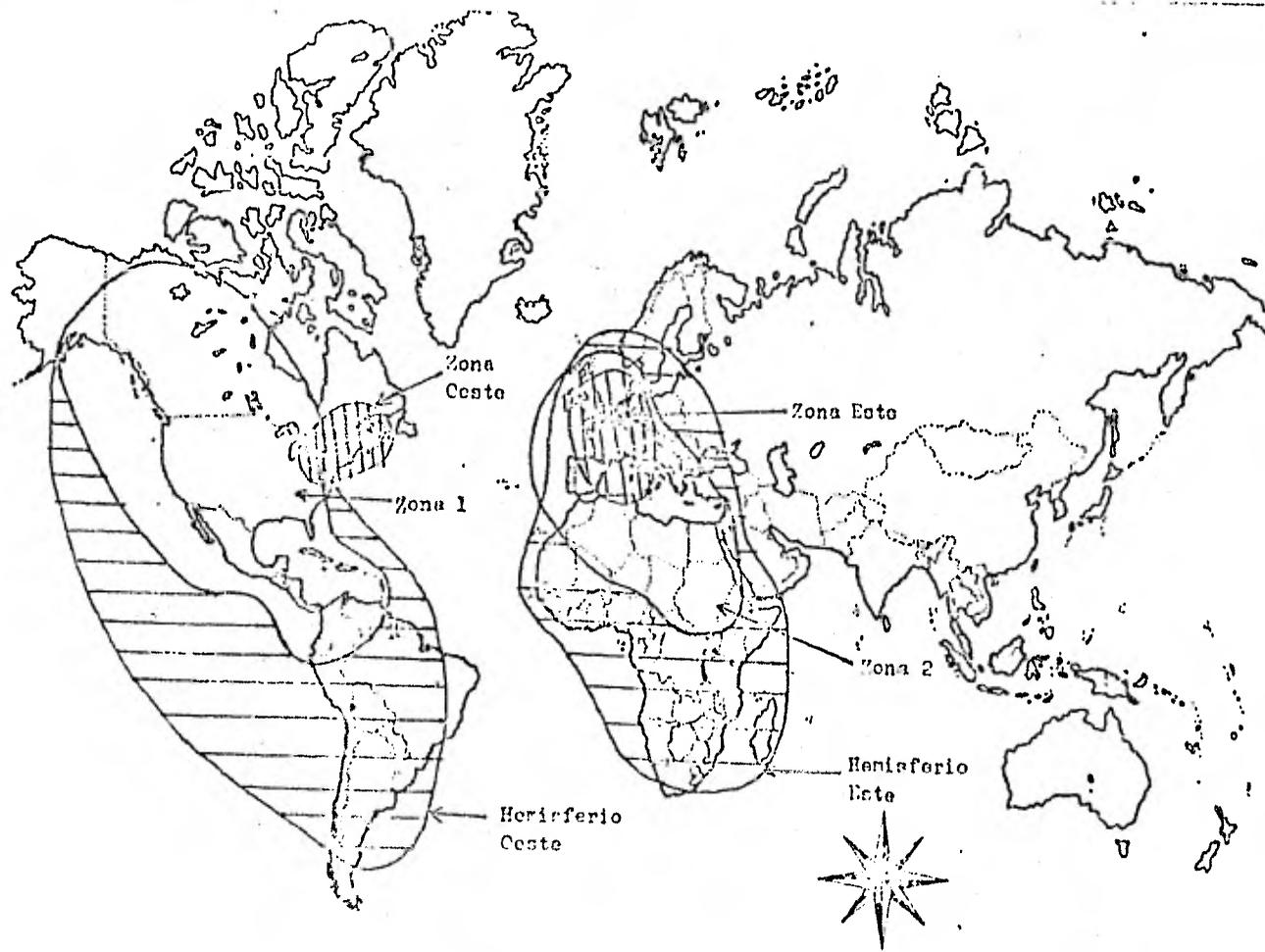
y 11450 MHz - 11700 MHz)

El satélite utiliza esas bandas para cubrir diferentes áreas donde establecerá la comunicación.

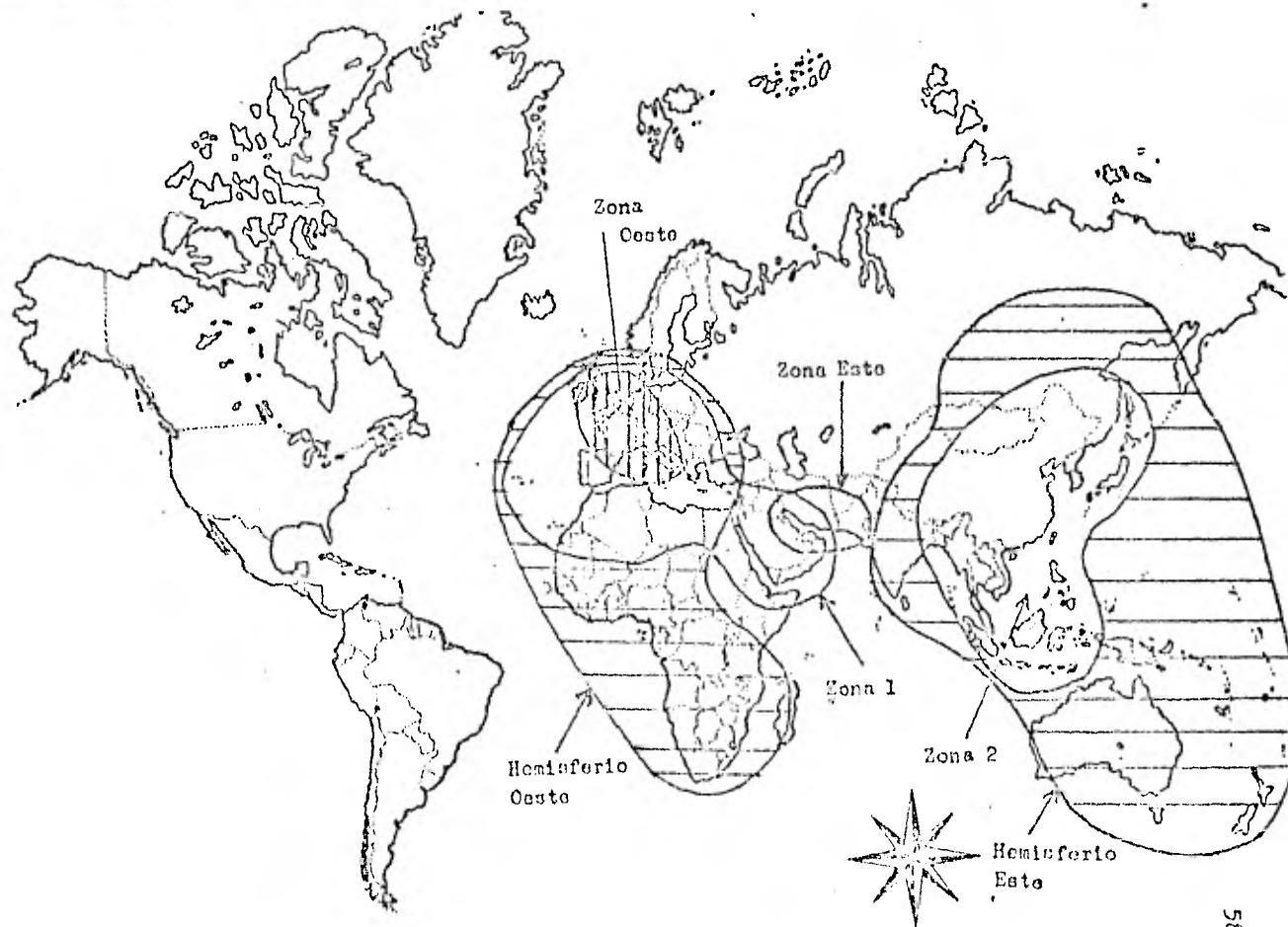
En la frecuencia 6/4 GHz tiene 5 áreas a cubrir y en 14 / 11 GHz tiene 2 áreas . Las bandas de frecuencia deben cubrir ciertas áreas y lo hacen de acuerdo a un cierto tipo de polarización .

El siguiente cuadro muestra de acuerdo a la región donde opera el satélite su respectiva polarización .

Banda	Cobertura	Uplink	Downlink
6/4 GHz	Global	Circular Izo .	Circular Der .
	Hemisferio Oeste	Circular Der .	Circular Izo .
	Hemisferio Este	Circular Izq .	Circular Der .
	Zona 1	Circular Der .	Circular Izq .
	Zona 2	Circular Der .	Circular Izo .
14/11 GHz	Zona Este	Lineal	Lineal
	Zona Oeste	Lineal	Lineal



Región Océano Atlántico



Region Oceano Indico

Nuestro satélite conserva una órbita circular a 35800 Km de altura y que corresponde a un periodo orbital de 23 horas 56 minutos , el mismo que el de rotación de nuestro planeta .

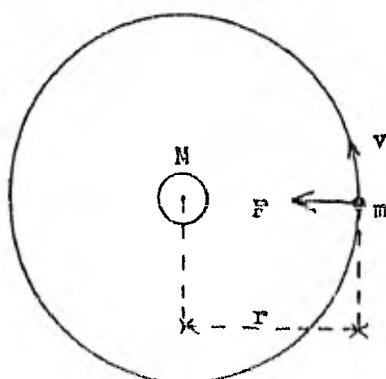
El periodo orbital de un satélite es el tiempo que éste tarda en efectuar una revolución completa ; la manera de poder medirlo se hace respecto a la órbita en sí .

Como el satélite tiene una órbita circular permanecerá fijo tanto en longitud como en latitud .

Las antenas de las estaciones de seguimiento sólo tendrán que ser apuntadas una vez con la seguridad de encontrar al satélite siempre en el mismo punto . Estos son los vehículos " estacionarios " .

en este periodo orbital , para el caso de una órbita circular se manejan los criterios de equilibrio entre fuerza centrífuga y de atracción gravitacional .

Consideremos que la órbita del satélite es circular como se muestra en la siguiente figura :



La fuerza gravitacional de atracción "F" es la fuerza centrípeta que mantiene el satélite en su órbita casi circular alrededor de la Tierra .

En este diagrama "M" es la masa de la Tierra , "m" es la masa del satélite y "r" es la distancia entre sus centros .

Existe una fuerza centrífuga y que se define como : $F = m v^2 / r \dots 1$
 La fuerza de atracción gravitacional está definida como :

$$F = G \frac{M m}{r^2} \dots\dots 2$$

Siendo $G = 6.66 \times 10^{-11} \frac{m^3}{kg \cdot seg^2}$

conocida como la constante de gravitación universal .

Se debe de considerar que un satélite no cae porque en todo momento su peso está exactamente compensado por la fuerza centrífuga sobre el cuando gira alrededor de la Tierra .

De acuerdo con este criterio tenemos : $G \frac{M m}{r^2} = m \frac{v^2}{r} \dots\dots 3$

Como manejamos criterios de equilibrio , la ecuación anterior es aceptable .

En Mecánica , la velocidad de un cuerpo está dada por $v = \frac{s}{t}$.

Si escogemos la distancia "s" para dar una vuelta a la órbita , el tiempo "t" se convierte en el periodo "T" y obtenemos :

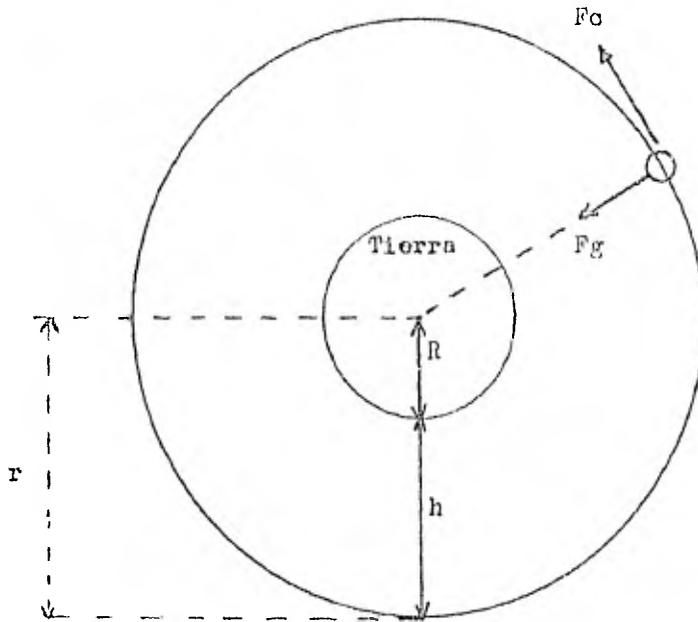
$$v = 2\pi r / T \dots\dots 4$$

Elevando ambos miembros al cuadrado de esta ecuación y sustituyendo el valor de v^2

$$G \frac{M m}{r^2} = m \frac{v^2}{r}$$

$$G \frac{M}{r} = \frac{4\pi^2 r^2}{T^2}$$

$$T^2 = (4\pi^2 / GM) r^3 \dots\dots\dots 5$$



Donde la ecuación (5) se transforma en :

$$T^2 = \frac{4\pi^2}{G \cdot M} (R + h)^3 \dots\dots\dots 6$$

R : radio de la Tierra .

h : altura del satélite considerada a partir de la superficie terrestre .

M : masa de la Tierra .

VELOCIDAD DE ESCAPE

Un satélite que escapa de la Tierra y nunca regresa debe haber sido lanzado con una velocidad mayor de la requerida para ponerlo en órbita . Para encontrar la velocidad mínima de escape se debe de considerar lo siguiente :

Para elevar una masa "m" desde cualquier punto de la Tierra a una distancia "r" y considerando el centro de la Tierra "M" , se requiere un gasto de energía para impulsar a dicha masa "m" .

Si comunicamos esta energía para dar a la masa "m" una velocidad , la energía total gastada será energía cinética que se define como

$$E . C . = 1 / 2 m v^2 \dots\dots\dots 7$$

Como es necesario impulsar una masa "m" a una determinada altura se considera la realización de un trabajo , definido como fuerza por distancia

$$W = F d \dots\dots 8$$

De la segunda ley de Newton $F = m g \dots\dots 9$

$$W = m g d \dots\dots 10$$

Como se realizo un trabajo sobre un cuerpo hemos almacenado en el en virtud de su nueva posición , una cantidad equivalente de energía potencial . $E.P. = m g d \dots\dots 11$

Para poder calcular el trabajo realizado por medio de la ecuación 8 y considerando que la fuerza cambia de modo continuo , se debe de determinar el trabajo realizado .

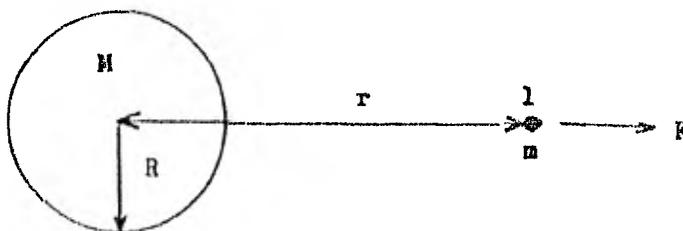
Este trabajo realizado consiste en llevar una masa "m" desde un punto a una distancia "r" del centro de la Tierra "M" , hasta una distancia tan grande que el campo gravitacional sea tan débil que pueda despreciarse , de acuerdo a 8 :

$$W = F d ; d = r = R + h$$

$$W = F r \dots\dots 12$$

"F" es la fuerza que actúa sobre "m" cuando se encuentra en una determinada posición .

En la siguiente figura , muestra posición en el punto 1



Si tenemos un trabajo realizado y una fuerza que interacciona con el campo gravitacional entre dos masas "m" y "M" siendo :

$$F = G \frac{M m}{r^2} \dots\dots 13$$

Aplicando 13 en 12 :

$$W = G \frac{M m}{r^2} \cdot r = G \frac{M m}{r} \dots\dots 14$$

Una vez teniendo nuestras dos expresiones de energía se puede determinar que así como la fuerza centrífuga es igual a la fuerza gravitacional como ya se explicó anteriormente , así como ocurre con la energía cinética y potencial .

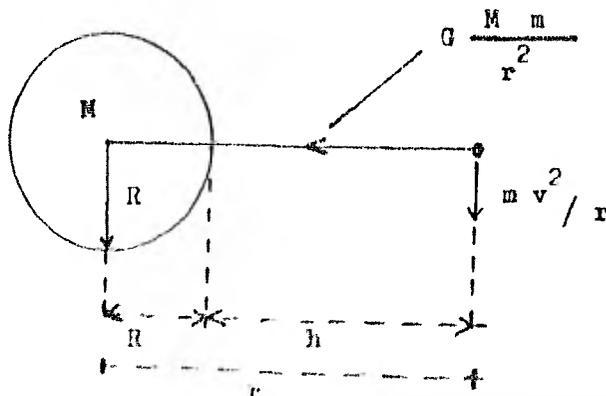
$$1 / 2 m v^2 = G \frac{M m}{r} \dots\dots 15$$

Despejando "v" se tiene : $v = \sqrt{2GM / r} \dots\dots 16$

Siendo la velocidad de escape vertical .

Velocidad de escape horizontal

Tratándose de un movimiento circular la fuerza centrífuga es igual a la fuerza de gravitación .



Donde se concluye que a una "r" $\rightarrow 0$, v $\rightarrow \infty$

$$m v^2 / r = G M m / r^2$$

$$v^2 = G M / r \dots\dots 17 \text{ siendo } r = R + h$$

La ecuación 17 nos representa la velocidad de escape horizontal

Los tipos de señales moduladas por el sistema INTELSAT incluye :
Datos , facsimil , teletipo , televisión (blanco y negro o color)
y voz . Existen diferentes técnicas de acceso al satélite para que
se pueda procesar la información y llegue a su destino , los que
trataremos en este capítulo son :

- 1) FDM - FM - FDMA .
- 2) SPADE .
- 3) TDMA / DSI .

En el campo de las comunicaciones vía satélite , lo que se desea
es la comunicación entre el número de estaciones terrenas y que se
encuentran en diferentes lugares a ciertas distancias .

El satélite se considera como un repetidor en un determinado punto
donde el problema es el acceso múltiple entre las estaciones terrenas
que requiere un alto grado de flexibilidad .

Se debe de considerar también el de minimizar las pérdidas que existe
en el repetidor ya que opera a una capacidad en un determinado canal
de comunicación .

Por acceso múltiple se entiende la posibilidad ofrecida a un gran número de estaciones terrenas de interconectar simultáneamente sus respectivos enlaces de transmisión a través de un mismo satélite . Esta posibilidad es importante en los sistemas de satélites , a causa de la gran zona que pueden cubrir las antenas del satélite . La transmisión de una estación terrena se puede recibir en muchos y diferentes lugares . Hay que hacer notar que el acceso múltiple y la modulación son dos conceptos diferentes.

El acceso múltiple es fundamentalmente una peculiaridad del tráfico en tanto que la modulación es esencialmente una característica de transmisión . Sea como sea , ambas son importantes porque optimizan la utilización de los sistemas de satélites y a menudo se da por supuesto que un método de modulación dado es inherente a una técnica particular de acceso múltiple .

No hay ningún sistema de acceso múltiple que por si sólo responda a todas las necesidades que pueden aparecer en la explotación de un sistema . Se observará que la configuración óptima de la red , en la mayoría de los casos , comprende varias técnicas distintas de acceso múltiple .

En general , habrá que tratar de la optimización de los parámetros que seguidamente se relacionan para sistemas representativos :

- a) Capacidad .
- b) Uso eficaz del espectro de radiofrecuencias .
- c) Utilización eficiente de la potencia radiada por los satélites .
- d) Capacidad de interconexión requerida .
- e) Facilidad de adaptación a los cambios de tráfico y de red .

- f) Facilidad de despacho de diversos tipos de tráfico . 67
- g) Problemas del interfaz con conexiones terrenales .
- h) Viabilidad económica .

MÉTODOS DE MODULACION

Las señales de la banda base tienen que modular portadoras de radio - frecuencias para su transmisión por satélite .

3.1) Modulación de frecuencia (FM)

La modulación en frecuencia es el método más popularizado para la transmisión de señales en microondas . Al usuario del satélite se le permite la posibilidad de establecer un compromiso entre la utilización de la potencia y la anchura de banda , aumentando la desviación de frecuencia . En un sistema que utilice una sola portadora por transponder la envolvente constante de las señales FM permite trabajar a los amplificadores de potencia en el punto de saturación y aprovechar así al máximo la potencia disponible .

Método de acceso múltiple

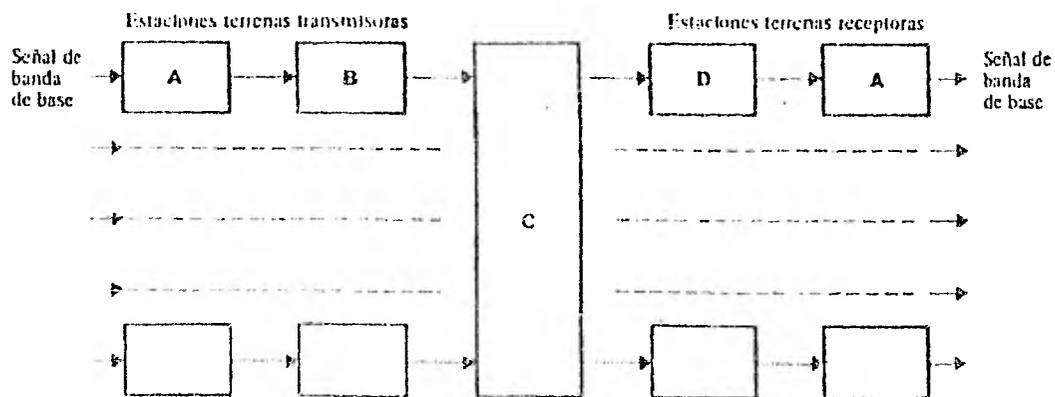
El satélite de un sistema del servicio fijo por satélite actúa de estación relevadora y es un punto nodal en los circuitos con las estaciones terrenas . Contendrá una o más cadenas de repetidores (transponders) , cada uno con capacidad para la traslación de frecuencias , la amplificación y la retransmisión de las señales recibidas de las estaciones terrenas del sistema .

El número de cadenas de repetidores en un satélite depende del sistema de que se trate y es el resultado de una fórmula de compromiso entre factores técnicos y económicos.

Por lo general la anchura de banda disponible por cadena repetidora (transpónder) es mayor de la que necesita la mayor parte de las estaciones terrenas para su uso particular .

Por lo tanto , para aprovechar plenamente la capacidad de los repetidores , se permite el acceso a una cadena repetidora de más de una estación terrena , con transmisiones a un sólo o más múltiples destinos . Este uso de una cadena repetidora por más de una estación terrena transmisora es que se denomina " acceso múltiple " .

La siguiente figura muestra una red general de acceso múltiple y el flujo de las señales por esa red . En el equipo terminal de acceso múltiple se provee de las señales con la información de dirección y se les da el formato de transmisión empleado dentro del sistema de satélites .



Esquema general del flujo de las señales en un sistema de acceso múltiple .

- A : Terminal de acceso múltiple
- B : Transmisor
- C : Repetidor de satélite
- D : Receptor

Según sea el sistema de acceso múltiple , el equipo terminal puede ser más o menos sofisticados . En su forma más simple , consistiría únicamente en una conexión por cable para el paso de la señal de la banda base a una cadena particular de transmisión , comprendido el modulador etc .

Un equipo terminal más complicado puede tener que realizar las siguientes funciones :

- a) Interfaz con la red terrenal .
- b) Inserción y extracción de la información .
- c) En los sistemas digitales , actuar como memoria intermedia para efectuar las variaciones de temporización y las conversiones de velocidad de transmisión de bits .
- e) Asociar las ráfagas de información a determinadas cadenas de transmisión (por ejemplo sistema TDMA) .

Por el mismo transponder de un satélite pasan muchas y diferentes señales transmitidas . Teóricamente cada señal transmitida tendría que tener una estructura :

- a) Que permitiera al receptor separarla de la señal compleja transmitida a través del transponder .
- b) Que la hiciera interferir lo menos posible en la recepción de las otras señales .

Se pueden identificar dos categorías técnicas de acceso múltiple . La primera comprende las técnicas en que las señales no se interfieren las unas con las otras .

Las señales transmitidas al satélite son ortogonales en tal manera que en un canal ideal , la detección de una señal excluye automáticamente a las demás .

Son técnicas que utilizan señales no interferentes entre sí , la técnica de acceso múltiple por distribución de frecuencia (FDMA) y la de acceso múltiple por distribución en el tiempo (TDMA) . Para las telecomunicaciones en general se prefieren los sistemas de acceso múltiple con señales no interferentes . Son por naturaleza más eficaces en el aprovechamiento de la anchura de banda disponible que los sistemas de acceso múltiple con señales interferentes . Un elemento restrictivo de diseño importante es la limitada potencia disponible a bordo del satélite .

Es sumamente conveniente que el amplificador de potencia del satélite trabaje lo más cerca posible del punto de saturación .

Analogamente , es a menudo deseable que el amplificador de potencia de la estación terrena transmisora funcione también cerca de su punto de saturación de potencia de salida .

En un sistema de múltiples portadoras se necesita del punto de trabajo respecto al de saturación para mantener la distorsión de intermodulación en un nivel bajo .

3.1.1) ACCESO MÚLTIPLE POR DISTRIBUCIÓN DE FRECUENCIA (FDMA)

Varias portadoras diferentes , separadas en frecuencia comparten una misma cadena repetidora del satélite .

La utilización del ATOP o de otros amplificadores de potencia en el punto de saturación , causa diferentes clases de distorsiones de transmisión que hay que tomar en consideración al diseñar un sistema de acceso múltiple por distribución en frecuencia .

Segun el tipo de modulación habrá que optimizar los parámetros de explotación del repetidor del satélite , para reducir al mínimo los productos de intermodulación , la diafonía inteligible y cualquier otro efecto interferente causado por las faltas de linealidad de amplitud y de fase del repetidor .

Esas distorsiones hay que mantenerlas luego dentro de los límites deseados , haciendo trabajar al A/TOP con la mínima reducción de potencia de entrada respecto al punto de saturación necesaria para obtener los objetivos de calidad deseados .

La explotación con múltiples portadoras ontraña siempre una capacidad disponible menor que con el modo de acceso único a causa de la reducción de potencia .

La potencia transmitida por una estación terrena depende del número de canales telefónicos que modulan la portadora .

Para conseguir que todas las portadoras lleguen al repetidor con potencias relativas apropiadas , es preciso controlar , en la explotación con múltiples portadoras, la potencia de cada una de las portadoras transmitidas por cada estación terrena .

En las bandas de frecuencias por encima de 10 GHz pueden ser grande el desvanecimiento debido a las precipitaciones y por lo tanto hay que usar técnicas de control de potencia para lograr la estabilidad de la potencia de entrada que se necesita en el satélite .

La relación fundamental entre la relación portadora / ruido (C/N) y la relación señal / ruido (S/N) en un sistema clásico de modulación de frecuencia, se puede expresar así :

$$S/N = (C/N) \left(3 (F_{ch})^2 / f_2^3 - f_1^3 \right) (B_{RF}) (P) (W)$$

o bien :

$$S/N = (C/N) \left(\frac{(F_{ch})^2}{(f_m)^2 + \frac{b^2}{12}} \right) (B_{RF} / b) (P) (W)$$

Cuando el valor de " f_m " es más de cuatro veces el valor de " b ", se puede reemplazar la anterior expresión con un error de precisión despreciable, por la siguiente relación aproximada :

$$(S/N) = (C/N) (F_{ch} / f_m)^2 (B_{RF} / b) (P) (W)$$

donde :

S/N : relación entre el tono de prueba (es decir 1 mW en el punto de nivel relativo cero) y la potencia de ruido en el canal telefónico más elevado .

C/N : relación portadora / ruido en la anchura de banda B_{RF} .

B_{RF} : anchura de banda de radiofrecuencia (Hz) .

f_2 : límite superior de frecuencia de la banda de paso del canal más elevado de la banda de base (Hz) .

f_1 : límite inferior de frecuencia de la banda de paso del canal más elevado de la banda de base (Hz) .

$f_m = (f_2 + f_1) / 2$: frecuencia central (media aritmética) del canal más elevado de la banda de base (Hz) .

$b = (f_2 - f_1)$: anchura de banda del canal telefónico (Hz) .

F_{ch} : valor rms de la excursión del tono de prueba por canal (Hz)

P : factor de mejora de la preacentuación 2.5 (4 dB)

W : factor de ponderación sofométrica 1.8 (2.5 dB)

En la expresión anterior sólo son desconocidos B_{RF} y F_{ch} .

Para resolver estas dos incógnitas es preciso encontrar otra relación entre dichas dos variables. Se supone que la anchura de banda B_{RF} viene dada por : $B_{RF} = 2 (\Delta F + f_m)$

(es decir , la anchura de banda de la regla de Carlson) siendo ΔF la excursión multicanal de cresta .

Para reducir a un nivel tolerable el ruido de intermodulación causado por la limitación de la anchura de banda , hay que definir una relación adecuada entre ΔF y F_{ch} . La siguiente fórmula es de uso corriente para las bandas de base FDM :

$$\Delta F = F_{ch} \times g \times L$$

donde :

F : excursión de cresta (Hz) .

g : factor " valor cresta / valor rms " expresado como relación numérica . De ahí que para un " valor de cresta / valor rms " de :

$$13\text{dB} , g = 10^{13} / 20 = 4.47$$

$$10\text{dB} , g = 10^{10} / 20 = 3.16$$

$$L = 10 \left(\frac{-15 + 10 \log_n}{20} \right) \quad \text{para } n \geq 240 \text{ canales}$$

$$L = 10 \left(\frac{1 + 4 \log_n}{20} \right) \quad \text{para } n \ll 240 \text{ canales .}$$

En los primeros sistemas se utilizaba un factor $g = 13$ dB , pero en los sistemas posteriores se ha empleado con resultado satisfactorio el valor de 10 dB . En general , cabe esperar que el valor de 13 dB sea más apropiado para capacidades de portadoras inferiores a unos 120 canales , en tanto que para capacidades superiores se prefiere la cifra de 10 dB .

El uso de los demoduladores en los sistemas de modulación de frecuencia no modifica la relación básica señal / ruido (S/N) y portadora / ruido (C/N) ; permite únicamente utilizar relaciones C/N inferiores a las que de otro modo sería posible .

La siguiente figura ilustra la relación S/N y C/N en el sistema FM . Por encima del punto de ruptura , S/N es directamente proporcional a C/N . Se han de cumplir tres objetivos diferentes para porcentajes de tiempo distintos.

Los tres están indicados con líneas horizontales .

El problema en el diseño de un sistema FM es el de elegir durante tiempo despejado una C/N que permita tener una S/N por encima de las tres líneas correspondientes a los diferentes porcentajes de tiempo . Con una frecuencia en la que es despreciable el desvanecimiento de la señal del satélite , esto es un proceso fácil .

La relación C/N es entonces constante y se puede elegir fácilmente una excursión de frecuencia con la que la S/N esté por encima de la línea correspondiente a 10000 pWop . Las curvas de la figura representan entonces tres casos posibles .

Curva 1 - Sistema de anchura de banda limitada .

Curva 2 - Sistema de potencia y anchura de banda limitada .

Curva 3 - Sistema de potencia limitada .

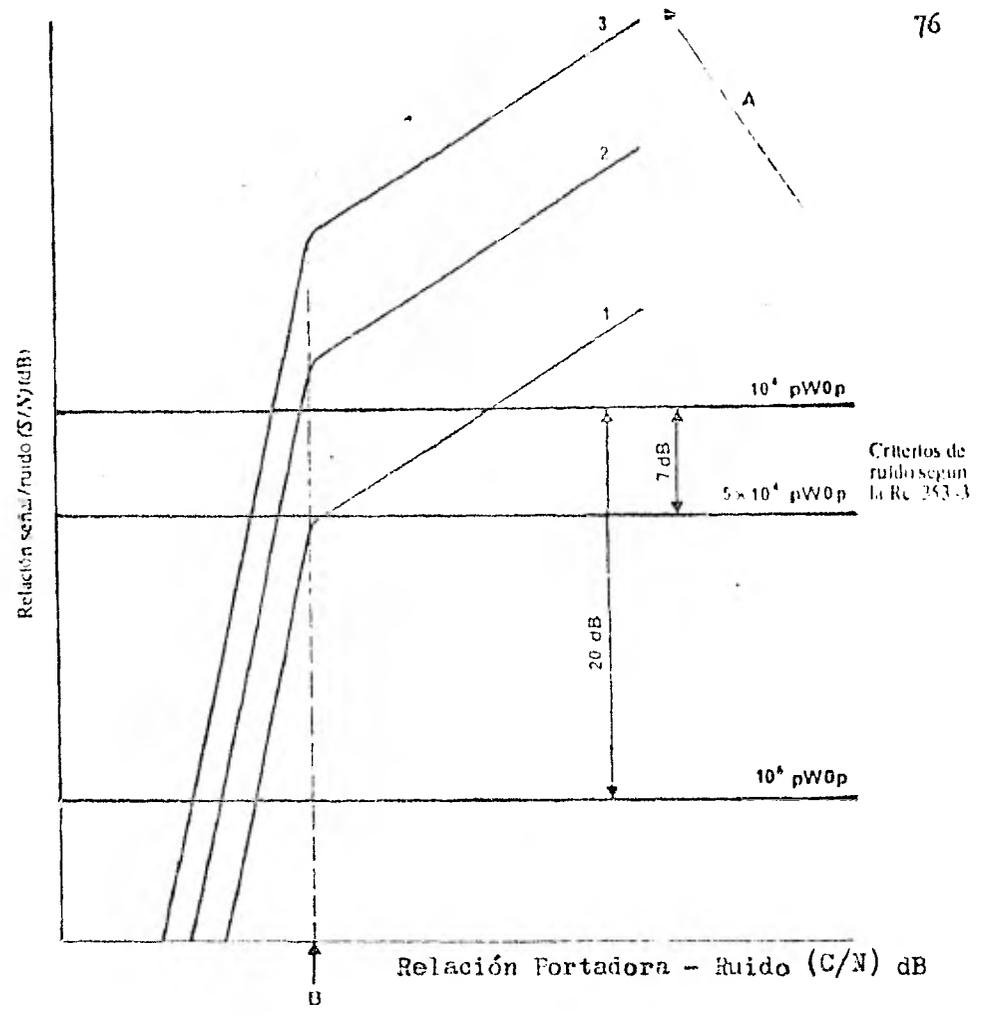
Cuando el sistema trabaja en frecuencias en que el desvanecimiento es importante (por ejemplo en las bandas de 14/11 GHz) la optimización del aprovechamiento de la potencia y la anchura de banda resulta más complicada .

Hay que emplear un procedimiento iterativo con excursiones de frecuencia variable . Se elige una anchura de banda correspondiente a cierta excursión . Se calcula S/N para diferentes porcentajes de tiempo y se compara con los distintos objetivos .

Si todas las relaciones S/N están por encima o si hay alguna por debajo , se reduce la excursión de frecuencia en el primer caso o se aumenta en el segundo . La condición limitativa es la de no rebasar el máximo de anchura de banda atribuida .

En los sistemas limitados por anchura de banda es muy interesante la mínima magnitud de la " banda de guarda " necesaria entre las portadoras en el transpónder .

Los sistemas actuales han sido diseñados para mantener la " anchura de banda de la regla de Carlson " de cada portadora en el centro del 90% de la anchura de banda atribuida y tienen un filtro limitador de banda en cada estación terrena transmisora , con la cual la interferencia entre portadoras adyacentes no pasa de límites tolerables . Sin embargo , el filtro puede acusar ruido impulsivo en la portadora que pasa por el . Por lo tanto , la anchura de banda de la portadora y la separación entre portadoras , deben basarse en un cuidadoso estudio de la mejor fórmula de compromiso entre el ruido debido a la interferencia de las portadoras adyacentes , incluido el ruido impulsivo y el causado por los filtros de paso banda .



Relación señal / ruido y portadora / ruido en un sistema FM.
CURVAS A: Excursión creciente (es decir ancho de banda).
B : Punto de ruptura

3.1.3) PORTADORAS QUE SE USAN EN FDM / FM Y DE TELEVISION

77

Las portadoras FDM/FM de telefonía del sistema INTELSAT V se dividen en " normales " y " alta densidad " .

Las portadoras normales se definen como aquellas cuyos valores representativos de FIRE de la estación terrena y forman parte de las características obligatorias de estas especificaciones .

Las portadoras de alta densidad requieren más FIRE pero menos ancho de banda RF por canal que las portadoras normales .

La asignación de cada portadora de alta densidad se efectúa previo acuerdo con el propietario de la estación transmisora y depende de que el transponder del satélite de la FIRE .

Portadora FDM/FM INTELSAT V

Ancho de banda	Número de canales	
1.25 MHz	12	___ Portadora de
2.5 "	24, 36, 48, 60, <u>72</u>	alta densidad .
5.0 "	60, 72, 96, 132, <u>192</u>	
7.5 "	96, 132, 192, <u>252</u>	
10 "	132, 192, 252, <u>312</u>	
15 "	252, 312, <u>432</u>	
20 "	432, 612, <u>792</u>	
25 "	432, 792, <u>972</u>	
36 "	972	

Debe considerarse que en ciertos anchos de banda existen determinados números de canales con portadores normales y otros con portadora de alta densidad .

PIRE requerida para la estación terrena . Frecuencia (6 a 4 GHz)

Sistema FDM/FM

Ancho de banda (MHz)	Portadora normal		Portadora alta densidad	
	Capacidad de canales	PIRE (dbW)	Capacidad de canales	PIRE (dbW)
1.25	12	73.8	-	-
2.5	24	76.1	72	86.8
	36	78.5		
	48	81.8		
	60	84.5		
5.0	60	79.1	192	92.2
	72	79.4		
	96	83.0		
	132	84.7		
7.5	96	80.8	252	91.6
	132	82.5		
	192	85.4		
10	132	82.1	312	91.4
	192	84.1		
	252	88.8		
15	252	84.8	-	-
	312	86.8		
	432	88.0		
20	432	86.6	792	94.4
	612	90.1		
25	432	86.6	972	94.9
	792	91.5		
36	972	88.6	-	-

Enlace cruzada 6 a 11 GHz
Sistema FDM/FM

Ancho de banda (MHz)	Portadora Normal		Portadora alta densidad	
	Capacidad canales	PIRE (dBW)	Capacidad canales	PIRE (dBW)
1.25	12	72	-	-
2.5	24	74.3	72	85
	36	76.7		
	48	80.0		
	60	81.7		
5.0	66	77.3	192	90.4
	72	77.6		
	96	81.2		
	132	82.9		
7.5	96	79.0	252	89.5
	132	80.7		
	192	83.6		
10.0	132	80.2	312	89.6
	192	82.0		
	252	87.0		
15.0	252	83.0	-	-
	312	85.0		
	432	86.2		
20.0	432	86.6	792	94.4
	612	90.1		
25.0	432	86.6	972	94.9
	792	91.5		
36.0	972	88.6	-	-

Frecuencias centrales de los transponders del
satélite INTELSAT V .

80

La anchura de banda RF del satélite INTELSAT V se divide en segmentos de 34, 36, 41, 72, 77 y 241 MHz .

Según la banda de frecuencias y las conexiones de haces que se emplean para satisfacer la demanda de tráfico .

El satélite INTELSAT V puede trabajar tanto en la banda de frecuencias de 6/4 GHz como en la 14/11 GHz y se puede interconectar estas bandas de manera que las estaciones terrenas normalizadas tipo A (6/4 GHz) y de tipo C (14/11 GHz) pueden comunicarse entre sí.

De acuerdo al siguiente cuadro se utiliza la misma frecuencia central para cada transponder de cada conjunto de cuatro .

La reutilización de frecuencias (cuádruple) se obtiene mediante el aislamiento espacial y la polarización de los haces de la antena del satélite que conectan a los transponders de cada conjunto de frecuencias iguales .

Frecuencias centrales de los transponders del satélite INTELSAT V

Transponders de la banda de frecuencia de 6/4 GHz

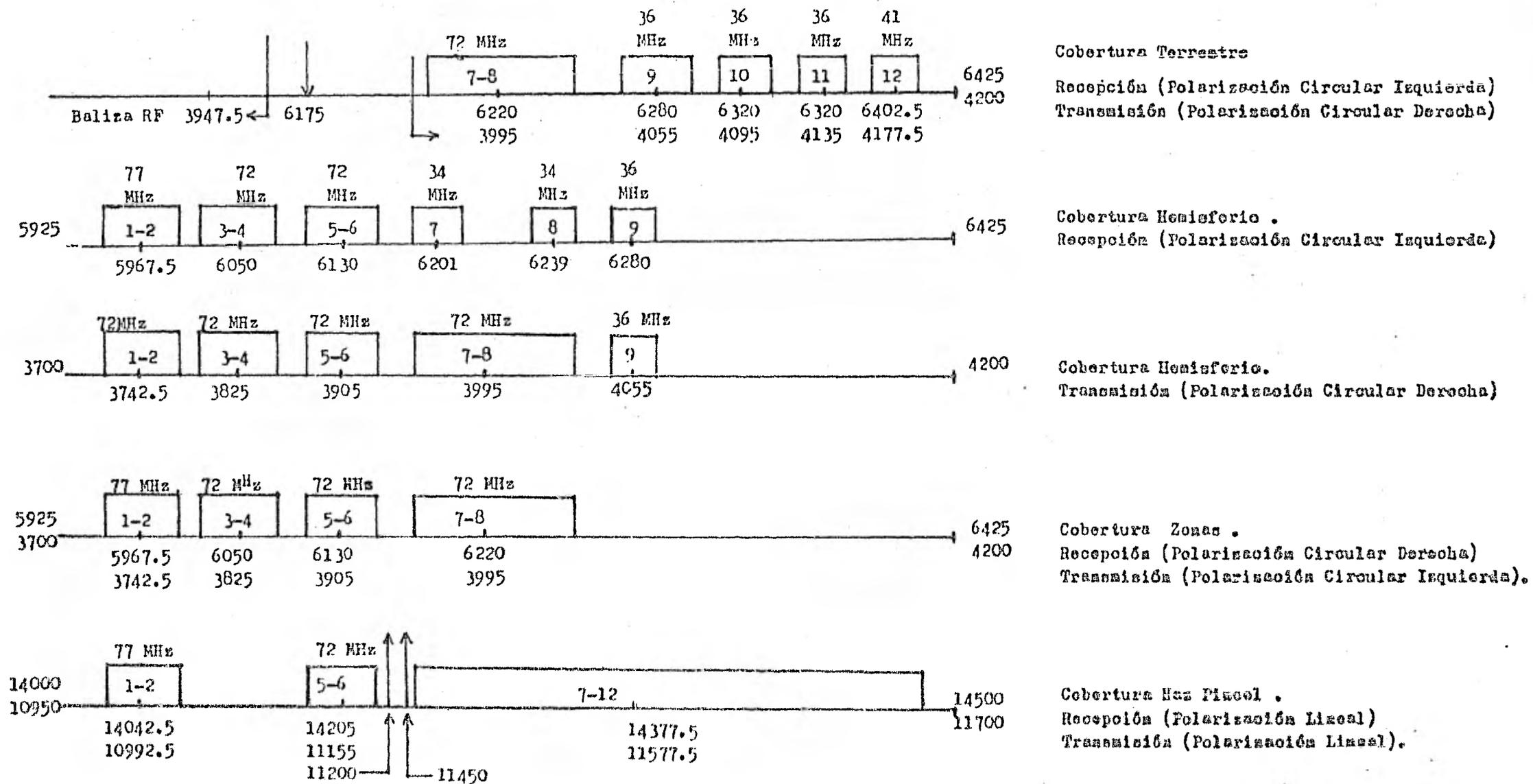
Global	Hemisf Oeste	Zona Oeste	Hemisf Este	Zona Este	MHz	Frecuencia Central (MHz)
-	1-2	1-2	1-2	1-2	77	3742.5
-	3-4	3-4	3-4	3-4	72	3825.0
-	5-6	5-6	5-6	5-6	72	3905.0
(7-8)	5 (7-8)	7-8	7-8	7-8)	72	3995.0
9	6 (9	-	9	-)	36	4055.0
10	-	-	-	-	36	4095.0
11	-	-	-	-	36	4135.0
12	-	-	-	-	31	4177.5

+) En el enlace ascendente los transponders 7 y 8 se dividen en segmentos de 34 MHz cada uno .

Transponders de la banda de frecuencia de 14/11 GHz

Píncel Oeste	Píncel Este	MHz	Frecuencia Central (MHz)
1-2	1-2	77	10992.5
5-6	5-6	72	11155.0
7-12	7-12	241	11577.5

PLAN DE FRECUENCIAS DE TRANSPONDERS INTELSAT V



Cada estación terrena transmite señales de radio frecuencia al satélite . La modulación en acceso múltiple es diseñado para acom -
pliar dos principales propósitos :

- 1) Este debe separar la recepción de cada mensaje recibido por cual -
quier estación receptora que posea el demodulador requerido .
- 2) Debe interferir lo menos posible con las transmisiones de otras
estaciones que usan en ese momento al satélite como repetidor .

La señal de radio frecuencia con modulación en acceso múltiple es
considerada como portadora de acceso múltiple o simplemente como
una portadora .

La distribución de la capacidad del satélite a la portadora de acceso
múltiple , consiste en referir el mensaje a un canal asignado para
que después el satélite lo transmita , pero ahora , a su destino .
Por medio del siguiente diagrama podremos ejemplificar el flujo de
la señal en acceso múltiple .

Aquí se muestra en forma simple que el transmisor puede comunicarse
con más de un receptor .

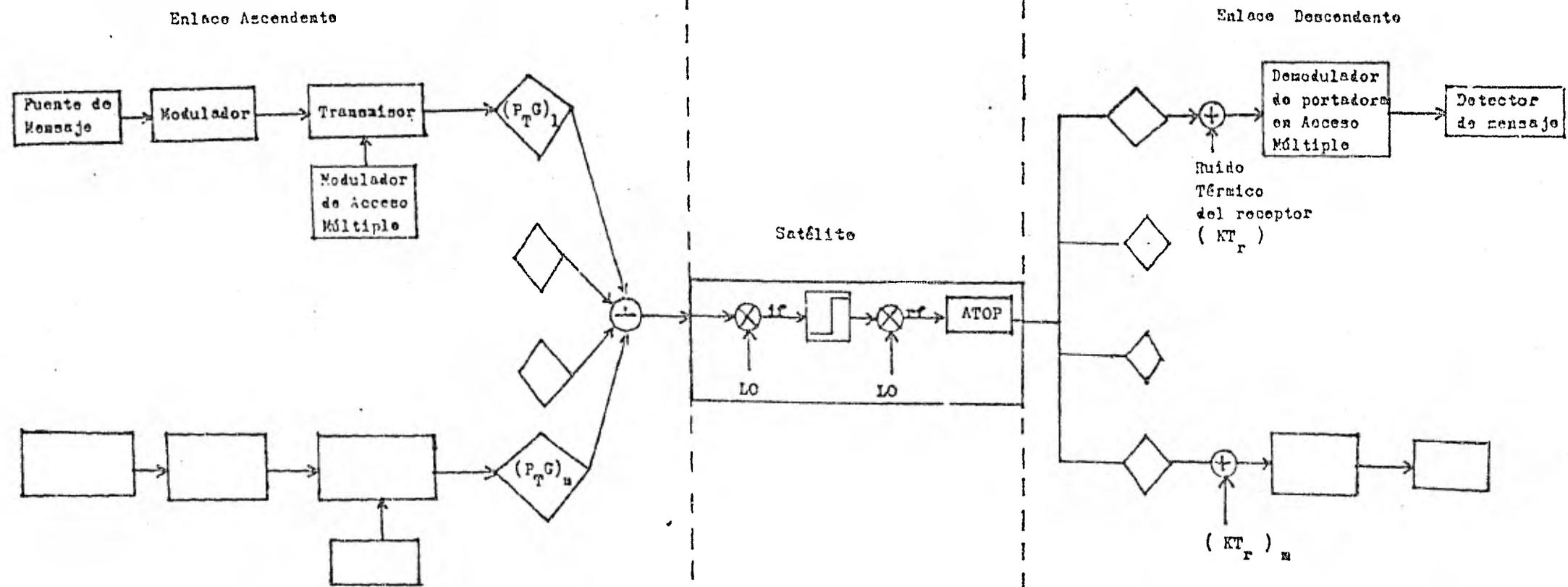
La forma de onda del mensaje debe ser modulada de acuerdo a la por -
tadora de acceso múltiple .

La señal transmitida es generada como una modulación característica
de acceso múltiple , el cual se asigna una dirección .

El satélite al recibir la señal la envía al receptor asignado.

Se debe de considerar que el acceso múltiple por división de frecuencia
no es realmente una modulación en el sentido estricto .

Esto es una selección a priori de la frecuencia central de la por -
tadora . En todos los casos las señales de radio frecuencia es obte -
nida por dos operaciones :



Una modulación de acceso múltiple se hace por medio de una señal portadora y una señal de información .

Cada señal transmitida es enviada por medio de una antena , es atenuada por las pérdidas del espacio y llega al receptor de entrada del satélite . Este proceso se expresa por medio del diagrama anterior donde se llega a notar que el término $(P_t G)$ que representa la potencia de recepción efectiva en la entrada del receptor del satélite . Las señales transmitidas desde las estaciones terrenas se combinan con el ruido térmico . Como lo muestra el diagrama , el satélite recibe la señal , teniendo la necesidad de usar una frecuencia intermedia adecuada para limitar la organización de las señales que se deben de transmitir de nuevo , pero, ahora al lugar destinado .

Cuando una ó más señales están presentes a la entrada del satélite el ruido térmico a la entrada del satélite no tiene efecto alguno en la señal a la salida del satélite . Esto se debe a que la potencia de transmisión es mayor que la potencia de ruido .

Para esto se usan amplificadores de baja figura de ruido para no afectar a la información .

Sin embargo cuando la señal no se encuentra presente en la entrada del satélite , la señal a la salida se debe al ruido de entrada .

La señal de salida del satélite es enviada con una potencia P_s y es recibida dicha señal en cada receptor de la estación terrena con una potencia $P_r = P_s G$. Siendo G la ganancia del receptor .

En la entrada del receptor de la estación terrena , la potencia del ruido térmico del receptor por ancho de banda se define como $N_o = kT_r$ y se combina con la señal recibida del satélite .

Usualmente el repetidor tendrá el suficiente ancho de banda para hacer el cociente P_r / N_o y que esta expresión significa el límite de capacidad de la comunicación .

Este cociente tiene las dimensiones del ancho de banda y para cada estación receptora se limita para un ancho de banda "W" en la señal de radio frecuencia para una relación señal a ruido en la entrada del receptor de acuerdo a la relación P_R/N_0 donde : $P_R/N_0 = (S/N)W$.

Siendo P_R/N_0 entrada al demodulador y S/N es a la salida del demodulador . En el modo de acceso múltiple la señal deseada en cada estación receptora , tendrá alguna fracción de P_R .

El cociente P_R/N_0 relaciona la potencia de la señal y la densidad de ruido térmico en la entrada de una estación terrena .

El símbolo N_0 denota la densidad del ruido térmico en la banda de frecuencia de la estación receptora .

Este valor es calculado por la relación : $N_0 = K T_R$ (watts - seg / ciclos)

donde K : constante de Boltzman (watt - seg / ciclo - °K)

T_R : figura del ruido del receptor (°K)

P_R se puede calcular como : $P_R = P_t G_t G_r \lambda^2 L / (4\pi D)^2$ (watts)

P_t : Potencia de transmisor del satélite .

G_t : Ganancia de la antena del satélite .

G_r : " " " " receptor .

: longitud de onda .

L : pérdidas .

D : distancia entre el satélite y los receptores .

La estación receptora demodula la señal y es aceptada por sintonización con un demodulador de acceso múltiple .

Existen otras alteraciones que se presentan en una comunicación vía satélite como son las siguientes :

Cuando algunas señales se presentan en forma simultánea en la entrada del satélite , ellas interactúan pasando a través de éste y toleran algunas interferencias como el ruido de modulación .

Un mejor recurso para evitar este tipo de intorferencias es la limitación que caracteriza al satélite ya que causa intermodulación entre las señales que se presentan en forma simultáneas a la entrada del satélite . El ruido de intermodulación puede estar fuera de la banda asignada para las señales ya que lo importante es sólo tomar en consideración la potencia disponible para las señales deseadas o las señales contenidas en la banda que se ha de transmitir .

Se ha de considerar que la potencia del satélite y el ancho de banda se han dividido en rangos iguales para "M" enlaces .

Si la potencia ascendente no se conserva en forma igual que a la entrada del satélite , la potencia de salida del satélite no se divide en rangos iguales y algunas estaciones recibirán más potencia que la requerida y otras menos .

Esta situación requiere un margen extra en la potencia que se requiere para cada estación .

Si una señal a la entrada del satélite es 4 veces más grande que el total de las otras señales , la señal más intensa controla una cantidad desproporcional en la potencia de salida en el satélite , de esta forma se esta robando potencia a la salida de las otras señales en relación excesiva con la potencia de entrada .

La característica que se tiene en FDMA es la siguiente :

Las señales tienen una protección constante y tienen un espectro de frecuencia con el fin de evitar a que se traslapon las señales en la entrada del satélite constituyendo los canales de acceso .

La demodulación de acceso múltiple esta acoplada por un filtro sintonizado para la selección de la banda de frecuencia .

VENTAJAS

FDMA hace que se use la tecnología existente y el hardware para que se tenga una más grande extensión que otras técnicas .

La sincronización en el sistema no es necesario y el satélite puede proceder en forma simple .

DESVENTAJAS

A más de que se presente una señal en el satélite en un tiempo determinado , se produce un ruido de intermodulación en el cual se reduce la potencia de salida disponible en el satélite .

El problema que se presenta es que existen diferentes densidades de potencia en el espectro en diferentes regiones de la banda del satélite que puede ser difícil de operar con la sensibilidad en varias estaciones terrenas cuando reciben la señal del satélite .

Se debe de coordinar la potencia ascendente para hacer un uso completo de la capacidad del satélite .

La señal de telefonía multicanal por distribución de frecuencia , mejor conocida como señal multiplex telefónica , esta formada por la agrupación de un cierto número de comunicaciones telefónicas de voz dentro de una banda de frecuencia limitada .

El agrupamiento se logra mediante la utilización de la técnica de transposición en frecuencia con la cual es posible transmitir a través de un mismo enlace un gran número de canales telefónicos , los que en un proceso inverso son separados individualmente en la terminal de llegada .

Un canal telefónico ha sido normalizado por el CCITT en cuanto al espectro de frecuencia que ocupa y que va desde 300 Hz hasta 3400 Hz banda que se considera suficiente para transmitir una conversación telefónica sin deterioro apreciable puesto que esta banda es un compromiso entre la necesaria para transmitir todo el contenido armónico de la voz y por lo tanto una buena inteligibilidad , por otra parte existe la necesidad de ocupar el espectro con el mayor número posible de canales .

La banda de 3100 Hz necesaria para una conversación telefónica puede ser transmitida en cualquier parte del espectro de frecuencias condicionado a que en el extremo receptor , una vez realizado el proceso inverso la información de un canal de voz debe estar contenido precisamente en la banda de 300 a 3400 Hz .

La transposición de frecuencia de cada uno de los canales telefónicos se efectúa empleando la técnica de banda lateral única con portadora suprimida , consiguiendo con ésto la utilización más eficiente de la banda de transmisión puesto que se acomodan en ella una banda lateral por cada canal telefónico además de suprimir la transmisión de la portadora .

Las transposiciones están normalizadas por el CCITT de tal manera que cualquier configuración es integrada por agrupamientos básicos descritos a continuación :

1) Grupo Básico .

Este grupo también llamado grupo primario , es un grupo conjunto de 12 canales telefónicos transpuestos en donde cada canal ocupa un ancho de banda de 4 KHz , pero solo se utilizan 3100 Hz en el intervalo de 300 a 3400 Hz .

Estos canales de 4KHz , se agrupan uno al lado de otro , con lo que la banda ocupada por los 12 canales será de 48 KHz .

Los canales de un grupo son todos arreglados en el mismo sentido, el que puede ser " directo" ó " inverso " . En el caso del sentido directo , la frecuencia menor del espectro transpuesto corresponde a la frecuencia cero (teóricamente) y la frecuencia alta a la frecuencia de 4 KHz .

Para el sentido inverso , la frecuencia menor del espectro transpuesto corresponde a los 4KHz y la frecuencia alta corresponde a la frecuencia cero . En la figura 1 se muestran respectivamente , los canales inversos y directos .

El incremento en frecuencia de voz es mostrado en forma triangular .

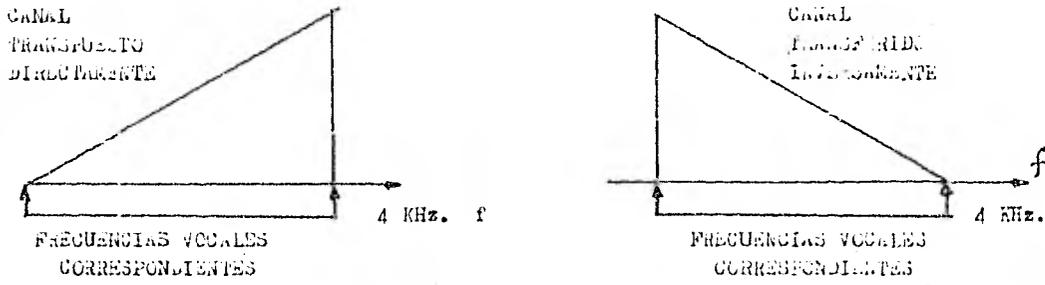
Existen dos tipos de grupos básicos:

El grupo tipo A que ocupa la banda de 12 a 60 KHz .

El grupo tipo B que ocupa el intervalo de 60 a 108 KHz .

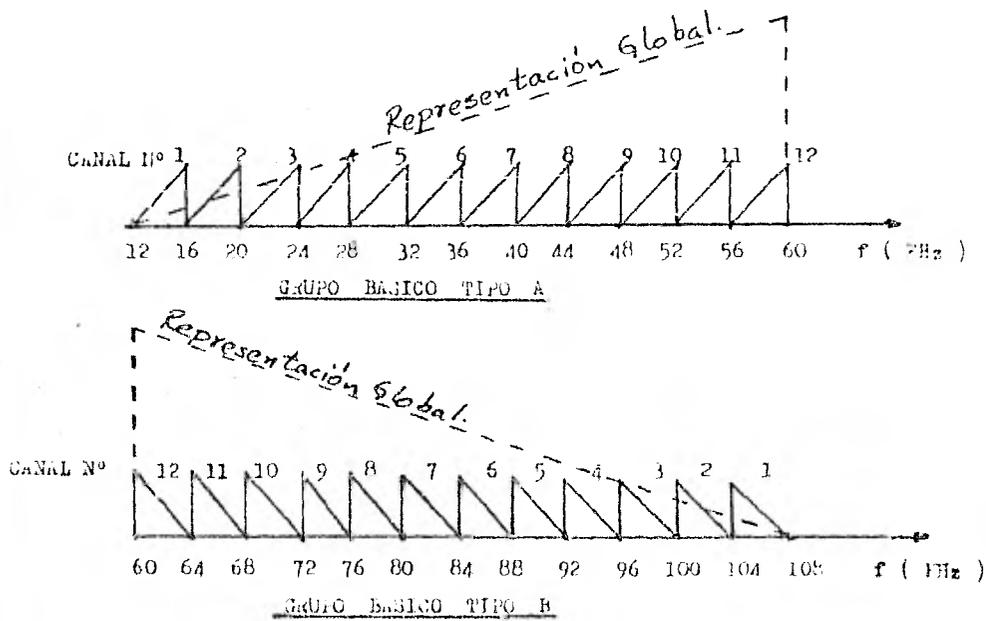
CANALES TELEFONICOS DIRECTO E INVERSO

El grupo tipo A se forma colocando los 12 canales en sentido directo es decir heterodinando éstos con portadoras virtuales de 12, 16 ,..... 52 y 56 KHz y transmitiendo sólo la banda lateral superior de cada mezcla .



CANALES TELEFONICOS DIRECTO Y INDIRECTO

FIGURA 2



CONFIGURACION Y POSICION DE CANALES EN LOS GRUPOS BASICOS

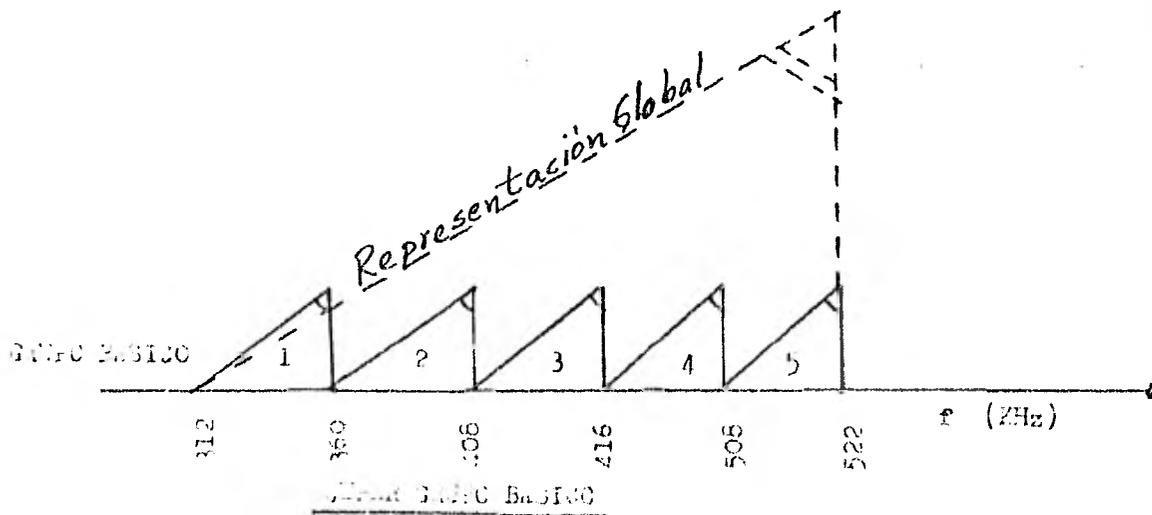
El grupo tipo B se integra utilizando las frecuencias portadoras virtuales de 64 , 68 ,....., 104 y 108 KHz , tomándose la banda inferior de cada heterodinación ; transmitiendo por lo tanto en sentido inverso cada uno de los canales .

En la figura 2 se muestra la composición de los grupos tipo A y tipo B .

2) Super grupo básico .

Un super grupo básico también llamado grupo secundario consiste de un agrupamiento de cinco grupos básicos en el mismo sentido , puestos uno al lado de otros sin espacio entre los propios grupos que lo forman . Los grupos básicos que forman un supergrupo pueden ser tipo A o tipo B antes de su transposición pero después de haber sido modulados con una portadora adecuada quedan agrupados en sentido directo como está indicado en la figura 3 , formando un super grupo básico que ocupa una banda de 312 a 552 KHz .

FIGURA 3



El supergrupo básico es siempre directo , pero , en un agrupamiento de varios supergrupos para constituir una banda básica , todos son colocados en sentido inverso uno al lado de otro .

Una vez realizada la transposición a excepción precisamente del que ocupa la banda de 312 a 552 KHz la cual es simplemente colocado en el arreglo de la banda base sin sufrir ninguna transposición ,ésto siempre y cuando la capacidad de la banda base sea mayor a los 120 canales .

Ciertos intervalos , son dejados libres entre los super grupos , dos son de 12 KHz y se localizan entre el primero y segundo y entre el segundo y el tercer super grupo y los otros son de 8 KHz entre todos los demás supergrupos .

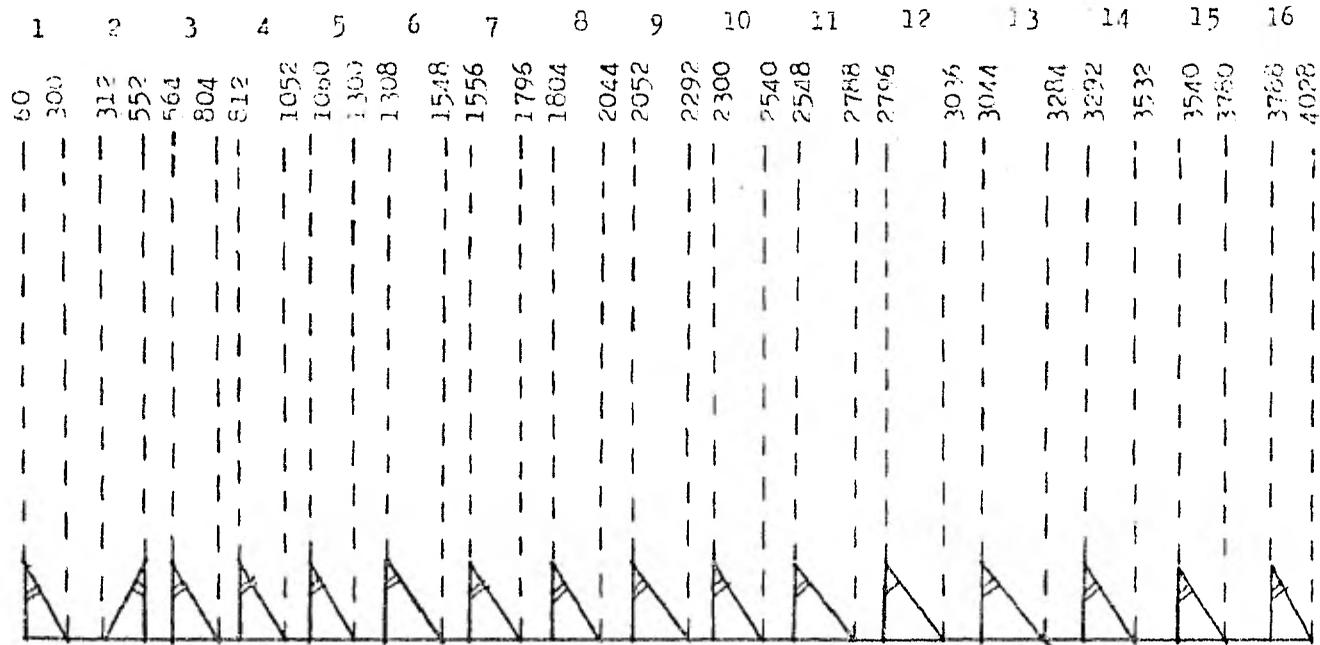
En los sistemas de transmisión desde 120 hasta 960 canales, los super grupos , mediante la modulación con una portadora adecuada se acomodan en la banda de transmisión que se muestran en la figura 4 .

En los sistemas terrestres con capacidades superiores a 960 canales generalmente se hace uso de los llamados grupos maestros , pero , serán descritos aquí por considerar que el enlace terrestre dedicado a comunicación por satélite no requiere de más capacidad en este caso particular .

En los sistemas de telefonía multicanal, además de las señales telefónicas propiamente dichas , se transmiten en forma continua señales piloto que son señales puras de frecuencia fija , que se emplean en monitorear , controlar la ganancia y continuidad del sistema .

Las señales piloto se transmiten a niveles muy bajas con respecto al nivel normal de las señales de telefonía .

FIGURA 4



DISTRIBUCION DE SUPERGRUPOS EN UN SISTEMA HASTA DE 60 CANALES

En los casos de los sistemas por satélite , se ha provisto la utilización de bandas bases correspondientes a varias unidades de capacidad que van desde 12 hasta 1872 canales .

Al inicio de las comunicaciones comerciales , se propuso la utilización de capacidades de 24 ,60,120 y 240 canales con el objeto de permitir la interconexión en las estaciones terrenas en los sistemas terrestres , considerando conveniente que la disposición de estos canales en la banda base se ajustará lo más posible a las recomendaciones del CCITT y del CCIR , es decir , se trataba de evitar el empleo de pasos especiales de modulación para los conjuntos de la banda base .

Sin embargo , cuando se analizó detalladamente las consecuencias de estas proposiciones sobre la capacidad de los sistemas por satélite , se comprobó que habia razones de carácter técnicos y economicos para que las bandas bases de las capacidades originalmente propuestas ocuparán como frecuencia de límite inferior la 12 KHz .

La razón ya indicada anteriormente , se apoya en que , en un sistema de modulación de frecuencia la relación de la señal a ruido es inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia más alta de la banda base .

La condición de que todas las bandas básicas deberían empezar en 12 KHz se respetó para las capacidades de 24 y 60 canales, pero no en las bandas bases correspondientes de 120 a 240 canales , cuyo comienzo se habia previsto en el límite inferior convencional de 60 KHz .

Por consiguiente se decidió aumentar los conjuntos de 120 y 240 canales a 132 y 252 canales respectivamente agregando un grupo básico tipo A de CCITT en la gama de frecuencias de 12 a 60 KHz .

En la figura 5 pueden verse las disposiciones convenidas para la banda base utilizada para las diferentes capacidades de canales por INTELSAT en los satélites de las series IV , IVA , V .

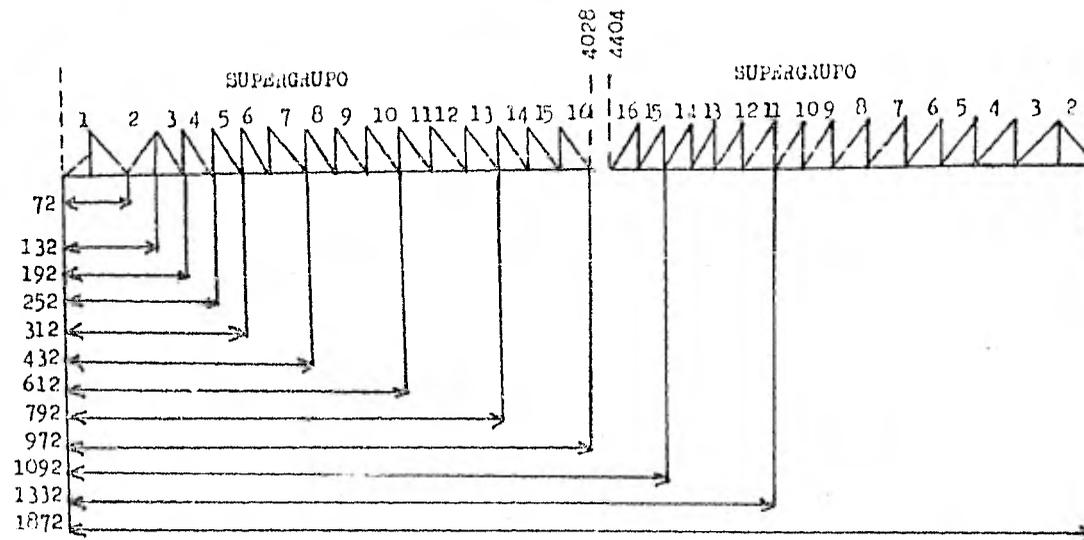
En estas configuraciones se ha seguido conservando la formación inicial es decir cualquier banda base sea la capacidad que sea , está constituida inicialmente por un grupo básico tipo A , seguido de un supergrupo 1 invertido , un supergrupo 2 directo y después partiendo del supergrupo 3 todos son formados de manera invertida hasta el supergrupo 16 , con lo cual se logra obtener una capacidad total de 972 canales .

Para obtener la capacidad máxima empleada por INTELSAT en los enlaces por satélite se hace una configuración similar de la forma anteriormente explicada hasta el supergrupo 16 , agregando después de éste 15 supergrupos más , de los cuales los primeros 14 son directos y el último es invertido totalizando 1872 canales .

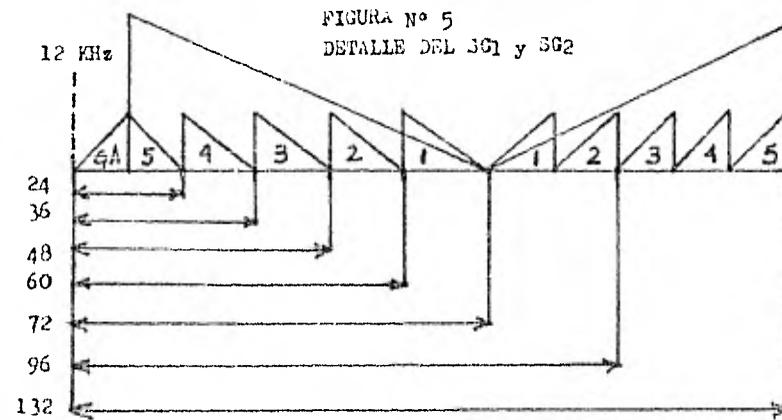
Dentro de la banda base en los circuitos por satélite , una señal piloto de línea de 60 KHz es insertada en cada una de las portadoras de transmisión utilizada principalmente con el propósito de monitorear el radio enlace por satélite desde la entrada al modulador hasta la salida del demodulador de la estación receptora .

Además son utilizadas señales piloto de grupo y supergrupo para el control automático de nivel , de las señales de banda base en la estación terrena .

Las frecuencias recomendadas por el CCITT para ser utilizadas como señales piloto de grupo y supergrupo son de 104.08 KHz y 547.92 KHz respectivamente . Estas frecuencias fueron seleccionadas ya que permiten la casi total utilización de la banda del grupo o del supergrupo cuando se utilizan para transmisión de datos en un ancho de 48 KHz o en canales de facsímil de 240 KHz .



DISPOSICION PARA LA BANDA BASE DE DIFERENTES CAPACIDADES DE CANALES



Como ya sea indicado , las bandas inferiores a 12 KHz en la banda base de transmisión hacia el satélite servirán para acomodar dos canales de servicio con una separación nominal de 4 KHz .

Estos canales de servicio se incorporan en la banda base en la forma de bandas laterales invertidas en rangos de frecuencias de 4 a 8 KHz y de 8 a 12 KHz , pudiendo contener cada canal de servicio un canal telefónico y cinco canales telegráficos como máximo .

En la figura 6 se muestra la disposición para los canales de servicio . Cuando una portadora se envía a un solo destino , los canales de servicio tanto de ida como de retorno revisten la forma de una conexión en cuatro hilos entre el equipo terminal de canales de servicio de las estaciones terrenas pertinentes .

Tratándose de portadoras a múltiples destinos , la disposición es más compleja , ya que el canal de ida puede dar servicio a varias estaciones y el canal de retorno puede ser compartido con otras estaciones receptoras .

Como estos canales son compartidos por varios usuarios , el establecimiento de una conexión en cuatro hilos sólo es posible cuando los canales apropiados de ida y de retorno están libres .

En cualquier caso , la asociación de los canales de ida y de retorno y su conexión en la estación o en puntos distantes puede hacerse automáticamente o manualmente , según las instalaciones locales con que se cuente .

Para la señalización de los canales de servicio se emplea una sola frecuencia de 2280 Hz , para la toma , ocupación y liberación de los circuitos .

Se utilizan impulsos codificados de la misma frecuencia para llamar a la estación terrena deseada . Cada estación tiene asignado un código de llamada selectiva de tres cifras .

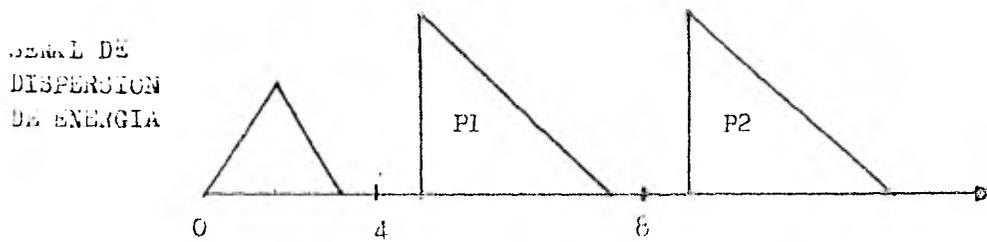
El sistema de señalización empleado para los canales de servicios telegráficos que van dentro de la banda del canal de servicio telefónico es una versión modificada de las recomendaciones del CCITT y se emplea para la toma , ocupación y liberación de circuitos .

Además se hace uso de un código de cuatro caracteres para llamar a la estación terrena deseada .

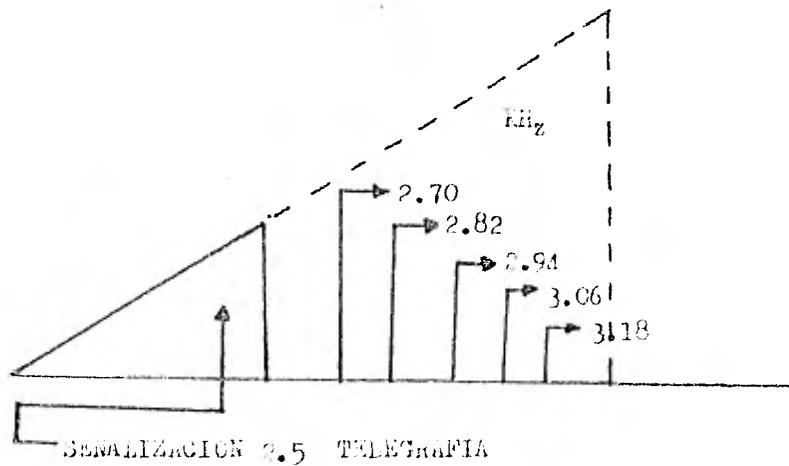
DISPOSICION POR TRABAJO DE LA BANDA BASE
DE LOS CANALES DE SERVICIO

100

FIGURA 6



a) Canales de servicio



b) Disposición del canal de servicio
para telegrafía, señalización y
telefonía .

Para la del audio asociado a la televisión por medio de los satélites INTELSAT se usa uso de una portadora telefónica modulada en frecuencia a las empleadas para transmisión de portadoras multicanal para telefonía .

Cuando se requiere la transmisión de un servicio de televisión , las señales de video y sonido asociado para el programa se transmiten en forma simultánea en diferentes portadoras , incluyendo la de sonido, los canales de coordinación y comentarios .

Existen dos tipos de canal de programa de audio que están basados en recomendaciones del CCITT uno llamado tipo A con un ancho de banda de 0.05 a 10 KHz , el otro conocido como tipo B con un rango de frecuencia de 0.05 a 6.4 KHz , siendo el tipo A el comúnmente empleado por INTELSAT .

El canal de programa tipo A requiere de un ancho de banda de frecuencia equivalente al empleado para tres canales telefónicos y se sitúa dentro del grupo A de la banda base de la portadora de audio ocupando el lugar destinado a los canales 4,5 y 6 haciendo uso de una frecuencia virtual de 95.5 KHz con lo que el canal de programa es trasladado en el rango de 85.5 a 95.45 KHz , dentro del grupo básico tipo B el que es luego transferido a grupo básico tipo A ocupando el rango de 24.55 a 34.5 KHz .

Por otra parte , los canales de coordinación y comentarios son modulados en frecuencia empleando un proceso similar al de multiplexaje para telefonía quedando finalmente constituido el grupo A por 9 canales de voz y canal de programa de audio .

La capacidad de la portadora para la transmisión de audio asociado y los canales de comentarios y coordinación es equivalente a una de 24 canales , por lo que esta portadora además del grupo A

arreglado de la forma anteriormente también contiene un grupo básico tipo B , obteniéndose una configuración de banda base como lo muestra la figura 7 .

En la banda base de la señal de audio asociada a la televisión se prevé espacio para colocar dos canales de servicio en el rango de 4 a 12 KHz . Resultando de este proceso que la señal compuesta de banda base cubre el rango de 4 a 108 KHz y ya configurada de esta manera es alimentada al modulador correspondiente al audio asociado a la televisión .

La banda inferior a 4 KHz se reserva para la inserción de la señal de dispersión de energía de la portadora .

Así pues , la capacidad de una portadora de audio de televisión puede ser de un canal de sonido tipo A y 21 canales de coordinación y comentarios ó de dos canales de sonido tipo A y 18 canales de coordinación y comentarios .

En virtud de que las portadoras de audio de televisión ocupan un espacio en el respondedor del satélite y considerando que este espacio resulta actualmente indispensable para ser utilizado para información de canales telefónicos establecidos en base permanente , ha decidido INTELSAT que en un futuro próximo el sonido asociado al video sea transmitido utilizando para ello la portadora de video enviando el sonido en una subportadora de 6.6 MHz .

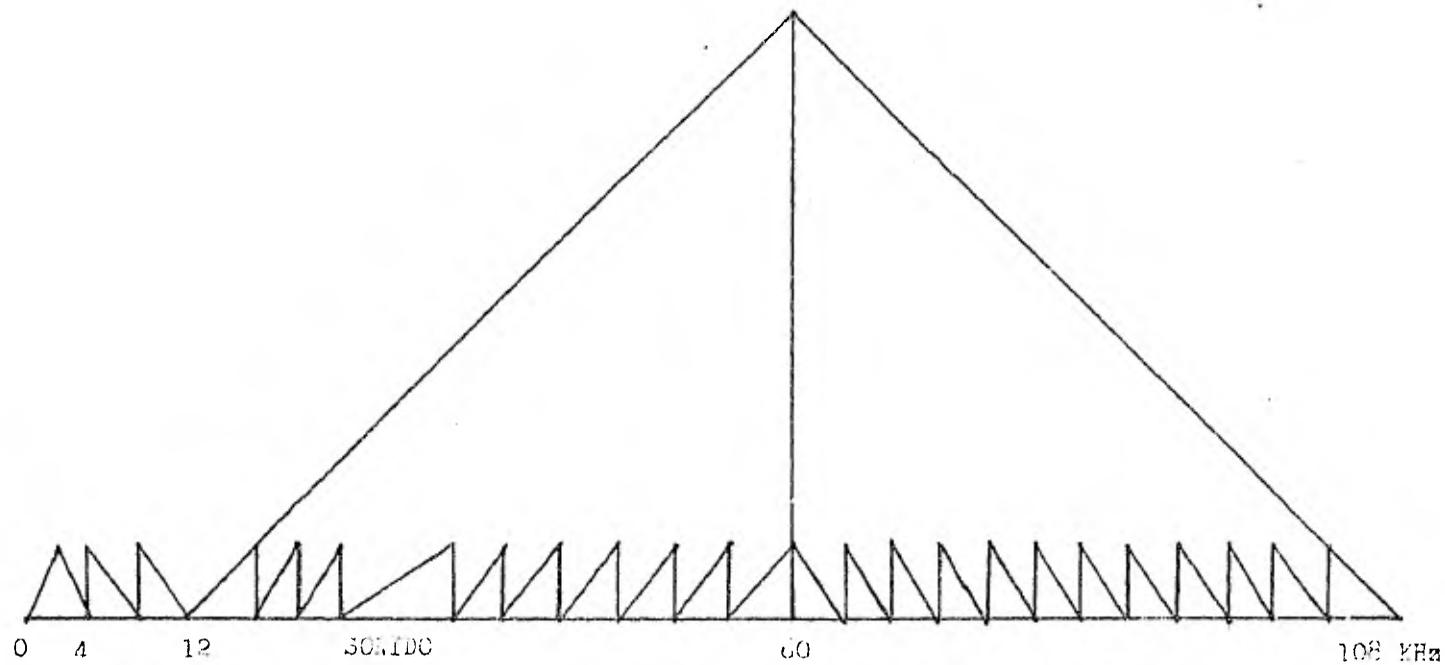


FIGURA 7

CONFIGURACION DE LA BANDA BASE PARA LA TRANSMISION DEL
AUDIO ASOCIADO A LA T.V.

BANDA BASE . La gama de frecuencias de un canal telefónico normalizado del CCITT va de 300 Hz a 3400 Hz y el conjunto de canales del sistema multicanal con división de frecuencia para un enlace por satélite adoptó las mismas normas aplicadas por el CCITT a los enlaces radiocelétricos .

Se utiliza la separación normalizada entre canales de 4 KHz . Mostrándose en el siguiente cuadro los límites típicos de la frecuencia superior de la banda base ocupada para un número determinado de canales . Por lo general la frecuencia inferior es de 12 KHz .

Nº de canales	Límite de la frecuencia inferior (KHz)	Nº de canales	Límite de la frecuencia superior (KHz)
24	108	312	1300
36	156	432	1796
60	252	612	2540
72	300	792	3284
96	408	972	4028
132	552	1092	4892
192	804	1872	8120
252	1052		

La banda de 0 a 12 KHz , se utiliza para los circuitos o canales de servicio y para la señal triangular de dispersión de energía .

Potencia de la banda base . La potencia media en cualquiera de los canales en actividad varía considerablemente segundo a segundo (de - 30 dBm₀ a 0 dBm₀) pero la potencia media en un intervalo más prolongado alcanza un valor de unos - 18 dBm₀ .

Los canales que se utilizan con sistemas telegráficos están más cargados y para tener en cuenta su presencia , así como la de las señales piloto y de señalización telefónica en un sistema multicanal se adopta un valor de -15 dBm para la carga media por canal .

Cuando en un sistema multicanal con división de frecuencia interviene un elevado número de canales la carga instantánea elevada no tiene mayor efecto sobre la señal y la potencia media instantánea en las horas cargadas no difiere sensiblemente de la potencia media por canal en un periodo prolongado .

Por lo tanto , para los efectos de diseño puede considerarse un valor máximo de la potencia media multicanal de $-15+10 \log N$ (dBm) en donde N es el número de canales . Esta expresión se utiliza por regla general cuando N es mayor que 240 canales .

Naturalmente , se registran variaciones instantáneas de la tensión con crestas iguales a varias veces el nivel eficaz ; la distribución probabilística de la tensión instantánea en un número elevado de canales en un sistema multicanal por división de frecuencia es de tipo Gaussiano y las crestas que superan en más de 10 dB el valor medio pueden producir una distorsión apreciable . Por lo que a efectos de diseño se recurre a un factor de cresta de 10 dB .

Cuando un número de canales de la banda base es reducido , es decir menos de 240 canales la distribución de tensión es más escarpada , lo que implica el valor de cresta sea mayor que el considerado para capacidades de canales mayores de 240 .

Así también , en la banda base de pequeña capacidad cuando un nivel en uno de los canales es alto , la potencia media en intervalos cortos varía entre valores más extremos que al considerar

periodos más prolongados . Considerando los factores anteriores se ha supuesto que el nivel medio de potencia en la hora cargada para bandas base menores a 240 canales está dado por la expresión $-1 + 4 \log N$ (dBm0) , utilizándose también un factor de cresta de 10 dB .

RELACION SEÑAL A RUIDO . La relación S/R es un parámetro primordial en los sistemas de comunicación . Este parámetro indica la calidad de la información que se está recibiendo en determinado momento en una porción específica de la banda base . Es decir indica que tanta cantidad de ruido existe implícito dentro de la señal de información , la cual puede ser un canal telefónico de una banda base multicanal o la señal de video de TV . La expresión de la relación S/R es función de otros parámetros se expresa en forma muy general como sigue :

$$S/R = 3 (\Delta f/f_m)^2 C/2f_m n .$$

En donde : f_m es la frecuencia máxima de la banda base expresada en Hz ; n es densidad de potencia de ruido (W/Hz) ; Δf es la desviación de frecuencia (Hz) y C es la potencia de la portadora (W) . Considerando que en un sistema de modulación de amplitud de la relación S/R esta dada por $C/2f_m n$ ganancia de potencia en el sistema de modulación de frecuencia es de tres veces el cuadrado del índice de modulación .

El mejoramiento de la S/R en un sistema de modulación de frecuencia es típico para los sistemas de comunicación de banda ancha ya sean de modulación de frecuencia o de fase .

Aparentemente la relación S/R por un sistema modulado en frecuencia se incrementa infinitamente cuando la desviación de frecuencia requiere de una amplia anchura de banda y la relación C/N a la entrada al demodulador disminuye proporcionalmente al incrementar la anchura de banda .

En un demodulador de FM , la relación de C/N que es precisamente la señal de entrada , tiene un nivel de umbral en el cual la relación S/N , que es la señal de salida demodulada , se deteriora rápidamente . En los sistemas de satélite se ha definido el nivel de umbral el valor de la relación C/N en la cual la relación S/N ponderada alcanza un valor de 43 dB .

REQUISITO DE PREACENTUACION DE LA BANDA BASE .

Si en la relación de $S/R = 3(\Delta f/f_m)^2 c/2f_m n$, consideramos en un instante dado todos los parámetros constantes y sólo dejamos como variable a f_m , la expresión será $S/R = K/f_m^3$, de aquí se advierte a f_m se toma para un valor de la frecuencia mínima de una banda base dada , la relación S/R será mucho mayor que cuando f_m es igual a la frecuencia máxima de la banda base . De lo que se deduce que el ruido básico a la salida de un demodulador de f_m tiene una distribución triangular , es decir ; la relación S/R en los canales telefónicos varía de acuerdo con la posición del canal en la banda base , así que algunos canales pueden tener mejor relación de S/R que otros . Es deseable por lo tanto , tratar de obtener una relación uniforme de S/R en todos los canales . Es posible lograr lo anterior incrementando la desviación de la frecuencia en la portadora para los canales superiores con respecto a los inferiores . Pero esta preacentuación debe ser dentro de un valor adecuado pues de otra manera el nivel de ruido de intermodulación en los canales de baja frecuencia en los canales de baja frecuencia se hace muy alto .

Por lo tanto existe un compromiso siendo las características más adecuadas del circuito de preacentuación las que ha adoptado INTELSAT y que son las recomendables por el CCIR .

INTRODUCCION DE UNA ONDA TRIANGULAR EN LA BANDA BASE PARA DISPERSAR
LA ENERGIA DE UNA PORTADORA DE FM .

En el sistema de comunicaciones por satélite en los cuales se opera en el modo de división de frecuencia y múltiple acceso , el respondedor del satélite , los amplificadores de alta potencia y los amplificadores de bajo ruido de las estaciones terrenas amplifican simultáneamente múltiples portadoras .

En esos amplificadores , especialmente el paso final del respondedor del satélite que es un amplificador ATOP y los ATCP's de alta potencia de las estaciones terrenas son los probables productores de la intermodulación debido a la no linealidad de los amplificadores y a la conversión de modulación de amplitud contra modulación de fase .

Los productos impares de intermodulación de esos amplificadores caen dentro de la misma banda de frecuencia de las portadoras de transmisión , siendo sus niveles comparativamente altos , lo que puede ocasionar interferencia a las portadoras situadas cerca de ellos . También cabe considerar que los satélites de comunicación comparten la misma banda de frecuencia con algunos de los radioenlaces terrestres que también son susceptibles de ser interferidos .

Cuando se origina una interferencia de dos portadoras de FM la portadora deseada sufre una gran interferencia cuando ambas portadoras carecen de modulación en determinado instante , apareciendo el batido de sus frecuencias en la banda base de la portadora deseada . Si por otro lado , la portadora que interfiere y la portadora interferida estuvieran moduladas en frecuencia la potencia de ruido interferente se dispersaría sobre la banda base , así que el efecto de potencia de ruido de interferencia

puede ser prevenido agregando una señal de modulación a una portadora de FM cuando la información de modulación es muy ligera, lo que hace aparecer a la portadora como si careciera de modulación.

La señal que se agrega para prevenir el incremento de interferencia es llamada señal de dispersión de energía y debe ser utilizada sobre todo con portadoras de pequeña capacidad como son las de 24 canales en virtud de que estas portadoras de poca capacidad aparecen como portadoras sin modulación.

La señal de dispersión también se requiere para portadoras de televisión debido a que cuando son moduladas para una señal de imagen de nivel negro, la mayor parte de la potencia de la portadora se concentra en la frecuencia que corresponde al nivel de negro con casi la misma intensidad de una portadora sin modulación.

La señal que se agrega para la dispersión de energía es una forma de onda triangular simétrica por considerarse la más apropiada para las portadoras de telefonía multicanal como para las portadoras de televisión debido a que se ha experimentado que el espectro de potencia de una portadora de FM modulada por una onda triangular simétrica es uniformemente distribuido en la banda RF.

En el sistema INTELSAT de comunicación por satélite se especifica el uso de una señal de dispersión de energía con forma de onda triangular simétrica con frecuencias que pueden ir de 20 a 150 Hz para las portadoras de telefonía multicanal y de 25 o 30 Hz, para las portadoras de televisión según la norma empleada.

Además, las frecuencias de la onda de dispersión de energía de las portadoras que son transmitidas al mismo satélite deben ser diferentes unas de otras para asegurar el efecto de dispersión.

Para las portadoras de televisión se especifica que la onda sinusoidal triangular debe coincidir en sus puntos de inflexión con el pulso de sincronismo vertical de la señal de video para evitar efectos indeseables en la imagen.

NORMAS INTERNACIONALES : Estas normas son establecidas por el CCITT y que son citadas a continuación .

1.) Integración de las bandas base de telefonía .

Las frecuencias inferiores a 12 KHz , están reservadas por canales de servicio y para entradas de dispersión de energía .

En la medida en que sea posible , las bandas base se deberían integrar de grupos de 12 canales y supergrupos de 60 canales estandar del CCITT y el espaciamiento entre portadoras normalmente debería ser de 4 KHz .

En el cuadro 1 se presenta la composición recomendada de las bandas base para las distintas capacidades de portadoras .

CUADRO 1

COMPOSICION DE LAS BANDAS BASE PARA LAS PORTADORAS INTELSAT

Nº de CANALES	COMPOSICION DE LA BANDA BASE
24	Grupo A (d) más grupo 5 del SG1 (i)
36	Grupo A (d) más grupos 5 y 4 del SG1 (i)
60	Grupo A (d) más grupos 5-2 del SG1 (i)
72	Grupo A (d) más SG1 (i)
96	Grupo A (d) más SG1 (i) más grupos 1 y 2 del SG2 (d)
132	Grupo A (d) más SG1 (i) más SG2 (d)
192	Grupo A (d) más SG1 (i) , SG2 (d) y SG3 (i)
252	Grupo A (d) más SG1 (i) , SG2 (d) y SG3 y 4 (i)
312	Grupo A (d) más SG1 (i) , SG2 (d) y SG3-5 (i)
432	Grupo A (d) más SG1 (i) , SG2 (d) y SG3-7 (i)
612	Grupo A (d) más SG1 (i) , SG2 (d) y SG3-10 (i)
792	Grupo A (d) más SG1 (i) , SG2 (d) y SG3-13 (i)
972	Grupo A (d) más SG1 (i) , SG2 (d) y SG3-16 (i)
1092	Grupo A más SG1 (i) , SG2 (d) y SG3-16 (i) más SG16 y 15 (d) (modulado)

- 1332 Grupo A (d) más SG1 (i) , SG2 (d) y SG3-16(i)
más SG16-11 (d)(modulado)
- 1872 Grupo A (d) más SG1 (i) SG2 (d) y SG3-16 (i)
más SG16-3 (d) y SG2 (i)(modulado)

NOTA : (d) Significa transferido directamente .

(i) Significa transferido inversamente .

2. Banda Base de Audio Asociada a la Televisión .

La banda base de audio asociada a una transmisión de televisión (que contenga canales radiofónicos , de coordinación y de comentario) se deberá transmitir como una banda base normal de telefonía de 24 canales con canales de servicio de menos de 12 KHz . Se deberá suministrar un canal radiofónico "Tipo A " del CCITT usando los canales 4,5 y 6 (24 - 36 KHz) del grupo inferior de esta banda base .

El método preferido de integrar el grupo inferior de esta banda base consiste en utilizar el Grupo Básico B (60-108 KHz, invertidos donde se usa la frecuencia de 84-96 KHz en una portadora virtual de 95.5 KHz para el canal radio telefónico) y en trasladarlo en un grupo básico A (de 12-60 KHz erectos) para la transmisión a través del satélite . Cuando se requieran canales adicionales , esto se combinará con un segundo grupo básico B antes de la transmisión .

3. Piloto de continuidad para Bandas Bases que no sean de telefonía . Esta señal piloto aparecerá a 60 KHz , a un nivel de -20 dBm0 .

4. Circuitos de Servicio .

a) Canales de Servicio .

Con el fin de suministrar circuitos de servicio , tanto telegráficos como telefónicos , se podrán establecer canales de servicio de 4 KHz entre estaciones terrenas para cada banda de base multicanal FDM que se reciba o transmita .

Si se usan estos canales se deberán disponer en forma de bandas laterales invertidas de frecuencias virtuales de portadora a 8 y 12 KHz . Si se usan los canales telegráficos de servicio deberán disponerse dentro de cada uno de los canales de 4 KHz a 2.7 , 2.82 , 2.94 , 3.06 y 3.18 KHz .

b) Circuitos Telefónicos de Servicio .

En el punto de referencia de los circuitos telefónicos , el nivel de alineamiento será igual al de los demás canales telefónicos de la portadora . La atenuación de la diafonía de transmisiones en los dos sentidos , en cualquier terminal telefónica , no deberá ser menor de 60 dB . La señalización por circuitos telefónicos se llevará a cabo empleando una frecuencia de 2280 Hz a un nivel de transmisión de -6 ± 1 dBm0 .

c) Circuitos Telegráficos de Servicio .

Los circuitos telegráficos deberán derivarse de un sistema telegráfico de frecuencias armónicas moduladas por desplazamiento de frecuencia . El nivel medio de las portadoras del canal de transmisión será de -24 ± 1 dBm0 . La tasa de modulación será de 50 baudios .

d) Códigos de Señalización y su Utilización .

En el plan operacional para el sistema de satélites se fijarán los códigos de señalización para las portadoras a múltiples destinos y el número de subportadoras de telegrafía en cada canal de servicio tal como lo disponga las partes interesadas bajo previa consulta .

El sistema SPADE representa una introducción para la comunicación vía satélite de acuerdo a la capacidad que se tiene en el acceso múltiple con demanda asignada .

La necesidad a satisfacer es que se debe utilizar la capacidad del satélite en forma eficiente y mantener rutas de tráfico en forma flexible .

Las más importantes necesidades a satisfacer son las siguientes :

- a) La eficiencia significa que se deben manejar el mayor número de canales en el satélite , de acuerdo al más bajo costo por canal que se tenga al usar el satélite .
- b) Se debe de considerar que esta eficiencia sólo podrá mantener en -laces entre unas cuantos satélites y unas cuantas estaciones terrenas en una área geográfica .

El sistema SPADE brinda flexibilidad y eficiencia para la comunicación .

Se considera que es un sistema de acceso múltiple asignada a una demanda determinada . SPADE se deriva de las siguientes iniciales :

Un Solo canal por portadora , Acceso múltiple por PCM , Equipo asignado a la Demanda .

La confiabilidad que se tiene para este sistema es por las siguientes características :

- a) Se establece el enlace de comunicación desde una estación terrena hacia cualquier otra , contenida en la misma zona de acuerdo a una demanda de información que se tenga para transmitir .
- b) Se utiliza la capacidad del satélite en forma eficiente bajo la asignación que se tiene en los circuitos en forma individual .
- c) Se brinda un servicio eficiente para los enlaces ligeros de tráfico.
- d) Un sólo canal en cada portadora de RF , permite establecer los enlaces por medio de una serie de pequeños canales .

- e) Se usa una modulación y codificación digital para conservar el ancho de banda que se tiene asignado para el satélite .
- f) El acceso múltiple por división en frecuencia para establecer los enlaces en forma eficiente .
- g) El uso de la portadora ON - OFF para conservar la potencia en el satélite .
- h) Se mantiene una independencia de operación para que opere con libertad el control central y la estación terrena .

Uso eficiente de la capacidad del satélite

Hay dos maneras de mejorar la eficiencia cuando deseamos transmitir la información al satélite .

Una manera es emplear una modulación eficiente y técnicas de acceso múltiple para obtener un gran número de canales por transponder . La segunda manera es asignar el tráfico a los canales de manera que cada canal se aproveche a una gran capacidad .

El sistema SPADE aprovecha ambas formas . La manera de operar en el sistema INTELSAT ha sido de transmitir el tráfico a multidestinos (muchos destinos) usando portadoras de frecuencia modulada presasignadas .

Las portadoras de FM han sido de valor estandarizado para ciertos tamaños (tales como : 24,60 y 132 canales) .

Estos valores son para limitar la variedad de los receptores que existen en las estaciones terrenas y que estas usan un tipo de receptor de acuerdo a las necesidades .

El sistema de acceso múltiple conocido como FDM/FM/FDMA siendo FDM un multiplexaje de división en frecuencia , ya que aquí se organiza la información en banda base ,

FM es la modulación en frecuencia y que aquí se asignan las portadoras .
FDMA el acceso múltiple por división en frecuencia es la banda de radio frecuencia conocida como banda RF .
Este sistema de acceso múltiple brinda una excelente calidad y servicio pero se convierte en forma ineficiente cuando dos o más portadoras deben pasar a través de un transponder .

Configuración del sistema SPADE

Se ha considerado que el sistema SPADE tiene la función de trabajar de acuerdo a una capacidad determinada considerando ante mano la demanda . Existe una red de satélites que realizan las comunicaciones de acuerdo al acceso múltiple de asignación por demanda y que éste es variable . Este tipo de acceso tiene un equipo de portadora con un canal asignado de acuerdo a la demanda y modulada por pulsos codificados para acceso múltiple y que se conoce como SPADE .
En el acceso múltiple de asignación por demanda (DAMA) emplea una determinada banda de radio frecuencia del satélite que se divide asignando un sólo canal telefónico a cada portadora RF y luego agrupando portadoras por pares para suministrar un circuito telefónico .
El sistema es totalmente variable , permitiéndole a cualquier terminal seleccionar bajo previa demanda todos los circuitos deseados .
De esta forma ninguno de los circuitos esta permanentemente conectado a una terminal.
Los circuitos se extraen de un " pool " ; este es como un almacén y que se seleccionan de acuerdo a las necesidades .
Como se decía , los circuitos se extraen de un " pool " de asignación para asignarlos a lasterminals según sea necesario y regresar al pool cuando ya no son utilizados .

Para tener un control de asignación de circuitos de acuerdo a la demanda , no se requiere de una estación central , lo que se necesita es un sistema de señalización y conmutación de asignación por demanda (Unidad DASS) , supervisada por cada terminal SPADE , por medio de una computadora que autoasigna los circuitos necesarios basándose en la información que constantemente se analiza para que se pueda establecer la asignación de circuitos .

Para intercambiar esta información , las terminales se valen de un canal común de señalización (CCS) .

Es necesario tener un control en el sistema DAMA ya que como asigna los circuitos requeridos se deben de tomar en cuenta la banda de frecuencia en que se trabaje .

Cabe hacer notar que DAMA y sus planes de frecuencia permiten utilizar la misma banda de radio frecuencia para los servicios que tiene el equipo de portadora monocal asignada por demanda (SCFC).

Como DAMA y SCPC difieren de la operación , es necesario una coordinación cuando los circuitos preasignados de portadora monocal y DAMA comparten la misma banda de radio frecuencia .

SISTEMA DAMA

El sistema DAMA es una red multinodal cuyos circuitos pueden ser conectados entre dos nodos cualesquiera cuando alguien lo solicite y luego ser devueltos al "pool" de circuitos disponibles al ya no haber demanda . Cada nodo de la red constituye una terminal SPADE cuyas actividades se supervisan mediante una combinación de equipos y de lógica de computadora .

Las funciones de cada terminal SPADE se coordinan mediante la información transmitida entre ellas por el (CCS) al cual todas las terminales tienen acceso. Cada terminal SPADE funciona como un punto intermedio de comunicación de la transmisión y señalización entre la red DAMA y las diversas redes terrenas.

Cuando DAMA trabaja a condiciones de modalidad de asignación por demanda , tiene la capacidad suficiente de atender 48 terminales SPADE y cada una de ellas con una capacidad máxima de 60 circuitos terrestres .

Modulación y plan de frecuencias

La modulación de los circuitos telefónicos del sistema DAMA se hace por PCM/PSK/FDMA .

Cada canal de circuito telefónico ocupa 45 KHz en la banda de radio frecuencia y entre las portadoras de RF agrupadas en pares de un circuito telefónico hay una separación de 18.045 MHz .

La modulación de CCS del sistema DAMA se hace por PSK/TDMA

(Modulación bifásica y acceso múltiple por distribución en el tiempo).

Este canal ocupa 160 KHz (+80KHz) del ancho de banda de radio frecuencia y su portadora está a 18.045 MHz del centro de la banda RF del sistema DAMA , hacia el extremo inferior de la misma .

La banda del sistema DAMA ocupa un ancho de banda de 36 MHz y tiene un piloto de referencia en su centro .

La portadora del CCS está a 18.045 MHz por debajo del piloto de referencia . Cuando esta separado por 45 KHz el ancho de banda RF de la red DAMA puede transmitir 800 portadoras de canal RF .

Este ancho de banda RF en la red DAMA se encuentra numerada del 1 al 800 , las portadoras 1 y 400 estarán a 17.9775 MHz y 22.5 KHz respectivamente por debajo del piloto de referencia .

El número 401 y el número 800 estarán a 22.5 KHz y 17.9775 MHz respectivamente por encima del mismo .

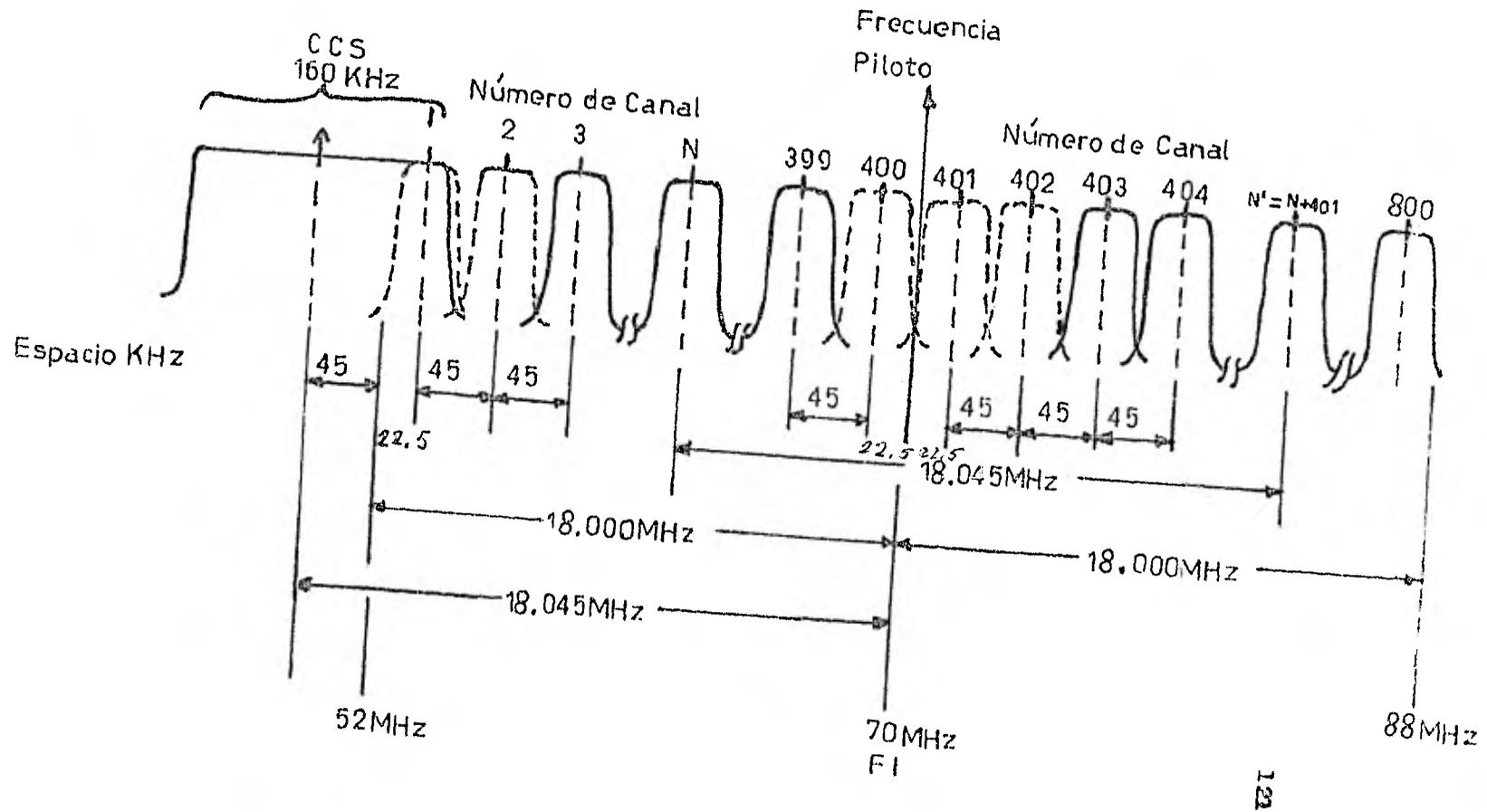
De los 400 pares de frecuencias se pueden sólo utilizar 397 , las portadoras 1 y 2 y sus pares de frecuencias afines números 402 y 403 no se pueden utilizar por estar muy cerca de las portadoras del CCS .

Las portadoras números 400 y 401 tampoco se pueden utilizar por estar muy próxima al piloto de referencia .

Los pares de frecuencia disponibles van desde el número 3 (17.8875MHz por debajo del piloto de referencia) y el número 404(157.6 KHz por encima del piloto de referencia) hasta el número 399(67.5 KHz por debajo del piloto de referencia) y el número 800 (17.9775 MHz por encima del piloto de referencia) lo que hace un total de 397 pares . Se muestra a continuación el plan de frecuencias .

La forma de mantener un control de DAMA es por medio de un piloto de referencia y el canal de señalización .

La coordinación de la operación entre las terminales SPADE de la red se logra mediante un canal de ordenes que utiliza la portadora número 403 y dos circuitos de servicio que emplean pares de frecuencia asignadas por demanda .



El canal común de señalización (CCS) en el que las terminales SPADE de la red DAMA comparten una distribución en el tiempo para intercambiar información de señalización entre unidades .

El canal funciona a razón de 20 muestras por segundo y 128 K bits/seg . Cada muestra dispone de 50 intervalos de tiempo con una duración de 1 milisegundo . Como debe tener una sincronización , existe una referencia . A la ráfaga de referencia se le asigna un intervalo de tiempo para sincronizar la red .

Se requiere que exista una protección en la red , con el fin de que se coordinen las operaciones en la red .

Para esto se requiere que el intervalo $\mu 1$, subsiguiente y adyacente a la ráfaga de referencia , se reserva para realizar pruebas .

Esto deja 48 intervalos de tiempo asignables a las terminales SPADE de la red para que transmitan sus ráfagas de datos locales .

En la red DAMA se designa una terminal DPADE para desempeñar la función de referencia y originar la ráfaga de referencia a través del CCS.

Se debe de tener especial atención para las terminales SPADE para que cumplan la función de referencia , en forma , consecutiva , en caso de que la terminal de referencia previamente designada no pueda transmitir la ráfaga de referencia .

Todas las terminales SPADE de la red podrán desempeñar la función de referencia .

Para la condición de referencia en la red , se designará una terminal SPADE para transmitir el piloto de referencia . Se designará otro como terminal auxiliar para que lo transmita manualmente en caso que la estación original no pueda hacerlo .

El piloto de referencia se mantiene con frecuencia y amplitud estables para que las terminales SPADE receptoras puedan usarlos para tener un control automático de frecuencias (CAF) .

El CAF de recepción se utiliza para compensar las variaciones en las en las frecuencias del satélite y del enlace descendente .

Transmisión :

La interfaz entre el sistema DAMA y las diversas redes terrestres se efectúa en la terminal SPADE .

Cada uno de los circuitos terrestres de acceso y de frecuencia vocal hace interfaz individualmente con las unidades de canal SPADE .

En la entrada al interfaz terrestre , la función de señalización identifica las señales de línea de entrada , divide el trayecto de transmisión para evitar que se propaguen por la unidad de canal y encamina la información de señalización hacia el sistema DASS que la procesa y transmite por el CCS .

En la salida hacia el centro de tránsito (CT) la función de señalización procedente del sistema DASS en la forma y formato asignados .

CONFIGURACION FUNCIONAL DEL EQUIPO DE LA TERMINAL SPADE

Para facilitar su descripción , se ha dividido el equipo SPADE en dos categorías principales :

- 1) Equipo común .
- 2) Unidades de canal totalmente dúplex .

El equipo común realiza aquellas funciones en relación con las cuales todas las unidades de canal pueden compartir el mismo equipo , que incluye el sistema de señalización y conmutación de asignación por demanda , el subsistema FI , el subsistema de piloto de referencia , la unidad de regulación y frecuencia y el centro de mantenimiento . Las unidades de canal totalmente dúplex se suministrarán individualmente en los puntos donde conectan a los circuitos terrestres .

Existen varias funciones que no se pueden dividir fácilmente por categorías de equipo común o individual .

La selección depende del enfoque en que se base el diseño del sistema y las funciones se pueden desempeñar con equipo individual , compartido o totalmente común .

El sistema DASS permitirá controlar la señalización y conmutación de cada circuito telefónico en la terminal SPADE .

Cada sistema DASS contiene un procesador de señalización y conmutación (PSC) que podrá tener uno o más subsistemas procesadores en interfaz con el resto del equipo de la terminal SPADE y el equipo terminal CCS , compuesto de un sincronizador de canal común de señalización (SCCS) y de un módem de canal común de señalización (MCCS) .

SUBSISTEMA DE FRECUENCIA INTERMEDIA (FI)

El subsistema FI realiza las funciones siguientes :

- 1) Acepta portadoras moduladas procedentes de las unidades de canal individual y en caso necesario del oscilador piloto , las combina en un sólo espectro y de ser preciso , heterodina este espectro a la frecuencia FI que requiere la estación terrena .
- 2) Acepta en la frecuencia intermedia de la estación terrena , el espectro de portadoras recibido , limita el ancho de banda mediante un filtro FI de la estación terrena conforme a la banda de frecuencia asignada . Heterodina este espectro a la frecuencia intermedia de la terminal SPADE y envía una réplica de este espectro a todas las unidades de canales para que seleccionen y demodulan el canal correspondientes .
- 3) Realiza una función de control automático de frecuencia (CAF) para centrar el espectro recibido en la frecuencia FI exacta de la terminal SPADE , para lo que se utiliza el piloto referencia suministrado por una de las estaciones de la red DAMA .

Este subsistema nos genera el piloto de referencia y lo envía al subsistema FI para su transmisión , otra función que tiene es el monitoreo . Como se tiene un nivel de referencia , se tiene una unidad de regulación y frecuencia (URF) y ésta genera y distribuye las señales estabilizadas de regulación y frecuencia de referencia que utilizan las terminales SPADE .

UNIDADES DE CANAL

La característica es que cada unidad de canal convierte un circuito terrestre de acceso en un circuito de satélite .

El canal de satélite es codificado y modulado según la frecuencia de portadora seleccionada por el procesador de señalización y conmutación (PSC) .

El canal de entrada es demodulado y decodificado .

Cada unidad de canal se compone de las subunidades siguientes :

- 1) Codificador - decodificador de modulación por pulsos codificados (Codificación PCM) .
- 2) Sintetizador de frecuencias .
- 3) Módem de modulación por fase (Módem PSK) .
- 4) Sincronizador de transmisión .
- 5) Sincronizador de recepción .
- 6) Detector de voz .

FUNCION DE LA INTERFAZ TERRESTRE

Cada unidad de canal, con cierta combinación de equipo individual compartido y común puede modificar los niveles de potencia de las señales , identificar las señales de línea , dividir el trayecto de transmisión durante la señalización , detectar y transferir al PSC

o transferir desde éste y generar en el mismo información y señales del sistema de señalización .

OPERACION FUNCIONAL

La terminal SPADE ofrece conmutación de circuitos telefónicos y señalización de llamadas , según sea necesario para iniciar, supervisar y terminar todas las llamadas de modo sistemático .

Cuando se recibe una solicitud de llamada , la unidad DASS automáticamente selecciona un par de frecuencias del "pool" de frecuencias disponibles y le comunica a la estación de destino que va a recibir la llamada y cuál es la frecuencia asignada para responder .

Cualquier número de sistemas DASS , desde 2 hasta 48 puede utilizar la información de señalización difundida por el CCS para actualizar un cuadro de canales mediante la cual se sabe que frecuencias recién asignadas no están disponibles para atender nuevas llamadas .

La frecuencia seleccionada se envía a la unidad de canal mediante un sintetizador de frecuencias que puede generar cualquiera de las 800 frecuencias discretas necesarias , utilizando códigos numéricos suministrados por DASS .

Una vez activado el módem de canal, el sistema DASS efectúa una prueba bidireccional de continuidad del circuito , tan pronto como se establece la llamada , la señal telefónica recibida por la unidad de canal es enviada a un codificador - decodificador PCM que transforma la voz analógica en señales numéricas para transmitir las y las señales numéricas en señales analógicas al recibirlas .

El contenido del canal telefónico procedente del CT es aceptado por un detector de voz que se utiliza para activar y desactivar la portadora de canales .

Esto ahorra potencia en el satélite en función de la actividad del orador .

La corriente de bits numéricos que entra y sale del codificador - descodificador de voz es sincronizada por el sincronizador de transmisión y recepción , que realiza funciones de regulación , memorización y alineación de trama .

El módem PSK modula la frecuencia de la portadora asignada con la corriente de bits de salida y demodula de manera coherente las ráfagas de salida al recuperar la portadora y la regulación de bits seleccionados con las señales recibidas .

Las portadoras moduladas , tanto de entrada como de salida pasan a través de un subsistema de frecuencia intermedia común, que está en interfaz con los elevadores y reductores de frecuencia en frecuencia intermedia de la estación terrena .

La portadora utilizada para el módem CCS también pasa a través del subsistema de frecuencia intermedia .

Al concluir la llamada , una señal de control del CT permite al DASS devolver ese circuito al "pool" de frecuencias para volver a asignarlos . Esta información se comunica a todas las estaciones por medio del CCS . Cuando cualquier par de estaciones así lo solicite , se pondrá a su disposición un circuito de servicio utilizando el sistema DASS del SPADE y el tablero de pruebas de circuitos interurbanos del centro de mantenimiento . Este centro de mantenimiento está provisto de disco para establecer la conexión .

Esto significa que cuando dure la llamada , uno de los circuitos del "pool" SPADE se mantendrá asignado . El circuito de servicio se podrá obtener del tablero de prueba de circuitos interurbanos , para lo cual se seleccionará una unidad de canal , se descolgará el auricular y se discarán los correspondientes distintivos internacional

nacional y de llamada de prueba .

128

De esta manera , el sistema DASS activará un circuito de satélite en dirección a la estación terrena designada, en la que sonará uno de los teléfonos de su tablero de prueba de circuitos interurbanos . Además de este circuito de servicio "asignado por demanda" , se dispone tanto de un circuito de órdenes especializado , como del canal común de señalización para casos de "emergencia". Para utilizar estos servicios hay que ocupar una unidad de canal separada y seleccionar manualmente la frecuencia de portadora .

La disponibilidad de la terminal SPADE es de 99.99 % en el tiempo . Esto se aplica desde una unidad de canal hasta la interfaz con los sistemas de amplificadores de bajo ruido y alta potencia .

INTERFAZ TERRESTRE

Transmisión :

El nivel de potencia en una transmisión de un canal terrestre que entre a la terminal SPADE puede oscilar entre + 7 dB y - 16 dB en el interfaz terrestre .

Las impedancias de entrada y salida de los canales (Z) de la terminal SPADE en la banda de frecuencia vocal (FV) desde los 300 hasta los 3400 Hz serán :

$$\left| \frac{Z - 600}{Z + 600} \right| \leq 0.35$$

ya que esta condición nos indica cuál es el nivel óptimo aceptable para una transmisión en una terminal SPADE

Señalización de línea

Se anotó anteriormente que en la entrada al interfaz terrestre , se debe tener una señalización ya que identifica las señales de línea de entrada y que divide el trayecto de transmisión de canal y encamina la información de señalización hacia el sistema DASS y que luego se procesa en el CCS .

El código del sistema de señalización de línea emplea dos frecuencias f_1 (2400 Hz) y f_2 (2600 Hz) para transmitir las diferentes señales de línea .

En la transmisión , las dos frecuencias de señalización serán de 2400 ± 6 Hz (f_1) y 2600 ± 6 Hz (f_2) .

Estas frecuencias se emplean por separado o en combinación .

El nivel de la señal transmitida será de -9 ± 1 dbm por frecuencia .

En la recepción , el receptor de la señal de línea funcionará cuando la distorsión de las señales recibidas satisfaga las condiciones siguientes :

a) f_1 : 2400 ± 15 Hz ; f_2 : 2600 ± 15 Hz .

Cuando las frecuencias y niveles de las señales estén comprendidas entre los límites arriba indicados , la distorsión de la longitud de la señal , en presencia de ruido , no deberá exceder :

a) de 15 milisegundos cuando el receptor de señales reciba un impulso de una frecuencia f_1 ó f_2 de una duración mínima de 150 milisegundos .

b) de 25 milisegundos cuando el receptor de señales reciba un impulso compuesto de las dos frecuencias f_1 y f_2 , de una duración mínima de 150 milisegundos , definiéndose el cambio como la diferencia entre la recepción simultánea de las dos frecuencias a la entrada del receptor y la producción simultánea de las dos componentes como una señal de corriente continua a la salida del receptor .

Tono de prueba para comprobar la continuidad .

Para que haya una continuidad de servicio en el sistema por cada llamada que se establezca se efectuará una prueba de continuidad del circuito , a fin de determinar si se puede utilizar el trayecto de conversación la prueba abarcará el circuito del satélite asignado por la demanda y las unidades de canal designadas .

La comprobación de la continuidad se efectuará en la dirección contraria a la de la terminal SPADE cuya señal se recibe , utilizando para ello un dispositivo para pruebas de continuidad que transmita un tono de 2100 Hz que dura + 12 milisegundos . Este dispositivo deberá tener circuitos de regulación para poder esperar hasta 700 milisegundos (tiempo de propagación de ida y vuelta) el regreso de tono . La señal de salida de la terminal SPADE devolverá el tono de prueba recibido . Se captará una señal de prueba que será enviada al procesador de señalización y conmutación .

CODIGO DE SENALIZACION

Señal de	Dirección	Frecuencia	Duración del envío	Tiempo de reconocimiento
Toma	Hacia adelante	f_1	continuo	40 ± 10 mseg
Proceda a enviar .	Hacia atrás .	f_2	continuo	40 ± 10 mseg
Ocupado destello.	Hacia atrás .	f_2	continuo	125 ± 25 mseg
Acuse de recibo.	Hacia adelante .	f_1	continuo	125 ± 25 mseg
Respuesta	Hacia atrás .	f_1	continuo	125 ± 25 mseg
Acuse de recibo .	Hacia adelante .	f_1	continuo	125 ± 25 mseg
Colgar .-	Hacia atrás .	f_2	continuo	125 ± 25 mseg
Acuse de recibo .	Hacia adelante .	f_1	continuo	125 ± 25 mseg
Intervención	Hacia adelante .	f_2	850 ± 200 mseg .	125 ± 25 mseg
Fin.-	Hacia adelante .	$f_1 + f_2$	continuo	125 ± 25 mseg
Liberación de guarda .	Hacia atrás .	$f_1 + f_2$	continuo	125 ± 25 mseg

Cada sistema DASS contiene un procesador de señalización y conmutación (PSC) que podrá tener uno ó más subsistemas procesadores en interfaz con el equipo terminal del canal común de señalización (CCS) que está compuesto de un sincronizador del canal común de señalización (SCCS) y de un módem del canal común de señalización (MCCS) .

Las funciones principales que desempeñará el sistema DASS son las siguientes :

- a) Monitorear , procesar y controlar la señalización de unidades entre las terminales SPADE en la red DAMA .
- b) Monitorear , procesar y controlar la señalización terrestre entre la terminal SPADE y sus respectivas centrales telefónicas internacionales .
- c) Activar las alarmas de supervisión .

Todos los sistemas DASS de la red DAMA , explotados conjuntamente , equivaldrán a un centro de tránsito (CT) , o sea , que monitorearán las señales telefónicas terrestres recibidas del CT , procesarán la información y conmutarán el circuito que sea necesario para transmitir la llamada al siguiente CT .

No obstante existen diferencias a saber :

- 1) La función de señalización del sistema DASS esta distribuido entre los países integrantes de la red .
- 2) Las terminales individuales dentro de cada país son controladas en forma autónoma en lugar de estar bajo un control central .

Para lograr un funcionamiento coordinado y minimizar las demoras al establecer las llamadas por este sistema internacional de unidades múltiples , es menester que las funciones del sistema DASS se realicen de la misma manera aun cuando las unidades hayan sido fabricadas por empresas diferentes .

Señalización entre unidades

133

CANAL COMUN DE SEÑALIZACION (CCS)

Toda la señalización entre las unidades de las terminales de asignación por demanda se efectuará por el canal común de señalización que es encaminado a través del satélite .

Todas las terminales de asignación por demanda de una determinada comunidad de países compartirán el CCS sobre la base de distribución en el tiempo , osea , que cada terminal operativa transmitirá por lo menos una ráfaga corta de datos locales de información de señalización dentro de cada tiempo del sistema , de tal manera que el satélite las reciba consecutivamente (sin que se superpongan) y luego las "retransmita " a todas las terminales SPADE .

De esta forma , cada terminal , a la par que transmite una sola ráfaga de datos locales en un momento prescrito dentro de cada trama de tiempo del sistema , recibirá de todas las terminales operativas , una ráfaga de datos locales en cada una de esas tramas .

Cuando se instala un sistema en cada estación de la red se le asignará una posición de ráfaga en el canal común de señalización .

Se programará este número de estación para introducirlo en el equipo que descodificará exclusivamente el contenido del contador de ráfagas a fin de detectar el número asignado .

Cada trama constará de 50 intervalos de ráfagas iguales (uno de referencia , uno de prueba y 48 para todos) de 1 milisegundo de duración cada uno .

Cabe señalar que deberá ser factible asignar todas las terminales de asignación por demanda a cualquiera de las 48 intervalos de ráfagas disponibles , pero que una vez efectuada la asignación durante cualquier periodo operativo específico , sólo podrá transmitir dentro de ese intervalo .

Además , si una terminal (o terminales) no transmitiese en una o más de las tramas de tiempo del sistema , esa omisión no afectará la operación de las otras terminales activas , ni las demás terminales SPADÉ tendrán que cambiar el intervalo que les fué asignado para transmitir sus ráfagas .

Requisitos en materia de formato

RAFAGA DE REFERENCIA

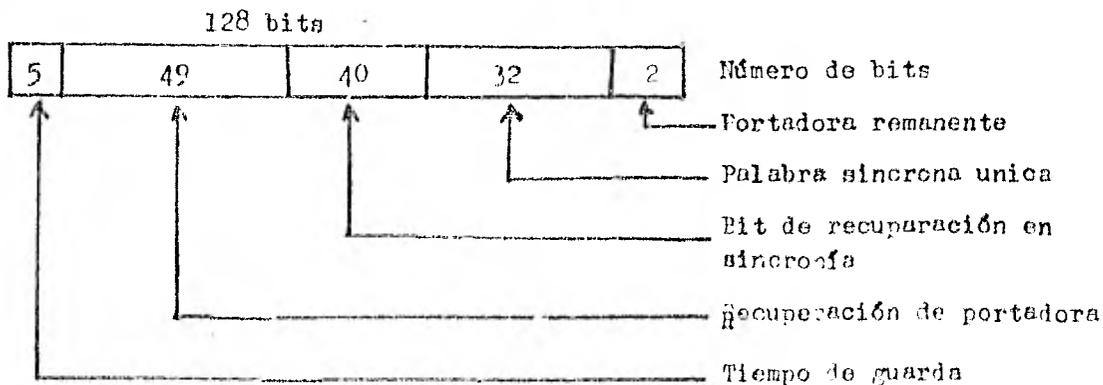
En cada trama de tiempo se necesita una sola ráfaga de "referencia" que se podrá identificar claramente entre todas las demás .

Esta ráfaga establecerá referencia con un reloj independiente y será utilizada por todas las demás terminales para regular sus ráfagas de transmisión , de manera que lleguen al satélite en la secuencia apropiada en relación con las demás y no se traslapen con ráfagas anteriores o posteriores .

La ráfaga de referencia incluirá bits para la recuperación de la regulación de los bits y la sincronización de la palabra única .

además , contendrá el equivalente de periodo de siete bits para el tiempo de guarda de la ráfaga y para el periodo de la portadora .

En la siguiente figura se detalla la estructura de la ráfaga de referencia .



A la entrada del codificador diferencial , los 49 bits para la recuperación de la portadora serán todos "0" (lo que no produce modulación). Los 40 bits para la recuperación de la regulación de los bits serán serán todos "1" , lo que produce "0" y "1" alternativamente . A la salida del codificador diferencial los 32 bits de la palabra única de sincronización serán :

1111 1110 0110 1011 0010 1000 0100 0000



Primer bit transmitido

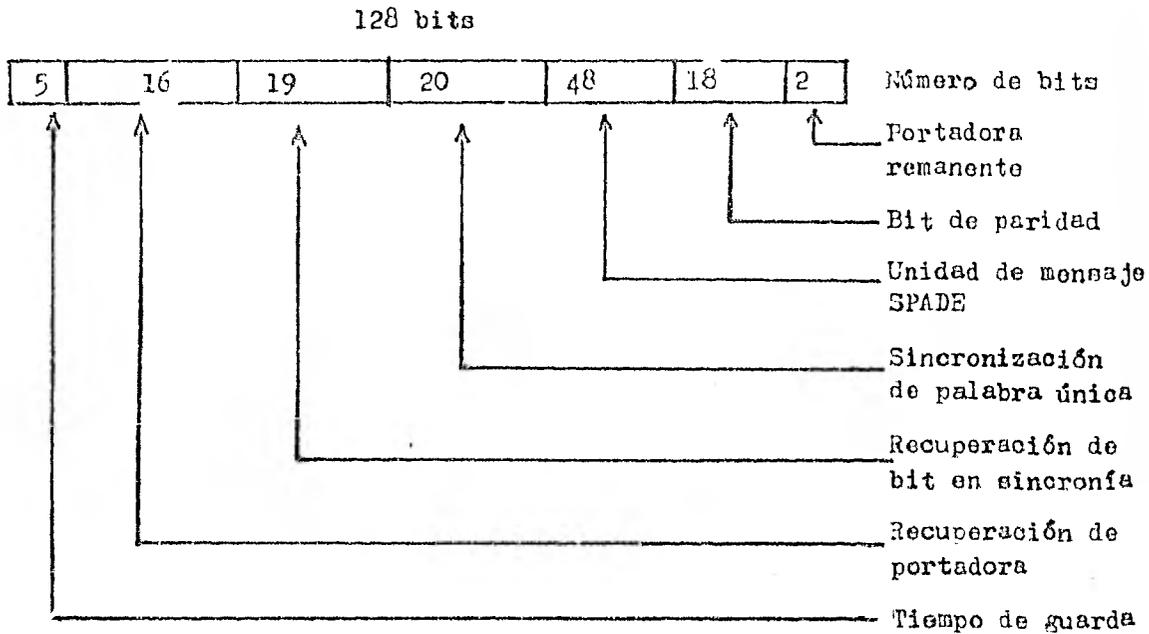
RÁFAGA DE DATOS LOCALES

Las ráfagas de datos locales serán transmitidos por las terminales en orden consecutivo , conforme a sus intervalos preasignados .

Todas las ráfagas de datos tendrán la misma palabra única de identificación , aunque será diferente de la que emplea la ráfaga de referencia . Todos los canales de sincronizadores del canal común de señalización podrán transmitir la ráfaga de referencia y la ráfaga de datos locales ; no obstante , sólo, se autorizará una terminal designada previamente para transmitir la ráfaga de referencia .

Las ráfagas de datos locales incluirán bits para la recuperación de la portadora , la recuperación de la regulación de bits y la sincronización de la palabra única ; también incluirán bits de información y bits de detección de errores en los mensajes.

Además , entre todas los intervalos consecutivos de ráfagas se suministrará el equivalente de siete bits para el tiempo de guarda de la ráfaga .



En ninguna parte de la ráfaga de datos deberá figurar el distintivo de la terminal transmisor. El PSC prealmacenará la secuencia de transmisión de las terminales SPADE. Se utilizarán un reloj de asignación de ráfagas y la salida del detector de palabra única para cerciorarse que el contador de ráfagas registre correctamente cada trama de tiempo. El contador enviará al PSC el distintivo de la terminal transmisor. A la entrada de codificador diferencial, los 16 bits para la recuperación de portadora serán todos "0" (los que no producen modulación).

Los 19 bits para la recuperación de la regulación de bits serán todos "1", lo que produce "0" y "1" alternativamente.

A la salida del codificador diferencial los 20 bits para la palabra única de sincronización serán :

0000 0100 0111 1011 0111



Primer bit transmitido

Cada unidad de mensaje de la ráfaga de datos locales contendrá la información siguiente :

Código de identificación del tipo de ráfaga (ID)	4
Número de la terminal SPADE (T)	6
Número del circuito del satélite (S)	12
Unidad de señalización (U)	20
Número de circuito de acceso (N)	<u>6</u>
	48

En el caso de un canal de señalización tipo radio difusión todas las terminales tienen que procesar cierta información , mientras que otro tipo de información tiene que ser procesado únicamente para la terminal destinataria . Por este motivo , a cada ráfaga se anexa la información de identificación del tipo de ráfaga (ID) , a fin de simplificar el proceso de señales en cada terminal .

Por ejemplo, las ráfagas con los códigos ID 0012 , 00102 , 00112 y 01002 siempre serán procesados por todas las terminales SPADE , independientemente de la dirección de la terminal , las ráfagas restantes sólo serán procesadas por las terminales SPADE remitentes y destinatarias .

El sector de números de la terminal SPADE (bits desde el 5 al 10) se emplea para designar la terminal SPADE destinataria .

La trama básica del CCS del sistema SPADE contiene 50 ráfagas .

La posición de ráfaga "0" la ocupa la ráfaga de referencia ; la posición "1" puede usarla cualquier SPADE para hacer pruebas internas ; las 48 posiciones restantes son asignadas a las terminales SPADE individuales .

Los numeros asignados a las terminales SPADE corresponden a las posiciones de las ráfagas asignadas . De esta manera , el número de terminal 000002 esta reservado para la ráfaga de referencia y no llega al PSC . El número de terminal 000012 puede usarlo cualquier terminal SPADE para realizar pruebas .

El número de terminal 0000102 a 1100012 inclusive , pueden ser asignados a terminales SPADE individuales .

El número de terminal 111112 se emplea para indicar que la información contenida en una ráfaga debe ser procesada por todas las terminales SPADE .

El sector de números del circuito de acceso (bits del 11 al 16) se emplea para identificar el circuito de acceso a la terminal SPADE , al que se refiere la información de señalización .

En el caso de un mensaje inicial de dirección (MID) que normalmente va dirigido a cualquier circuito de acceso que éste libre en la terminal SPADE receptora , se utilizará el circuito de acceso número 000002 . En el caso de un MID destinado a un número específico de circuito de acceso , este sector contendrá el equivalente binario especificado de ese circuito de acceso .

En todos los demás tipos de mensajes , este sector siempre contiene el número de circuito de acceso que ha de utilizar la terminal SPADE designada para procesar la ráfaga . Los circuitos de acceso números 1111012 , 1111102 y 111112 no se usan en la actualidad .

El sector de número de circuito de satélite (bits del 17 al 28) contiene un número binario del circuito de satélite que se utilizará para la llamada a que se hace referencia .

Los canales de satélite siempre se usan en pares para formar circuitos de satélite totalmente dúplex asignados por demanda .

En un transponder de 36 MHz se podrá utilizar un total de 397 circuitos. Los pares de canales asignados son el 3 y 404 , el 4 y el 405 y así sucesivamente , hasta los canales 399 y 800 . No se usan los canales 1,2,400,401 y 402 . El canal 403 se destina al circuito de órdenes omnibus .

El sector de unidad de señalización (bits del 29 al 48) puede incluir señales telefónicas , señales para el control del sistema de señalización o señales para la gestión del sistema , según el tipo de señalización SPADE sólo se necesita un tipo de señales de control , osea , la unidad de señalización de acuse de recibo / acuse de recibo negativo (AR = 0000) .

Se utilizan tres unidades de señalización de gestión del sistema , la del estado del circuito del satélite y la condición de reposo , la del estado de la terminal SPADE y la de las unidades de señales de errores en la potencia y frecuencia de la transmisión (ID = 0001 , 0010 , 1011) . Para las señales telefónicas se utilizan 5 unidades de señalización (ID = 0011 a 0111) .

No se usan los códigos restantes de ID (1000 a 1010 y 1100 a 1111) .

Unidad de señalización de acuse de recibo del mensaje inicial de dirección (FID)

El acuse de recibo del mensaje inicial de dirección se envía una respuesta a todos los FID dirigidos a la terminal SPADE si dicha terminal no se encuentra bloqueada (osea que está lista para entrar en servicio) y si por lo menos un circuito de acceso específicamente solicitado y el equipo común de señalización se encuentran disponibles para transmitir la llamada de entrada .

Si la terminal SPADE de entrada a la que se dirige el mensaje esta bloqueada en el momento de recibir el MID , entonces no hay necesidad de responder , si en el MID recibido se especifica un circuito del satélite ya ocupado entonces no es necesario acusar recibo .

Si la terminal SPADE de entrada a la que se dirige el mensaje no está bloqueada , pero todos los circuitos de acceso o el circuito de acceso solicitado se encuentran ocupados , entonces se envía una unidad aislada de señalización para indicar que el grupo de circuitos esta congestionado .

Si el mensaje se recibe con errores , entonces la terminal SPADE receptora envía un mensaje de acuse de recibo negativo .

Unidad de señalización de acuse de recibo negativo

Por medio de esta unidad se enviará siempre que se reciba una ráfaga de errores . Los mensajes en relación con los cuales se reciban unidades de señalización de acuse de recibo negativo , sólo se retransmitirán si la información que contiene el mensaje se refiere a la terminal SPADE que transmite la unidad de señalización de acuse de recibo negativo .

La información para saber cuál es la terminal SPADE transmisora se obtiene de un contador de ráfagas locales ubicado en el sincronizador del canal común de señalización .

Unidades de señalización para la gestión del sistema

El sistema de señalización SPADE comprende tres unidades de señalización para la gestión de la red . Una sirve para actualizar y mantener un cuadro exacto del estado de los circuitos del satélite .

La otra , para actualizar y mantener un cuadro exacto de cada terminal SPADE .

La actualización periódica del cuadro sobre el estado de los circuitos

y de cada terminal SPADE ofrece dos importantes ventajas operativas a saber :

- a) Cualquier terminal SPADE nueva , o que haya estado temporalmente fuera de servicio , podrá comenzar a funcionar normalmente en menos de 20 segundos .
- b) la falla de cualquier terminal SPADE no producirá una falla permanente en ningún circuito del satélite .

La tercera unidad de señalización de gestión se utiliza para enviar la información sobre las mediciones de errores de potencia y frecuencia a las terminales SPADE de suerte que puedan mantener correctamente sus portadoras de transmisión .

Unidad de señalización sobre el estado de los circuitos de satélite y condición en reposo .

Esta unidad realiza tres funciones a saber :

- a) Identifica el número actual de la unidad de señalización ;
- b) Identifica el número del circuito del satélite que está utilizando la terminal SPADE transmisora ;
- c) Identifica la terminal SPADE que está sirviendo como estación de referencia .

El número de secuencia de la unidad de señalización debe ser transmitido por todas las terminales SPADE por lo menos una vez cada 16 ráfagas consecutivas que se transmitan (800 milisegundos) .

El número del circuito del satélite puede estar formado sólo por ceros por ejemplo , cuando la terminal SPADE transmisora no está cursando llamadas . En condiciones normales de funcionamiento , mientras se transmitan las unidades de señalización sobre la condición de reposo , también se transmitirá , en secuencia , información sobre los circuitos de satélite que este utilizando una terminal SPADE .

Las unidades de señal sobre la condición en reposo se envían cada vez que no haya que transmitir unidades de señal que contengan información sobre llamadas .

Unidad de señalización telefónica

La terminal SPADE y el número del circuito de acceso contienen los números apropiados correspondientes a la terminal SPADE solicitada y el circuito de acceso en el cual se originó la llamada .

El código de identificación (0100) se utiliza únicamente para la unidad inicial de señalización (UIS) del MID . El número del circuito de satélite especifica el número binario del circuito del satélite seleccionado para atender la llamada .

Si a una terminal SPADE que haya recibido una ráfaga del tipo 00102 (estado de terminal SPADE) se le ofrece una llamada para que la encamine a una terminal SPADE que esta bloqueada o si todos los circuitos de acceso están ocupados o si está ocupado el circuito de acceso especificado , entonces se transmitirá un mensaje MID normal aun cuando ya se sepa que la llamada no se puede tramitar .

Si todos los circuitos de satélite están ocupados cuando una terminal SPADE tiene lista una llamada de salida , también se transmite un mensaje MID normal , excepto que el número del circuito de satélite estará compuesto por ceros .

Estos MID se transmiten para que la terminal registradora de datos tenga conocimiento pleno de cada llamada que se ofrece .

Todas las terminales SPADE procesarán esta ráfaga y harán la anotación correspondiente en el cuadro de ocupación / reposo de circuitos de satélite . La terminal SPADE solicitada deberá procesarla aún más , según sea necesario para lograr el desempeño requerido .

Se hace una excepción a este procedimiento cuando el número del circuito de satélite de la ráfaga recibida contiene sólo ceros .

En este caso no se requiere más procedimiento .

Prioridad de la unidad de señalización

La prioridad de transmisión de las unidades del sistema de señalización

SPADE es :

- 1) Mensaje de no acuse de recibo .
- 2) Mensajes de respuestas . (retransmitidos)
- 3) Mensajes telefónicos . (retransmitidos)
- 4) Mensaje de respuesta .
- 5) Mensajes telefónicos .
- 6) Mensajes sobre el estado de la terminal .

Para la prioridad de la unidad de señalización se aplican la siguiente regla adicional :

- a) Una vez que cualquier parte de un mensaje inicial de dirección de varias unidades o de un mensaje subsiguiente de dirección haya sido transmitida a otra terminal SPADE no se transmitirá ninguna otra unidad de señalización a esa terminal SPADE hasta que se complete la transmisión del mensaje múltiple .

SINCRONIZADOR DEL CANAL COMUN DE SEÑALIZACION (SCCS) 144

El sincronizador del CCS de 3 componentes principales : el subsistema de recepción , el de transmisión y el de sincronización de ráfagas .

El subsistema de recepción debe aceptar datos demodulados , detectar la ubicación de la palabra de sincronización , detectar errores y remitir los datos y una indicación de la detección de errores al PSC .

El subsistema de transmisión debe tener acceso a los datos del PSC , componer la ráfaga y transmitirla en el preciso instante en que lo determine el subsistema de sincronización de ráfagas .

El subsistema de sincronización de ráfagas debe determinar el momento en que se debe de transmitir una ráfaga , basándose en el número de ráfagas asignado a esa estación y en la determinación del desplazamiento relativo de tiempo entre las palabras de sincronización de las estaciones de referencia y local , según se desprenden de los datos recibidos .

La velocidad de información de este canal será de 128 Kbit/seg .

La trama tendrá una duración de 50 mseg (128 bits) asignados por acceso . Se asignarán 5 bits al tiempo de guarda quedando 123 bits para el resto de la ráfaga . Estos bits se distribuirán de la manera siguiente :

	Estación Local	Estación de referencia
1) Recuperación de portadora .	16	49
2) Recuperación de regulación de bits .	19	40
3) Palabra de sincronización .	20	32
4) Bits de datos y de paridad .	66	0
5) Tiempo de arrastre de la portadora .	2	2

El tiempo total de activación de la portadora equivaldrá a 123 bits , incluyendo un tiempo de arrastre de 2 bits al final de la ráfaga .

En la transmisión se empleará codificación diferencial (siendo los "1" la transición) para no tener que resolver la ambigüedad de fase .

SUBSISTEMA DE RECEPCION

El subsistema de recepción descodificará los datos codificados diferencialmente convirtiendolos en los datos transmitidos originalmente .

Se detectará la palabra de sincronización tanto del inicio de la trama como de la ráfaga de datos . A fin de reducir la probabilidad de una detección falsa , a los detectores de las palabras de sincronización se les aplicará una señal de puerta . Otra puerta se abrirá al detectar la palabra de sincronización y se cerrará después de recibir el último bit de paridad .

Los datos también recibidos se enviarán al PSC .

El subsistema de recepción también suministrará impulsos para registrar los datos en el PSC y una vez recibido el último bit de paridad , se activará una señal de interrupción de programa en la puerta de datos recibidos . Esta puerta es un interruptor de programa , de manera que los mismos comentarios que figuran en el párrafo del subsistema de transmisión se aplican a la puerta de datos de transmisión .

Para reducir la probabilidad de que se procesen datos erróneos en el sistema DASS , se utilizará un plan de detección erróneo .

Los primeros 7 bits de los 55 bits de datos necesarios para la generación de la paridad serán "0" binarios . El aviso de detección de errores proviene del detector de errores . La regulación de este detector estará controlada por el subsistema de recepción .

El subsistema de transmisión ordenará y transmitirá la ráfaga de 123 bits al recibir un telemando del sincronizador de ráfagas .

En el caso de la estación de referencia se podrá usar bien la sincronización de ráfagas , o bien el contador de ráfagas .

Este subsistema también tendrá acceso a los datos del PSC para transmitirlos y encaminarlos hacia el generador de paridad que produce a los bits de comprobación de detección de errores .

Los 18 bits de comprobación seguirán a los 48 bits de datos en el formato de la ráfaga , lo que significa que los bits de comprobación concluirán la transmisión . Se suministrará un medio de impedir en cualquier momento la transmisión continua y/o fortuita .

El subsistema de transmisión codificará diferencialmente con los "1" como transición la corriente de bits que se va a transmitir , antes de enviarla al modulador PSK del modem CCS .

También suministrará al módem una señal portadora activada de 123 bits de duración , incluyendo un tiempo de arrastre de 2 bits al final de la ráfaga .

SINCRONIZADOR DE RAFAGAS

La detección de la palabra de sincronización al inicio de la trama pasará a través de una abertura de 3 bits (24μ segundos) para reducir la probabilidad de que una detección falsa sincronice incorrectamente la trama . Durante la fase inicial de adquisición , esta abertura solamente se aplicará si se han detectado correctamente dos palabras sucesivas de sincronización de referencia . Para la exactitud y la pérdida de la sincronización el tiempo máximo de desplazamiento de la ráfaga respecto de su posición correcta no deberá exceder de $\pm 16 \mu$ segundos (± 2 bits) .

Se empleará una abertura de 5 bits .

Si dentro de un margen de $\pm 16 \mu$ segundos no se reciben dos ráfagas sucesivas, el sincronizador de ráfagas pasará automáticamente a la modalidad manual. Una alarma indicará esta falla.

Si no se captan dos palabras sucesivas de sincronización de la estación de referencia, el sincronizador también pasará automáticamente a la modalidad manual. El sincronizador del CCS transmitirá un impulso de portadora de 900μ segundos de duración, cuya potencia en relación con la normal disminuirá entre 17 y 20 dB.

CONTADOR DE BITS, RÁFAGAS Y TRAMAS

Al pasar por la puerta, la palabra de sincronización al inicio de la trama, debe volver a activar dos contadores.

Uno de ellos, el contador de bits, tendría una cuenta total de 128 bits, de manera de cada cuenta corresponderá a un bit determinado de la ráfaga recibida. Este contador debe ser activado por un reloj de 128 KHz por lo que debe ser de un periodo de 1mseg.

El otro, el contador de ráfagas, debe tener en cuenta total de 50 y ser activado por la salida del contador de bits, de manera que completa un ciclo en 50 mseg. Cada cuenta corresponderá a una ráfaga determinada en la trama. Se debe disponer de dos contadores de ráfaga; uno del tipo BCD de dos decenas y el otro de tipo binario de 6 bits.

Los dos deben ser activados y sincronizados conjuntamente.

Los contadores de bits y de ráfagas forman la base de tiempo para el contador de tramas, que deben ser sincronizado por la salida del contador de ráfagas, pero no activado por la palabra de inicio de trama.

Se usa para contar el intervalo entre correcciones en la sincronización de la ráfaga. El contador de tramas tendría un conteo máximo de 6, lo que da un periodo de 300 mseg.

INDICADOR DE SINCRONIZACION DE RAFAGA

Cuando la ráfaga este dentro de la abertura de 5 bits , se considera que se ha logrado sincronizar las ráfagas , independientemente de si la unidad está en la modalidad de regular errores para que no se tenga detección falsa o en el caso de hacer correcciones en un tiempo de transmisión de ± 2 bits por trama ya que con este tiempo nos aseguramos de no perder la sincronización .

Palabras únicas de sincronización

Se emplearán dos palabras de sincronización .La palabra de 32 bits sólo la utilizará la estación de referencia para la ráfaga de referencia .

A la entrada del codificador esta palabra es la siguiente :

1111 1110 0110 1011 0010 1000 0100 0000

↑

Primer bit transmitido

Todas las estaciones utilizarán la palabra de 20 bits para la ráfaga de datos locales . Esta palabra es la siguiente :

0000 0100 0111 1011 0111

↑

Primer bit transmitido

El modem del CCS es un modulador - demodulador bifásico de modulación PSK, que emite ráfagas a una velocidad de 128 Kbits/seg en el canal común de señalización, que es un canal de acceso múltiple por distribución en el tiempo (TDMA). Las ráfagas tendrán una duración de alrededor de 1mseg. La portadora del modulador del CCS tendrá un nivel nominal de 7.5 dB. La variación en el nivel de la portadora del modulador CCS no excederá de ± 0.5 dB. El nivel de salida del modulador de CCS (MCCS) se deberá ajustar continuamente en una gama de por lo menos ± 1 dB, con una gama de ajuste total entre +2 y -3 dB en relación con su valor nominal. Al funcionar en modalidad de ráfaga con una secuencia de datos pseudoaleatoria, el MCCS recuperará todos los bits de información con una tasa de error de bits de 10^{-4} o menos cuando la relación energía/densidad de ruido (E_b / N_0) sea de 11.2 dB. La probabilidad de error en la detección de la sincronización de la palabra no deberá exceder de 10^{-3} cuando la relación energía / densidad de ruido (E_b / N_0) sea de 11.2 dB.

MODULADOR CCSSeñales de entrada

El modulador recibe las siguientes señales :

- 1) La portadora de frecuencia intermedia para el CCS, generada por el oscilador de portadoras del CCS. Su frecuencia debe ser tal que la señal del CCS ocupe un intervalo de 18.045 MHz por debajo del piloto de referencia cuando sea traducida junto con los demás portadoras de canal.
- 2) Una corriente de datos de 128 Kbit/seg, codificados diferencialmente enviada por el sincronizador del CCS. Antes de ser modulada, la corriente de datos debe ser filtrada por un filtro pasa bajas para producir una forma de onda de banda limitada centrada en la frecuencia de la portadora.
- 3) Una señal de control de activación / desactivación de portadora :

a) Activación / desactivación de alta potencia .

Acorde con cada ráfaga de datos , la salida de frecuencia intermedia del modulador debe ser activado por la señal de activación / desactivación de portadora suministrada por el sincronizador del CCS .

Señales de salida

Las señales de salida del modulador serán :

- 1) El modulador emitirá una portadora PSK modulada bifásica , de banda limitada y centrada en la frecuencia del CCS .
- 2) El modulador de bajo nivel emitirá una portadora PSK modulada , bifásica y centrada en la frecuencia del CCS . Su nivel se mantendrá entre 17 y 20 dB por debajo de la portadora normal del CCS .

DEMODULADOR

Señales de entrada

El demodulador deberá recibir las siguientes señales :

- 1) Espectro de portadoras moduladas .

Esta señal vendrá en frecuencia intermedia del reductor de frecuencia de la estación terrena y constará aproximadamente de 1 a 800 portadoras de igual potencia dentro de un ancho de banda de 36 MHz .

El demodulador tendrá una gama dinámica suficiente para ofrecer el desempeño especificado , si se utiliza el control automático de ganancia de la estación para mantener constante la potencia total de la frecuencia intermedia local .

Los divisores de frecuencia intermedia distribuirán esta señal de frecuencia intermedia de la estación terrena a todos los demoduladores de canales y el demodulador del CCS . Cuando el espectro esté centrado correctamente , la separación de frecuencias entre la referencia del piloto y la portadora del CCS recibida siempre será 18.045 MHz .

La señal recibida estará compuesta por ráfagas periódicas de información moduladas por FSK en la frecuencia intermedia .

Por ello , será necesario recuperar , ráfaga por ráfaga , la portadora y la regulación de bits . El tiempo máximo de transmisión de cualquier ráfaga durante el cual no se recibirán transiciones de datos , no excederá de 500μ seg .

Una vez recuperada la regulación de bits , ésta se mantendrá mientras se esté recibiendo la portadora .

Cada vez que se active la portadora en el modulador se enviará un preámbulo específicamente para recuperar la portadora y la regulación de bits . Este preámbulo estará compuesto por 18 bits de "1" solamente , seguido de 19 bits alternados de "0" y "1" . El reloj recuperado que se suministra a la lógica del sincronizador del CCS , tendrá una secuencia de $128 \text{ KHz} \pm 10 \text{ Hz}$.

Una vez recibido el preámbulo , se sincronizará y preparará el demodulador para recuperar la información .

Los circuitos para la recuperación de portadoras funcionarán en una gama de frecuencias situada a $\pm 1 \text{ KHz}$ del centro de la frecuencia del demodulador del CCS .

Señales de salida

a) Datos de ráfagas .

La corriente de datos recuperada pasará al sincronizador del CCS en forma de corriente de bits en serie a razón de 128 Kbit/seg , en sincronía con la regulación de bits recuperada .

b) Regulación de bits :

El reloj recuperado de 128 KHz pasará al sincronizador del CCS y tendrá una estabilidad tal que durante un intervalo de 500μ seg en que no se reciba ninguna transición de datos , la incertidumbre de la posición , en función del tiempo , del borde delantero del último impulso del reloj en ese intervalo , en relación con el primer borde delantero , será inferior a 0.2μ seg .

c) Señal de adquisición de portadora .

Al sincronizador del CCS se le debería dar una indicación del nivel lógico de recuperación de la portadora .

FILTROS DE RECEPCION

1) Filtro paso banda de recepción .

Para seleccionar el ancho de banda del espectro recibido se deberá proporcionar un filtro paso banda centrado en 18.045 MHz .

La portadora del CCS se centrará en 18.045 MHz y ocupará un ancho de banda de 160 KHz .

El canal adyacente estará centrado a 157.5 KHz sobre el centro del CCS .

El ancho de banda de 20 dB será de unos 3 MHz .

Las características de transferencia de este filtro no afectarán al CCS .

La salida del filtro paso banda debería pasar al segundo mezclador , para su traslación a la frecuencia del demodulador del CCS .

La frecuencia de traslación empleada para colocar el CCS en el filtro de canal es la frecuencia del oscilador centrador de canal procedente de la unidad de regulación y frecuencia (URF) .

Funciones

El procesador de señalización y conmutación que podrá estar compuesto de uno o más subsistemas de proceso , deberá poder realizar por lo menos las funciones siguientes :

- a) Procesar hasta 60 llamadas , de entrada y salida en conjunto , originadas aleatoriamente .
- b) Establecer el interfaz para los circuitos terrestres de control.
- c) Establecer la interfaz con el canal común de señalización para transferir los datos entre las terminales SPADE ;
- d) Establecer la interfaz hombre - máquina para la representación visual de telemandos , alarmas y del estado de los equipos .

Características

Para que el PSC pueda desempeñar en el sistema DASS las funciones ya indicadas , se podrá utilizar una minicomputadora o un grupo de procesadores que deberán tener las características siguientes :

- a) Idoneidad para reiniciar el programa después de ocurrir una falla de energía , a fin de que cuando se restablezca la energía puedan continuar las llamadas conectadas en un plazo de interrupción de 10 segundos ;
- b) Un reloj de tiempo relativo con una resolución mínima de 10 milisegundos o menos ;
- c) Capacidad de entrada y salida para enviar información a un mínimo de ocho dispositivos externos ;
- d) Una terminal teleimpresor con código de ocho niveles para establecer una interfaz de entrada y salida con el encargado de manejar la terminal SPADE .

Si el PSC estuviese dotado de una minicomputadora , también deberá tener las siguientes características adicionales :

- a) Una memoria total de 1600 palabras de acceso aleatorio con un mínimo de 16 bits por palabra .
- b) Un canal de acceso directo a la memoria , con un margen de 4 milisegundos para los casos más desfavorables de acceso .
- c) Un ciclo de lectura - escrita de periodo completo de 0.75 microsegundos menos por cada 16 bits .
- d) Un periodo promedio de 1.5 microsegundos o menos para órdenes de carga y almacenamiento .
- e) Un periodo de 1.5 microsegundos o menos para órdenes aritméticas de suma y resta y de 2.25 microsegundos para INCREMENTO DE MEMORIA .
- f) Ordenes lógicas que incluyan circuitos por conjunción AND , por disyunción OR y de exclusión por disyunción OR EXCLUSIVO , cuya ejecución tome 1.5 microsegundos o menos .
- g) Ordenes de transferencia (salto) cuya ejecución no deberá tomar más de 1.5 microsegundos :

TRANSFERENCIA INCONDICIONAL .

- " " SI EL ACUMULADOR ESTA EN POSITIVO .
- " " SI EL ACUMULADOR ESTA EN CERO .
- " " SI EL ACUMULADOR ESTA EN NEGATIVO .
- " " AL EXCEDER LA CAPACIDAD .

Además habrá una orden de transferencia y de posición de programa almacenado cuya ejecución no deberá tomar más de 2.25 microsegundos .

- h) Ordenes de entrada y salida , incluida la transferencia paralela de datos de 16 bits directamente entre el dispositivo exterior y la memoria , así como el control externo de los dispositivos de entrada y salida . La ejecución de estas órdenes no deberá tomar más de 3.4 microsegundos .

Unidades de canales

Para activar , desactivar y seleccionar la frecuencia para cada unidad de canal , se necesitará un controlador de entrada y salida y un descodificador de identificación de canales .

Deberá ser factible ampliar esta interfaz a fin de controlar entre una y sesenta unidades de canal .

SINCRONIZADOR DEL CANAL COMUN DE SEÑALIZACION (SCCS)

El sincronizador del canal comun de señalización tendrá dos tipos de interfaz .

Una incluirá el acceso directo a la memoria , un registro de señales de entrada y otro de señales de salida , así como los interruptores , necesarios para transmitir y recibir transferencia de datos .

La segunda incluirá un descodificador y dos bits para control externo . Esta interfaz servirá para controlar la modalidad del funcionamiento (SCCS) . La transferencia de los mensajes de señalización entre estaciones terrenas se efectuará transponiendo en serie los datos colocando primero el bit más significativo .

Interfaz de señalización terrestre

La ejecución de señalización en el interfaz terrestre dependerá del número de circuitos telefónicos que estén funcionando , así como del tipo de señalización que se emplee entre la terminal SPADE y CT . Esta interfaz será compatible con el canal de datos multipléx del PSC .

Descripción General .

Las funciones del subsistema IF son :

- 1) Aceptar portadoras moduladas de las unidades de canal y del oscilador piloto , si fuese necesario y combinarlas en un sólo espectro y si fuese necesario heterodinar ese espectro a la frecuencia IF requerida de la estación terrena .
- 2) Aceptar el espectro de portadoras recibido en la IF de la estación terrena , limitar el ancho de banda mediante un filtro IF de la estación terrena , de conformidad con la banda de frecuencias asignado heterodinar ese espectro a la IF de la terminal SPADE y suministrar una réplica del mismo a cada unidad de canal para seleccionar y demodular el canal .
- 3) Desempeñar una función de control automático de frecuencias (CAF) para centrar el espectro recibido exactamente en la frecuencia IF de la terminal SPADE , usando para ello el piloto de referencia proporcionado por una de las estaciones de la red SPADE .
- 4) Si se desea , se puede realizar una función de control automático de ganancia (CAG) en la terminal empleando el piloto de referencia .

Subsistema de transmisión

Se recomienda que el espectro IF de transmisión de la terminal SPADE sea de $70 \text{ MHz} \pm 18 \text{ MHz}$, ya que la IF típica de una estación terrena es de 70 MHz . El extremo transmisor del subsistema IF incluirá un sumador de IF , un filtro pase banda y el equipo necesario de composición y amplificación .

El sumador IF recibirá las señales procedentes de todos los modems de unidad de canal , incluidos el MCCS y el circuito de órdenes y enviará una señal de salida combinada al resto del extremo transmisor

Se tomarán medidas para que cuando sea necesario se pueda combinar el piloto de referencia con la salida del extremo transmisor .

El filtro paso banda de transmisión tendrá una banda útil de 36 KHz centrada en la IF de transmisión de la terminal y atenúa todos los componentes fuera de la banda de paso .

Subsistema de recepción .

La especificación para el extremo de recepción se basa en el control automático de frecuencia para centrar el espectro mediante un oscilador regulado por voltaje (ORV) .

Características en la transmisión :

El espectro que se recibe en la IF de la estación terrena será traducido a la IF de recepción de la terminal y después de efectuados el control automático de frecuencia y ganancia se distribuirá a cada modulador - demodulador de unidad de canal .

Se deberá disponer de filtro paso banda apropiados para impedir que lleguen al módem de la unidad de canal componentes del espectro no deseados . El divisor IF aceptará la señal de salida del filtro paso banda de recepción y enviará una réplica de los espectros a cada demodulador de canal . Además el filtro y el divisor podrán alimentar el control de frecuencia .

Control Automático de Frecuencia

El subsistema IF de recepción de cada terminal SPADB tendrá este dispositivo . Lo que consiste es mantener la relación señal/ ruido del piloto en un ancho de banda de 32 KHz o sea de 0 dB .

Deberá tener una gama de cierre y retención de ± 40 KHz .

Esta cifra representa la variación total posible de frecuencia que se prevé podría ser acusada por las incertidumbres del oscilador al reductor de frecuencia , la variación de la frecuencia por el efecto Doppler producida por la acción del satélite y por la variación del oscilador del transponder del satélite .

Las variaciones más importantes de este último se podrán compensar ajustando el oscilador regulado por voltaje del control automático de frecuencia .

Cuando cese el servicio , se resiste una interrupción de la señal piloto hasta 4 segundos .

Cuando entre la señal piloto restaurada que se reciba y el piloto original haya una diferencia de hasta ± 1000 Hz , la readquisición del piloto después de una interrupción no deberá causar cese del servicio . Un cese del servicio se define como una tasa de error de bits instantánea del módem de más de 1×10^{-3} .

Control Automático de Ganancia (CAG)

El CAG debe garantizar una potencia de señal relativamente constante en cada una de las portadoras de canal recibidas y en el piloto de recepción . El CAG trabajará al nivel del piloto recibido .

La señal de control se utiliza para variar la ganancia del amplificador IF del CAG . La gama dinámica del bucle de CAG debe ser de ± 7 dB .

Si se emplea el bucle de CAG , deberá estar diseñado de forma que resista sin cese del servicio , una interrupción de señal piloto de hasta 4 segundos . La readquisición del piloto después de dicha interrupción no deberá causar cese del servicio cuando el nivel de piloto se halla dentro de la gama prevista de nivel de entrada de la terminal .

Descripción General .

Se presentan las especificaciones para cada una de las subunidades funcionales de la unidad de canal que requiere el SPADE .

Una señal indeseable entre cualesquiera dos canales de voz de una terminal será menor de 60 dB en relación al nivel del canal activo . La señal indeseable inteligible entre la entrada analógica de una unidad de canal y la salida analógica de la misma no será mayor de - 60 dBm0 en relación con una señal de entrada de 0 dBm0 en cualquier frecuencia dentro de la gama de 300 a 3400 Hz .

Codificador - Descodificador de voz PCM

Se considera una subunidad de codificación y descodificación PCM (modulación por pulsos codificados) de un solo canal de voz que forma parte de la unidad de canal .

Este codificador - descodificador esta basado en una codificación de 7 bits y una velocidad de muestreo de 8000 muestras/segundo .

Especificaciones del codificador

La fuente de la señal de voz de entrada deberá ser una línea balanceada de cuatro hilos . El tono de prueba del codificador - descodificador PCM será de 1020 Hz a 0 dBm0 . El punto de sobrecarga estará a + 2 dBm0 y el codificador operará con la regulación de bits y trama proporcionada por el sincronizador de transmisión .

La señal PCM estará cuantizada a 128 niveles no lineales (7bits) . El siguiente cuadro se muestra el formato del código superpuesto , tal como aparece a la salida del codificador .

FORMATO DE CODIGO PCH

161

Nivel	Código
127	1111111
119	1110111
111	1101111
103	1100111
95	1011111
87	1010111
79	1001111
72	1001000
71	1000111
65	1000001
64	1000000
63	0000000
62	0000001
56	0000111
55	0001000
48	0001111
40	0010111
32	0011111
24	0100111
16	0101111
8	0110111
0	0111111

La señal de entrada al descodificador provendrá de la unidad sincro -
nizadora del receptor a una tasa de bits idéntica a la de la señal
que sale del codificador .

El descodificador operará con un reloj de 56 KHz y una señal de re -
gulación de tramas de 8 KHz suministrada por la unidad sincronizadora
de recepción . La información producida por el descodificador PCM
entrará directamente a una línea balanceada de cuatro hilos .

Detector de voz

La señal de entrada al detector de voz estará formada por la corriente
de bits numéricos procedentes del codificador PCM .

Además , el detector de voz recibirá las señales utilizadas para re -
gular los bits y las tramas . El umbral del detector de voz se define
en función de la potencia de una señal de entrada de onda senoidal
que cambia la señal de control de salida del detector de voz a la
condición de activación (ON) .

Especificaciones de la regulación

Durante el proceso de detección de voz no habrá mutilación de las
sílabas iniciales o finales de la palabra cuando a la entrada del
Codec PCM se aplique una onda senoidal de 1020 Hz .

Después que se exceda por ultima vez el nivel de comparación , la
señal de control procedente del detector de voz permanecerá activada
en (ON) por un periodo de 150 a 200 milisegundos .

El detector de voz no será activado más de una vez cada 5 segundos
por ruido blanco gaussiano de banda limitada (300 a 4200 Hz) y de
una potencia de 10 dB inferior al nivel del umbral .

Cualquier canal que se utilice para cursar telefonía deberá poder
activar la portadora solamente cuando esté presente la voz captada
por el detector de voz .

El detector de voz deberá tener un control auxiliar para desoconoc - tarlo fijando la señal de salida en la condición de activación (ON) .

SINTETIZADOR DE FRECUENCIAS

Esta unidad le suministrará al módem de la unidad de canal una frecuencia seleccionada por la portadora IF del modulador y el oscilador local del demodulador . Deberá ser capaz de generar 800 frecuencias a intervalos de 45 KHz . En los extremos de transmisión y recepción se podrán usar una o varias unidades .

La frecuencia asignada a una unidad de canal cualquiera deberá ser controlada bien mediante un tablero frontal o bien mediante una señal numérica procedente del procesador de señalización y conmutación (PSC) .

Características de la frecuencia seleccionada

El sintetizador deberá poder generar una de 800 portadoras dentro de un ancho de banda total de 36 MHz a intervalos de $45 \text{ KHz} \pm 50 \text{ Hz}$. Las portadoras tendrán coherencia de fase con el oscilador de referencia del sintetizador en la unidad de regulación y frecuencia del cual se obtendrán .

Cuando el control se haga , la selección de la frecuencia de canal se hará por número de canal . Los canales estarán numerados desde el 1 a 800 comenzando con la frecuencia de portadora más baja .

Control de activación/desactivación (ON/OFF)

Cada vez que se asigne un canal para entrar en servicio , el procesador de señalización y conmutación emitirá una señal de activación de canal con la que se activará o desactivará el sintetizador . De no producirse esta señal , el sintetizador permanecerá desactivado .

También se dispondrá de un conmutador en el tablero frontal para activar o desactivar el sintetizador .

La salida de un modulador , alimentado por un sintetizador desactivado, estará por lo menos a 40 dB por debajo de su salida nominal .

Al producirse la señal de activación de canal , se activará el sintetizador que suministrará una salida igual a la entrada de las frecuencias asignadas .

Interfaces

<u>Entrada</u>	<u>Procedentes del</u>
Frecuencia de referencia.	Oscilador de referencia del sintetizador .
Número de asignación de la frecuencia de canal.	Conmutador manual del tablero frontal o PSC .
Señal de activación .	Conmutador manual del tablero frontal o PSC .
<u>Salidas</u>	<u>Hacia</u>
Frecuencia del canal (1 a 800)	Módem
Señal de selección de banda .	Demodulador

El sincronizador de transmisión de voz :

1) Utilizará la señal del detector de voz para comenzar el preámbulo al principio de cada ráfaga de señales de voz , a fin de suministrar una señal apropiada para recuperar la portadora y el reloj en el receptor distante .

2) Combinará una secuencia de bits únicas , llamada iniciación de mensaje , con los datos de voz codificados en PCM para sincronizar las tramas . Para esto se ha considerado el formato de los datos de salida consistirá en un preámbulo al principio de cada ráfaga .

El sincronizador de transmisión aceptará datos PCM a 56 Kbits/seg e insertará palabras para la iniciación del mensaje cada 224 bits para obtener el formato definido , cuyas características serán las siguientes :

Preámbulo

Secuencia de recuperación de portadora

20 bits de "1" en el canal A
20 bits de "1" en el canal B
Ambas corrientes a 32 Kbit/seg ,
625 μ seg .

Recuperación de la regulación de bits .

40 bits de "0" y "1" alternados en cada canal a 32 Kbit/seg,
1250 μ seg , seguidos de la primera iniciación de mensaje .

Trama de datos en la salida:

Iniciación del mensaje .

Palabra única de 16 bits en cada canal para la sincronización .
(total : 32 bits)
Palabra \neq A 0010000001110101
(Canal A)
Palabra \neq B 0001010011011100
(Canal B)

Datos de voz PCM

112 bits de datos de voz en cada canal a 32 Kbit/seg .

(total : 224)

(bits impares en el canal A , pares en el canal B.

El primer bit de la palabra PCM transmitido es el más significativo) .

La transmisión de las tramas de datos continuará hasta que la señal de salida del detector de voz se encuentre en la condición de activación .

3) Recibirá, del detector de voz , una señal de activación (ON) después de aparecer la voz a la entrada del codec PCM .

Como se debe de tener una sincronización en la transmisión y en el codificador PCM se deberá tener en cuenta un generador de regulación donde se tendrá un reloj de referencia de la unidad de regulación y frecuencia .

Sincronizador de portadora activada

El sincronizador de portadora activada hará un muestreo del detector de voz a la velocidad de palabras PCM y luego sincronizará las palabras . También enviará una señal al generador de preámbulos con la cual comenzará el preámbulo de sincronía con la portadora activada y se activará la lógica de control de memoria .

También utilizará la señal de activación de canal procedente del PSC ya sea para activar o para evitar la activación de la portadora de canal .

Generador de preámbulo

El generador de preámbulo funcionará a razón de 64 Kbit/seg y suministrará una secuencia de 40 bits de "1" lógicos seguida de 80 bits en un patrón de "0" y de dos "1" repetido 20 veces .

Durante todo el tiempo que dure el preámbulo , enviará igualmente una señal de desactivación a la salida de la memoria no interfiera en la

transmisión del preámbulo .

El preámbulo pasará directamente al excitador del modulador - demodulador.

Excitador del modulador - demodulador

El excitador del módem actuará como interfaz entre el sincronizador de transmisión y el módem tetrafásico .

Convertirá la corriente de datos combinada de 64 Kbit/seg , en dos corrientes de bits de 32 Kbit/seg cada una .

Al ocurrir la transición a la condición de activación de la portadora este excitador será fijado inicialmente en estado "1" en cada salida . De ahí en adelante , el primer bit y todos los demás bits impares del preámbulo más los datos que sigan , pasarán por la compuerta hacia la entrada del canal A del módem , mientras que los bits pares pasarán por la compuerta hacia la entrada del canal B del módem , mientras que los bits pares pasarán por la compuerta hacia el canal B .

Entre los bits del canal A y los del canal B no habrá error en saber clasificar las señales de ambos canales .

El sincronizador de transmisión enviará tres señales al modulador PSK . Suministrará una señal de ACTIVACION/DESACTIVACION de portadora en sincronía con la señal de ACTIVACION del detector de voz y la regulación de palabras PCM .

El modulador recibirá dos corrientes de datos de 32 Kbit/seg , designadas como datos del canal A y datos del canal B .

Interfaces

1) Interfaz con el detector de voz :

El sincronizador de transmisión recibirá del detector de voz una señal de ACTIVACION después de aparecer la voz en la entrada del codificador - decodificador PCM

2) Interfaz con la Unidad de regulación y frecuencia :

168

El sincronizador de transmisión recibirá de la unidad de regulación y frecuencia un reloj de referencia para efectuar toda la sincronización interna y la que requiera el codec de transmisión .

Esta fuente tendrá una estabilidad de 1×10^{-6} o más .

3) Interfaz con el codec PCM :

El sincronizador de transmisión recibirá del codec PCM de voz una corriente de datos de 56 Kbit/seg , en sincronía con la regulación suministrada al codec por el sincronizador .

4) Interfaz con el modulador PSK :

El sincronizador de transmisión enviará tres señales al modulador PSK . Emitirá una señal de ACTIVACION / DESACTIVACION de portadora en sincronía con la señal de ACTIVACION del detector de voz .

Las dos corrientes de datos de voz a 32 Kbit/seg , se designan como canal A y canal B .

Sincronizador de recepción

Descripción general :

El sincronizador de recepción .

1) Recibirá el módem PSK tetrafásico los datos y reloj recuperados y extraerá de la iniciación del mensaje con un alto grado de probabilidad la sincronización correcta de tramas .

2) Extraerá de la iniciación del mensaje las señales de fase dudosa , eliminará esta fase dudosa y enviará al codec PCM los datos recuperados y las señales afines de sincronización de interfaz .

Regulación de la señal de entrada

La señal recuperada de regulación de bits procedente del demodulador PSK se utilizará para obtener los relojes que necesitan el sincronizador de recepción y el descodificador PCM .

La presencia o ausencia de la indicación , en el demodulador PSK , de que se ha captado la portadora , permitirá o impedirá la generación de los relojes .

Detector de ambigüedad y de palabras de sincronización de trama

Una vez reconstruidos y muestreados de nuevo , los datos procedentes del demodulador PSK pasarán a través del registrador de desplazamiento de 32 bits del detector .

El sincronizador de recepción utilizará la secuencia de iniciación del mensaje que se transmite cada 4 milisegundos para detectar la fase de la portadora recuperada .

Cuando en el detector se localicen las dos palabras únicas de 16 bits se generará una señal de detección de sincronización (que significa el inicio de una nueva trama , formada cada una de ellas por 224 bits de datos más de 32 bits insertadas de palabras únicas) que se transmitirá hacia la unidad de recuperación de sincronización .

El orden en que se detecten las palabras únicas A y B se utilizará para generar una señal de corrección intercalada , que junto con las señales de fase dudosa se utilizará para ordenar la corriente de bits en forma apropiada .

Además el detector utilizará la salida de fase de 180° para cada una de los dos palabras únicas relacionadas con los canales A y B , a fin de generar las señales de resolución de fase dudosa .

Recuperación de la sincronización

La unidad de recuperación de sincronización determinará con un alto grado de probabilidad , cuando se captó por primera vez la sincronización de la trama y habiendo determinado que se captó la sincronización , eliminará las detecciones falsas durante esta modalidad de funcionamiento y mantendrá la captación hasta que se registren cinco fallas sucesivas de detección de palabra única .

La unidad de recuperación de sincronización le suministrará la regulación de trama y de bits a la sección numérica del sincronizador de recepción .

El sincronizador de recepción procesará los datos recibidos del demodulador para la eliminación de la iniciación del mensaje y suministrará al decodificador PCM una corriente de datos de 56 Kbit/seg .

Regulación de la señal de salida

El reloj de salida funcionará a razón de 56 Kbit/seg y la trama de palabras PCM será de 8 KHz .

En ambos casos habrá sincronización con la corriente de datos recibidos por medio de la unidad de recuperación de sincronización .

El codec PCM determinará las fases apropiadas de los dos relojes de salida .

Interfaces

1) El sincronizador de recepción recibirá señales de entrada del demodulador PSK y transmitirá señales de salida al decodificador PCM .

2) Interfaces del módem PSK .

Las señales recibidas del módem incluyen :

a) Indicación en que el bucle de la portadora ha logrado la captación y recuperado la regulación de los bits .

b) La regulación de bits recuperada para el reloj de referencia .

c) Los datos demodulados y reestructurados .

3) Interfaz con el codec PCM .

Las señales de salida de la interfaz con el codec PCM incluirán :

a) datos .

b) reloj de 56 KHz .

c) reloj de trama de palabras de 8 KHz .

Descripción general .

El modem de manipulación por desfase tetrafásico (Modem PSK) realiza las funciones siguientes :

- 1) Recibe a razón de 32 Kbit/seg , dos líneas paralelas de datos en ráfaga activadas por voz procedentes del sincronizador de transmisión o del códec de datos y según sea necesario , envía al subsistema IF una portadora modulada o controlada continuamente por ráfaga .
- 2) Recibe del subsistema IF un espectro FDM de portadoras moduladas y recupera del canal deseado un reloj coherente en sincronía con los datos demodulados .

Modulador

Especificaciones de la señal de entrada .

El modulador recibirá las señales siguientes :

- 1) La frecuencia intermedia (IF) de modulación procedente del oscilador local de la portadora de canal ubicado en la URF .
- 2) La frecuencia del oscilador local del primer mezclador procedente del sintetizador de frecuencia de transmisión de canal , para combinarla con el IF demodulada y producir la frecuencia IF de transmisión de la portadora de la terminal con una exactitud y estabilidad de ± 50 Hz .
Esta portadora debe ser modulada por las corrientes de bits que envía el sincronizador de transmisión de voz para producir una señal PSK tetrafásica .
- 3) Las dos corrientes de datos procedentes del sincronizador de transmisión de voz o del codec de datos designadas " datos del canal A " y " datos del canal B " a razón de 32 Kbit/seg cada una .

Los datos del canal A y del canal B generarán las fases de la portadora IF , como aparece en el siguiente cuadro :

Fase de referencia	Canal A	Canal B	Fase resultante
	1	1	0°
	0	1	+90°
	0	0	+180°
	1	0	+270° (-90°)

La fase de la portadora que está en proceso de modulación se mantendrá dentro de un margen de $\pm 1.5^\circ$ respecto de la fase nominal resultante en toda la gama de las frecuencias de entrada de la fuente .

4) Una señal de activación /desactivación (ON/OFF) proviene del sincronizador de transmisión .

La transmisión de la condición de activación a la desactivación se hará en sincronía con la señal de activación que el detector de voz envíe al sincronizador de transmisión .

Especificación de la señal de salida

El modulador emitirá una señal de salida de modulación tetrafásica y banda limitada , entrada en la frecuencia de la portadora asignada . En relación con cada ráfaga de datos , la salida IF del modulador PSF será activada mediante la señal de ACTIVACION / DESACTIVACION de portadora que emite el sincronizador de transmisión .

La relación ACTIVACION/DESACTIVACION de la portadora IF será de 35 dB o menos en todas las frecuencias .

La señal modulada de banda limitada tendrá las características siguientes :

- a) La fluctuación que ocurre cuando , debido al filtro o filtros del extremo de transmisión de cada unidad de canal la señal envolvente de portadora cruza la línea cero , será igual o inferior al 7% de un tiempo de bit (osea $0.07 \times 31.25 \mu \text{seg} = 2.1875 \mu \text{seg}$) .
- b) La potencia de la señal fuera de la banda del canal (osea la potencia en frecuencias $\geq 22.5 \text{ KHz}$) después de pasar por un filtro , será más de 26 dB inferior a la potencia de la señal dentro de la banda .

Especificaciones de la señal de entrada .

El demodulador recibirá las señales siguientes :

- 1) En el espectro IF recibido , portadoras SPADE individuales , el piloto de referencia , la portadora de CCS y la portadora OW (circuito de órdenes) . Cada portadora podrá variar en ± 3 dB respecto del valor nominal y en ± 1 KHz respecto de la frecuencia nominal , cabe hacer notar que la relación S/N por canal aumenta cuando sube el nivel de la portadora . La portadora de CCS tendrá un valor nominal 7.5 dB por encima de las portadoras de canal .
- 2) Si corresponde , una señal de selección de banda , que será una señal binaria emitida por el sintetizador de frecuencia de canal . Si se utilizan múltiples bandas , esta señal identificará la mitad de la banda IF que contiene el canal deseado .
- 3) La frecuencia del oscilador local del primer mezclador procedente del sintetizador de frecuencia de recepción de canal , a un nivel tal que cuando se mezcle con la frecuencia de recepción de la portadora deseada , produzca la primera IF del demodulador .

Recuperación de la portadora coherente y la regulación de los bits

La señal de entrada al demodulador estará compuesta de ráfagas moduladas de información . Así pues será necesario recuperar , ráfaga por ráfaga , la portadora y la regulación de los bits .

El intervalo entre ráfagas será aleatorio , pero mientras una portadora este activada , la palabra de iniciación del mensaje aparecerá cada 4 milisegundos , aunque no ocurran transiciones de bits entre cada intervalo . Una vez recuperada , la regulación de los bits se mantendrá mientras se estén recibiendo la portadora y la palabra de iniciación del mensaje .

Cada vez que el modulador activa la portadora , se envía un preámbulo específico para recuperar la portadora y la regulación de bits .

Este preámbulo consta de 20 bits de "1" exclusivamente en los canales A y B , seguidos de 40 bits de "0" y "1" alternados en cada canal , a razón de 32 Kbit/seg .

El reloj recuperado pasa al sincronizador de recepción o al decodificador de errores y tendrá una exactitud de ± 10 Hz .

Después de recibir el preámbulo , se sincronizará el demodulador y se prestará para recuperar la información .

Los circuitos para la recuperación de portadoras funcionarán , conforme a las especificaciones , en una gama de frecuencias de ± 1 KHz del centro de la frecuencia de canal del demodulador .

Especificaciones del filtro

1) Filtro paso banda de recepción .

Se proporcionará un filtro paso banda centrado en la primera IF del demodulador para seleccionar el ancho de banda del espectro recibido.

El canal deseado se centrará en el filtro y ocupará un ancho de banda de 45 KHz . Los canales adyacentes podrán estar en la frecuencia central del filtro $\pm (N) 45$ KHz , siendo N cualquier íntegro desde 1 hasta 400 .

Las características de transferencia de este filtro no afectarán adversamente al canal deseado .

Filtro de canal

El filtro de canal estará centrado en la frecuencia de portadora del demodulador que se seleccione . El filtro de canal tendrá características tales que la interferencia causada por canales adyacentes activos , cuando ambos canales adyacentes estén desplazados hacia el canal central dentro del valor máximo especificado , no produzca una tasa de error de bits mayor de 1×10^{-4} para una relación S/N no mayor de 11.2 dB , según se mida en el módem del canal central .

Esta especificación se aplicará cuando los espectros de las señales del canal interferente sean generados por portadoras moduladas con corrientes aleatorias de bits binarios .

En la N se incluye el ruido térmico y la señal de interferencia del canal adyacente .

El siguiente diagrama muestra una terminal SPADE para el sistema INTELSAT . La instalación consiste de :

- 1) Unidad interfaz terrestre .
- 2) Un número de unidades de canal para transmitir / recibir .
- 3) Unidad de señalización y conmutación de asignación por demanda . (DASS)
- 4) Subsistema de frecuencia intermedia .

El sistema opera con un solo canal de voz asignado para cada portadora de RF y para cada portadora asignada para una frecuencia separada .

Los canales de asignación de demanda están suministrados sin control central .

La modulación de pulsos codificados (PCM) es usado para la codificación de canales y la modulación PSK con cuatro fases siendo usada para la modulación de cada portadora .

La coordinación del sistema es mantenida a través de un canal común de señalización (CCS) empleando acceso múltiple por división en el tiempo (TDMA) . Las características de los canales de comunicaciones y señalización son las siguientes .

Características del sistema SPADE

Características del canal de comunicaciones .

Codificación del canal	PCM
Modulación	PSK , 4 fases .
Razón de bits	64 Kbps .
Ancho de banda por canal	38 KHz.
Espaciamiento del canal	45 KHz .
Estabilidad requerida	± 2 KHz (con control automático de frecuencia)
Razón en el bit de error	1×10^{-4}

Características del canal común de señalización (DASS)

Tipo de acceso	TDMA
Razón de bit	128 Kbps
Modulación	PSK , 2 fases .
Longitud disponible	50 milisegundos
Longitud de explotación	1 milisegundo .
Número de acceso	50 (49 estaciones con 1 referencia)
Razón en el bit de error	1×10^{-7}

Note que el CCS es más protegido que los canales de comunicaciones .

Este opera a una razón de datos de 128 Kbps con codificación , usa PSK de dos fases y tiene una razón en el bit de error de 1×10^{-7} .

La unidad de interface terrestre SPADE provee a interface la llamada de señalización para iniciar , supervisa y termina con todas las llamadas en forma sistemática .

Cuando una llamada pedida es recibida desde un centro de transito local (CT) la unidad DASS automáticamente selecciona un par de frecuencias del "pool" de canales disponibles y pone en alerta a la estación destino a que una llamada entrará y se pide que asigne una frecuencia .

Todas las unidades DASS utilizan la información de señalización diseminada por el CCS para que en el caso de que ya no se use la frecuencia que se usó para establecer la comunicación , se pueda dar para establecer nuevas llamadas .

La frecuencia seleccionada para la llamada que es transmitida es suministrada a la unidad de canal por un sintetizador de frecuencia que es capaz de generar cualquiera de las 800 frecuencias discretas usando códigos digitales provistos por la unidad DASS .

Esta frecuencia es usada para la portadora que se emplea para transmitir y la del oscilador local de la señal recibida .

Los canales están basados en el uso común del sintetizador para las señales recibidas y transmitidas .

Sobre la activación del modem , la unidad DASS conduce un circuito que tiene dos caminos .

Una vez que la llamada ha sido establecida , la señal analógica recibida por la unidad de canal es enviada a un códec PCM , en el cual transforma esta señal analógica a una señal digital para que se pueda transmitir al satélite y después transformar la señal de la forma digital a analógica en el lugar de destino .

El contenido del canal de voz viene desde el CT y es detectado por un detector de voz , el cual es usado para que penetre la portadora de canal en forma activada o desactivada . Esto sirve para conservar la potencia del satélite como función de la actividad del parlante .

El haz digital en forma de bits dentro y fuera del códec PCM es sincronizado por medio del sincronizador de transmisión - recepción .

El haz digital en forma de bits es usado tanto en la transmisión y recepción .

El módem PSK modula la frecuencia portadora asignada con el bit de referencia a la salida y se demodula en forma coherente para recobrar la portadora y el espaciamiento de los bits asociados con las señales recibidas .

Las portadoras moduladas , tanto la que entra como sale en el sistema , pasan a través de un subsistema común de frecuencia intermedia (IF) en PSK .

La portadora usada por el módem del CCS se pasa a través también del subsistema de IF .

Cuando se llegó a concluir la comunicación , una señal de control proveniente de la CT , autoriza a la unidad DASS a que el circuito que se usó para mantener la comunicación regrese al "pool" de frecuencias .

Esta información se pasa a todas las estaciones terrenas via CCS .

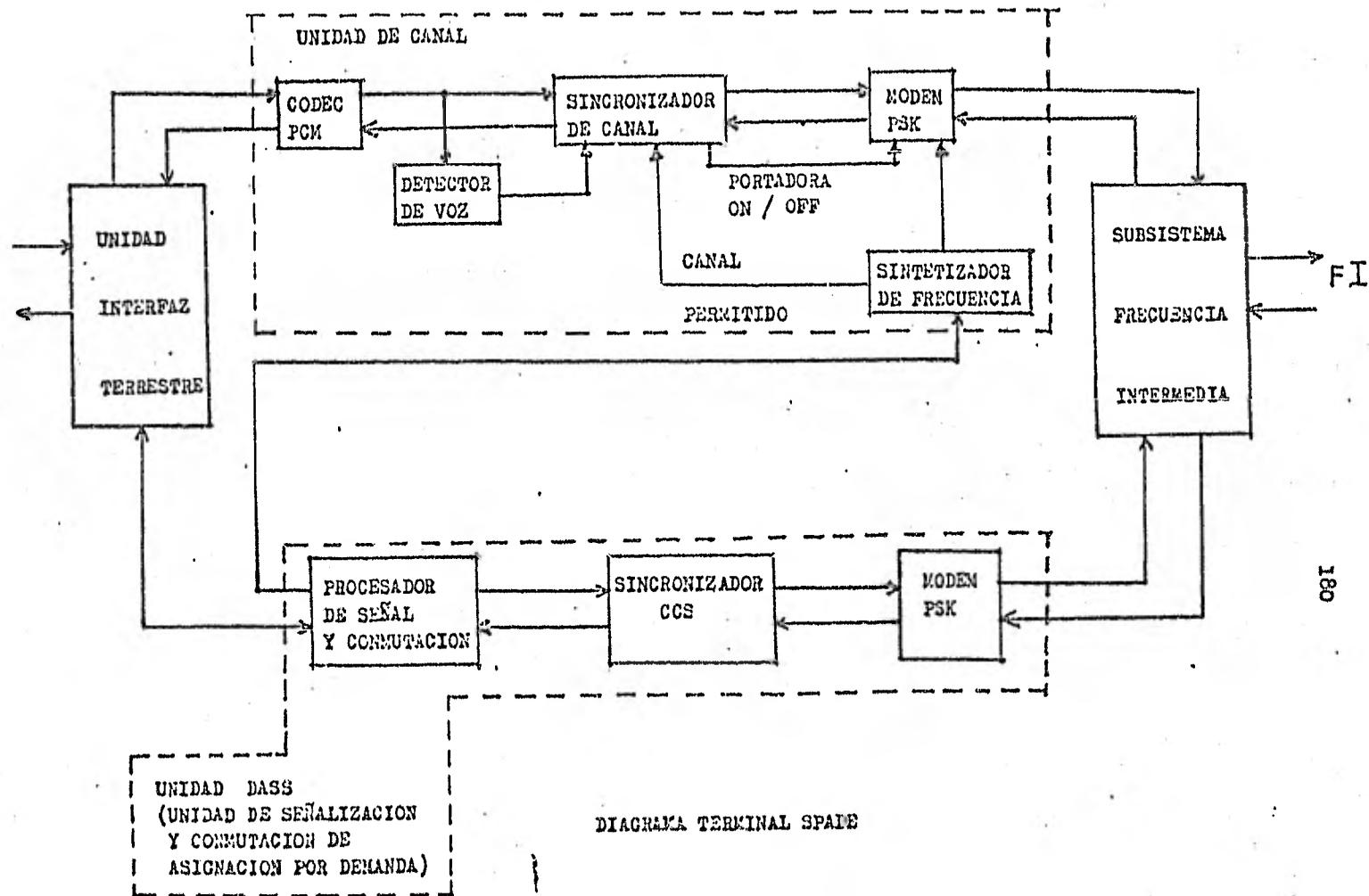


DIAGRAMA TERMINAL SPACE

081

El flujo de la señalización y la información a través del sistema SPADE pueden ser vistos por medio de las siguientes diagramas .

Los puntos indican una señal terrestre que va llegando a una CT en la unidad DASS de la estación terrena A . La unidad DASS marca la ruta de la información via CCS , operando en el modo de transmisión de TDMA , para la participación de las estaciones terrenas .

Al iniciarse esta ruta , la estación A requiere de la localización de una frecuencia en particular para una llamada utilizando una tabulación de frecuencias continuamente revisadas via CCS .

La estación C , ya que éste es el destino de la llamada los monitores del canal común de señalización anotan el registro de la estación A y la frecuencia que se usa .

Si ninguna otra estación ha requerido esa frecuencia antes de la estación A la estación C solicita la transmisión de llamada , asigna la frecuencia al equipo del canal y procede a verificar en forma continua y establece el contacto por medio de la vía de CT .

La estación A monitorea el CCS entre el tiempo que es solicitada una frecuencia y el tiempo que se requiere para recibir su propia solicitud para poder transmitir (el tiempo es de 240 milisegundos) .

Si durante ese tiempo , otra estación terrena ha solicitado la misma frecuencia , tanto las estaciones A y C , tendrían que registrar como un punto de localización ocupado en sus registros y por lo tanto la estación A tendría que iniciar una nueva solicitud de frecuencia .

Para minimizar los errores en la solicitud de frecuencias para asignar la frecuencia , cada estación revisa en forma periódica la lista de frecuencias disponibles que se encuentran almacenadas en la unidad DASS . Se debe mencionar que la escala de tiempo para el acceso al CCS ocurre cada 50 milisegundos y que la duración de acceso al satélite es de 1 milisegundo . La estación A puede por lo tanto iniciar otras llamadas ,

considerando que en un caso determinado es una estación de referencia .
Puede considerarse que cuando la estación A esta dejando a que otras es -
taciones terrenas transmitan , ahora ésta espera a que la estación terrena
C responda con la señal y frecuencia adecuada on el tiempo que ya se tiene
establecido .

La señal de comunicación (ver figura 2) es recibida por la unidad de
canal en la instalación de la estación terrena A .

Con respecto a la apropiada señal de recepción desde la unidad DASS , el
módem de esa unidad de canal asigna a la señal un par particular de fre -
cuencia portadora (f_3 en este caso) .

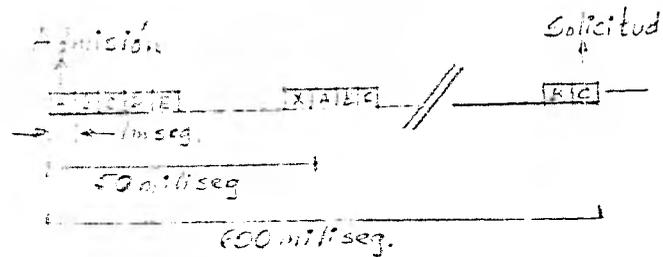
El módem en la estación destino F asigna el correspondiente par de fre -
cuencias transmisión / recepción .

Para la duración de este contacto , f_3 se mantiene al circuito asignado
mientras que para otros usuarios no se encuentra disponible .

Al finalizar la comunicación , f_3 retorna al sistema "pool" para su nueva
colocación y pueda ser usado de nuevo pero ahora con otro usuario .

En la estación F , la llamada llega a la frecuencia f_3 , siendo demodulada
en una unidad particular en el cual f_3 ha sido asignado y es enviada al
exterior , via CT , especialmente al suscriptor sobre el enlace terrestre .

Pudo hacerse notar que las estaciones origen y destino (AyF) , los con -
tactos terrestres entre la CT y la estación terrena son asignadas arbi -
trariamente , ya que el equipo de asignación es independiente de la fuente
de llamada o destino .



Acceso múltiple por división de tiempo para la señalización.

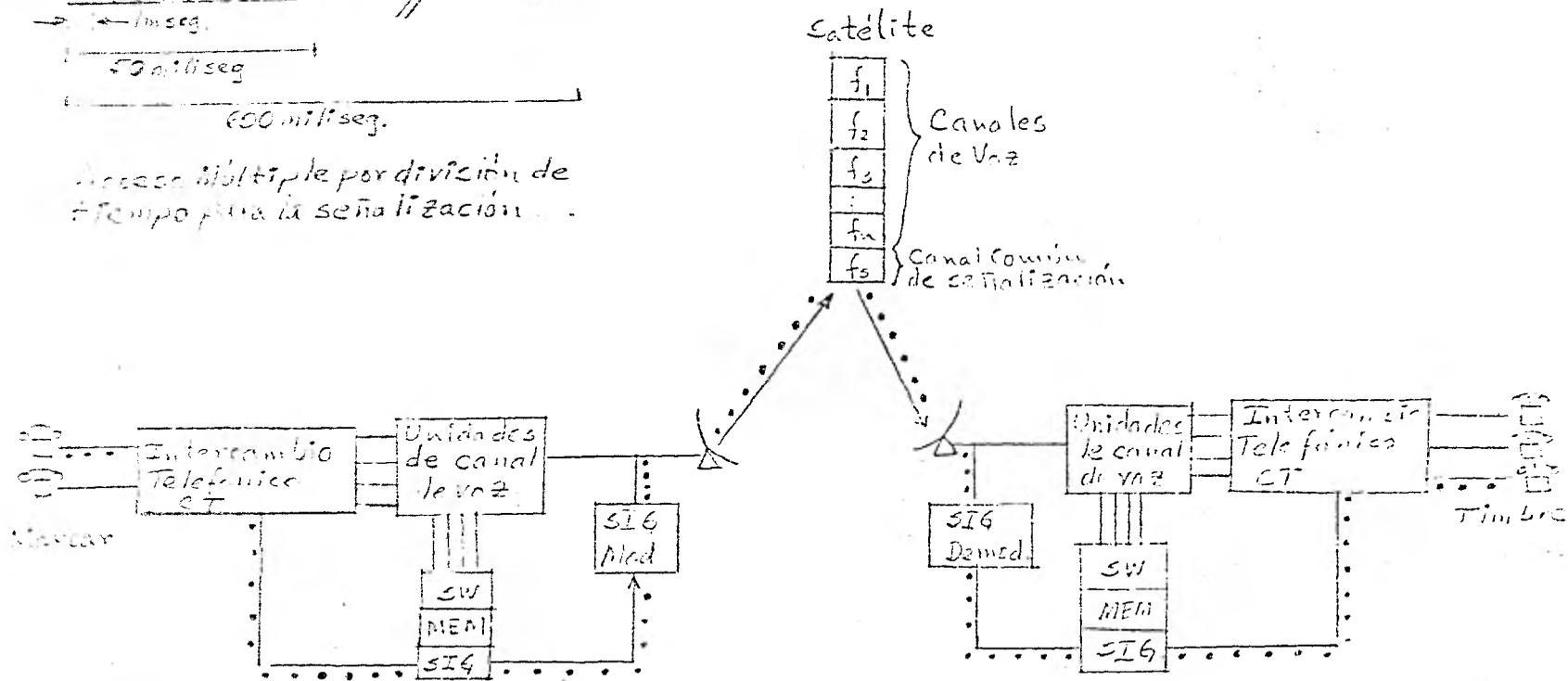


Figura #1. Flujo de la señal en un sistema de asignación de demanda. SIA: E. arreglos que se requieren en marcar la ruta.

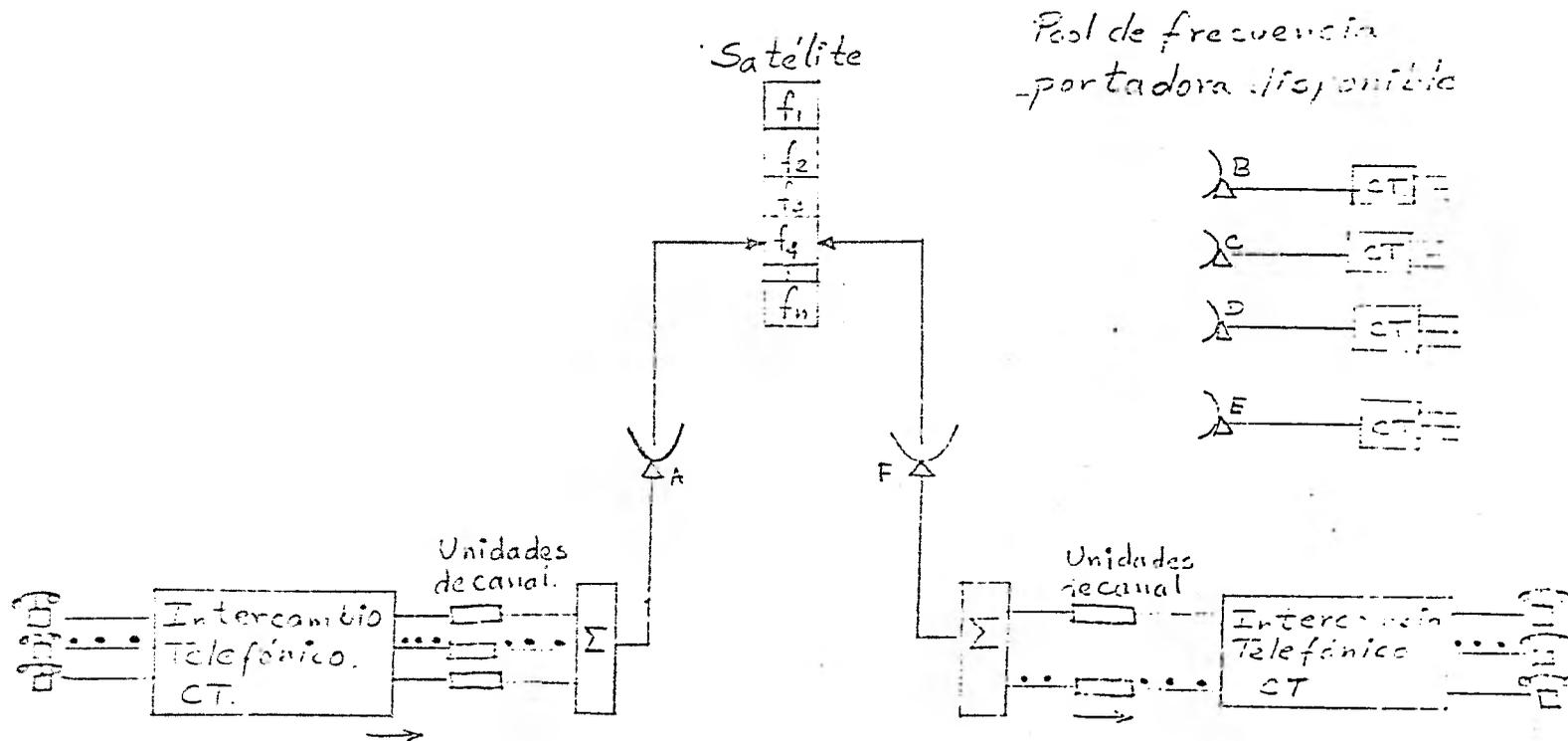


Figura #2

Flujo de la señal de voz en el sistema de asignación de demanda SPADE.

3.3) Acceso Múltiple por Distribución en el Tiempo (TDMA) . 185

El TDMA es una técnica de acceso múltiple mediante las estaciones co - munican entre sí sin que se solapen las ráfagas transmitidas a través de un repetidor de satélite .

Las señales de banda base pueden ser de muchos tipos , pero hay que convertir las en señales digitales antes de la modulación .

En TDMA es singularmente adecuado para la transmisión de señales digitales como telefonía (TDM+PCM) (modulación por distribución en el tiempo - modulación por pulsos codificados) o las señales de datos .

El TDMA se ha usado en diversos sistemas , por , ejemplo en el sistema SPADE y MARISAT para los canales de señalización y de información de acceso .

Se caracteriza TDMA por las duraciones de la trama y del intervalo elemental (ver figura 1) . El intervalo elemental atribuido a una estación terrena consiste en un tiempo de guarda , un preámbulo y la información que se ha de transmitir .

El preámbulo contiene información auxiliar para la organización del sistema como la información de sincronización y el encaminamiento .

La duración del tiempo de guarda y del preámbulo depende en gran medida del principio que rige la organización del sistema .

El mensaje está constituido por cierto número de unidades básicas de canal . Una unidad básica de canal es una muestra codificada de un canal telefónico o una señal digital de banda base .

En un sistema de servicio fijo por satélite con TDMA , a cada estación terrena participante se le puede asignar más de un intervalo de tiempo .

Una secuencia completa de transmisiones de una estación terrena constituye la duración de la trama .

Los intervalos elementales de las diferentes estaciones terrenas pueden diferir por su duración , según el volumen de tráfico que se ha de transmitir .

La duración de la trama está limitada por el retardo máximo de transmisión admisible .

El receptor de la estación terrena identifica la transmisión deseada observando la información en los intervalos elementales que se presentan periódicamente pertenecientes a la estación terrena correspondiente .

Se consigue una anchura de banda mínima del sistema cuando en todas las estaciones terrenas se usa la misma portadora en radiofrecuencia .

Razones de sincronización y de temporización imponen un límite mínimo a la duración del tiempo asignado a cada estación terrena .

Esta limitación , más la necesidad de la compresión en el tiempo de las señales de banda base para la transmisión discontinua , conduce a una técnica de distribución en el tiempo con la que pueden transmitirse los impulsos correspondientes a más de una muestra de un canal telefónico en cada intervalo de tiempo .

La duración de la trama está limitada por el retardo de transmisión máximo admisible y la duración del intervalo elemental por el número de estaciones y por el tiempo de guarda .

El contenido del intervalo elemental sólo está limitado por los formatos de modulación que en él se pueden transmitir .

El tiempo de propagación es el principal factor de retardo en el caso del satélite geostacionario .

Por eso , en los sistemas de satélites geostacionarios que encaminen tráfico telefónico , no se pueden permitir retardos excesivos de otras fuentes que supongan una fracción apreciable del tiempo de transmisión .

Esto determina un valor máximo para la duración de la trama .

Sin embargo , en la práctica , la optimización de la duración de la trama desde el punto de vista de la eficacia del acceso frente al costo de la memoria en un sistema de acceso múltiple , lleva actualmente a valores de dicha duración mucho menores que este valor máximo .

Los requisitos del preámbulo originan en los sistemas TDMA una disminución de la capacidad telefónica disponible , de forma que la eficacia de trama definida como la fracción utilizable de la capacidad de la trama , decrece al aumentar el número de las estaciones del sistema .

Un método conveniente para limitar esta pérdida de eficacia , consiste en alargar la duración de la trama usando circuito de memoria intermedia . Este método de operación , denominado " multitrama " es tanto más ventajoso cuanto mayores son el número de estaciones por trama y la longitud del preámbulo por estación .

Otra posibilidad es un sistema que emplee una sincronización entre los intervalos elementales atribuidos a una estación terrena determinada lo que permite preámbulos más cortos y esto , a su vez , una mayor eficacia de la trama . La eficacia de la trama aumenta , por lo general , cuando crece la longitud de la trama de TDMA , según se ve en la figura 2 .

El punto en que este crecimiento se hace insignificante depende de la longitud del preámbulo y del número de estaciones del sistema .

En la práctica , la longitud óptima de la trama TDMA para un sistema dado , estará determinado por las condiciones de explotación y por las exigencias del equipo del segmento terreno , tanto como por la necesidad de tener una gran eficacia de trama.

En los sistemas TDMA hay que tener una señal de base de tiempo de referencia Esta señal de referencia de trama suele tener su origen en una estación terrena seleccionada y es retransmitida por el satélite a las otras estaciones terrenas .

Los intervalos elementales transmitidos se sincronizan con el intervalo de referencia de trama corrigiendo las variaciones durante el trayecto a una velocidad igual a la derivada del retardo de propagación sobre el trayecto .

Esto puede hacerse extrayendo de la señal TDMA recibida el error de temporización de la señal transmitida, cuando la señal transmitida por una estación terrena se devuelve a dicha estación terrena vía satélite.

Sin embargo, esta condición no se puede cumplir cuando el sistema TDMA trabaja con antenas de haz restringido en el satélite.

En este caso se pueden emplear varias técnicas para conseguir la sincronización a saber:

- el error de temporización puede medirse en la estación terrena destinataria y comunicarse a la estación terrena transmisora;
- si las terminales TDMA de una estación terrena trabajan con antenas de haz restringidos y antenas de cobertura global.

El error de temporización puede proceder de la terminal TDMA que trabaja con la antena de cobertura global del satélite y la temporización de la señal TDMA transmitida por la terminal al que trabaja con la antena de haz restringido puede sincronizarse a la de la antena de haz global adoptando la sincronización común de trama en todo el sistema TDMA.

En este caso, la información de temporización se puede derivar usando una ráfaga TDMA o por medio de una portadora aparte modulada en frecuencia utilizando una pequeña porción de la capacidad de un transponder TDMA de cobertura global.

- La posición exacta del satélite se mide en la estación de referencia y la información se transmite, junto con la temporización de trama, a todas las estaciones.

- La estación terrena determina su propio retardo de propagación hasta el satélite con gran precisión antes de transmitir su propia señal y las estaciones se sincronizan pasivamente.

En los sistemas de radiocomunicaciones digitales conviene elegir métodos de modulación y detección que originen la mínima proporción de bits erróneos con una potencia de salida dada.

La modulación de manipulación por desplazamiento de fase (PSK) y la detección coherente ofrecen ventajas a este respecto. Sin embargo, por ser las señales transmitidas ráfagas de señales PSK y por no ser coherentes las portadoras ni las señales de base de tiempo entre las señales de base de tiempo entre las estaciones terrenas, se necesita reconstruir al principio de cada ráfaga la portadora de referencia para la detección coherente y la reconstitución de las señales de base de tiempo para la definición de las señales.

Algunos de los sistemas TDMA que estamos considerando están provistos de dispositivos para efectuar el sincronismo con un reloj, lo que aminora la necesidad de bits complementarios para la reconstitución de las señales de base de tiempo. Naturalmente, esto acrecienta también la eficacia de la trama.

En lo que a tráfico se refiere, los sistemas TDMA tiene mayor flexibilidad que los sistemas FDMA. La transmisión de una ráfaga se hace a la velocidad de bits del sistema TDMA de que se trate.

Tienen en cambio, los sistemas TDMA la desventaja de requerir una elevada potencia de transmisión en cada estación terrena participante cualesquiera que sean sus condiciones de tráfico.

Una estación que necesita un cambio del número de canales transmitidos lo único que tienen que hacer es modificar la longitud de las ráfagas. La flexibilidad, particularmente en un sistema de asignación por demanda en que puede variar el número de canales de tráfico por estación terrena exige una disciplina general en la red.

Según sea la organización del sistema, esta función puede realizarla una estación central de control de la red o en los sistemas descentralizados, las terminales de tierra ateniéndose a una disciplina de red previamente establecida.

En toda la organización de red tiene que haber circuitos para comunicaciones de servicio entre las estaciones terrenas participantes.

El tiempo asignado a los circuitos tiene que ser muy corto.

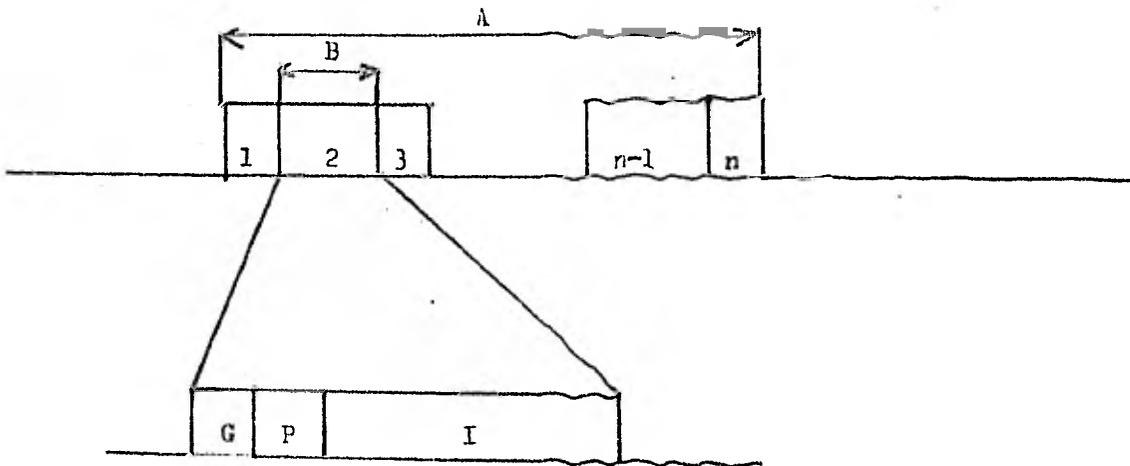


Figura 1.- Formato de un sistema de acceso múltiple por distribución en el tiempo .

- A: Duración de la trama .
- B: Intervalo de tiempo elemental asignado a una estación terrena : dentro del intervalo elemental la estación terrena transmite información en forma de ráfagas de impulsos .
- G: Tiempo de guarda entre las emisiones sucesivas de las estaciones terrenas .
- P: Prefámbulo que contiene la información complementaria necesaria para la organización del sistema .
- I: Información .

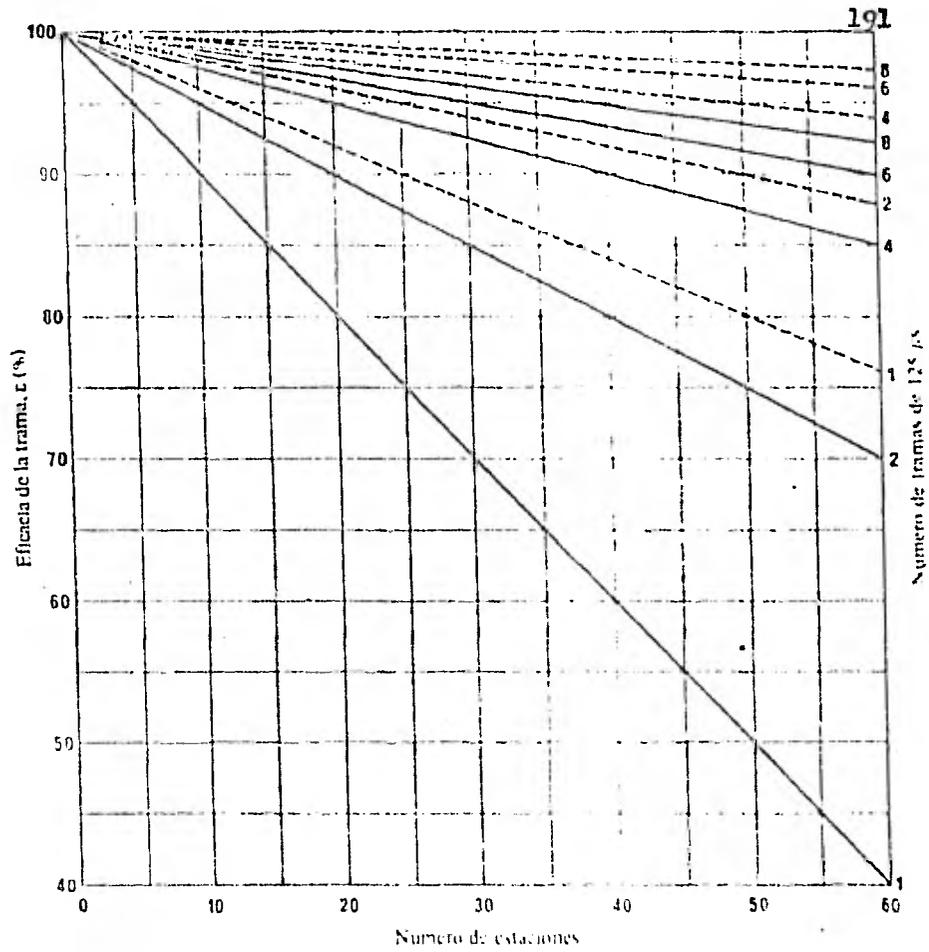
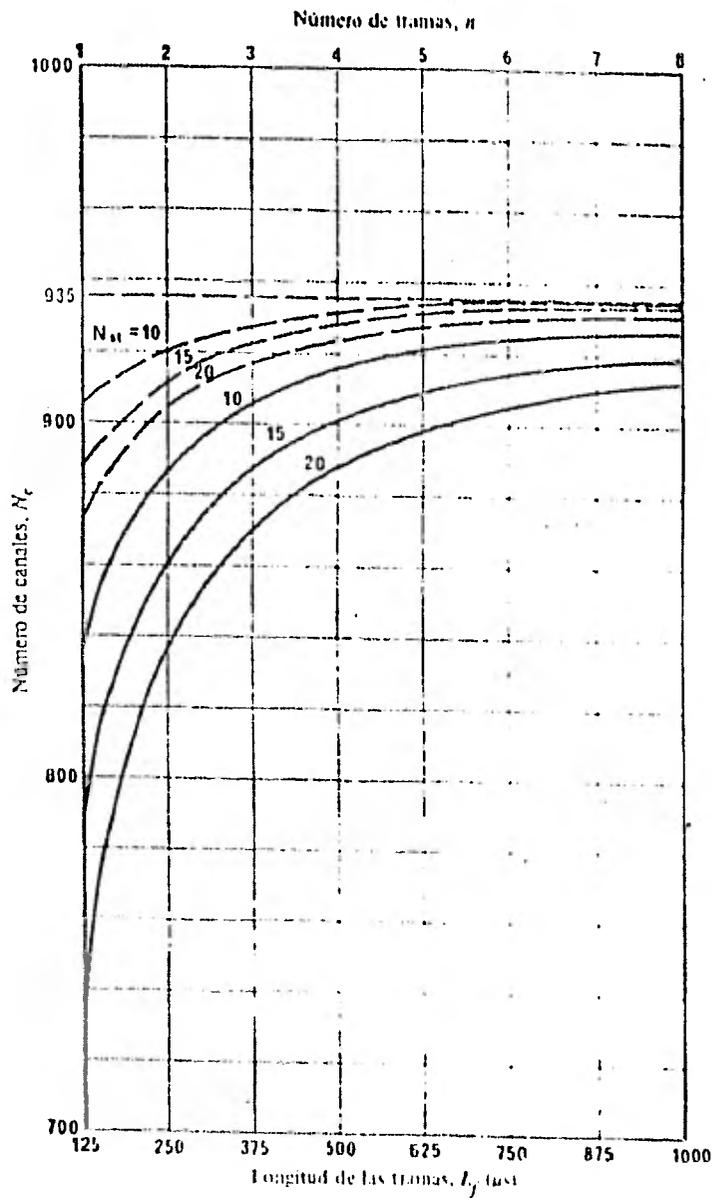


FIGURA 2 - Eficacia de la trama en los sistemas TDMA

- Longitud del preámbulo 40 símbolos (80 bits)
(funcionamiento asíncrono de los relojes)
- - - Longitud del preámbulo 16 símbolos (32 bits)
(funcionamiento coherente de los relojes)



Capacidad neta de canales de un sistema TDMA con un transponder de satélite de 36 MHz , en función de la longitud de la trama (L_f)
 Velocidad de transmisión de bits del enlace : 60 Mbits/seg .

N_{st} : Número de estaciones del sistema .

- Longitud del preámbulo: 40 símbolos (60 bits)
(funcionamiento asíncrono de los relojes)
- - - Longitud del preámbulo : 16 símbolos (32 bits)
(funcionamiento coherente de los relojes)

Generalidades .

La técnica de acceso múltiple por división en el tiempo es método efectivo en el cual la capacidad del canal en el satélite se incrementa en forma significativa .

La técnica a usar es que diversas estaciones terrenas hacen uso de un transponder común del satélite y las señales que se transmiten son ráfagas de las señales portadoras en los cuales llegan al transponder del satélite de modo que no se traslapen .

Cabe señalar que si más de una portadora es amplificada simultáneamente con otra en un sólo transponder , la capacidad total del canal de este repetidor es reducida porque esto obedece a las características no lineales del transponder en el satélite cuando opera en altos niveles de potencia a la salida .

La portadora esta presente en un determinado instante de tiempo cuando se asigna el transponder del satélite .

Es compatible con los sistemas modernos de comunicación digital y ofrece una gran flexibilidad en acomodar los sistemas de transmisión .

Se tienen bajos costos de inversión .

La forma de poder transmitir la información al satélite es la siguiente : Una estación terrena actúa como referencia y transmite ráfagas en forma periódica sin perder el contacto con el control que se tiene para realizar el enlace . Las otras estaciones terrenas que forman parte de todo el sistema de comunicaciones usan también el control para mantener una sincronización a través del satélite para poder colocar la ráfaga que se ha de transmitir con el tiempo que se ha de asignar .

En el sistema TDMA de INTELSAT , una ráfaga de sincronización actúa como referencia sin tener información y ésta es radiada por una estación terrena

en el cuál en forma subsecuente envía después la ráfaga de datos en forma normal .

Si por alguna razón , esta estación de referencia falla en el momento de transmitir la ráfaga de sincronización , una estación asume automáticamente la responsabilidad de ser la referencia en el sistema y coloca una ráfaga de sincronización en el mismo lugar de tiempo de acuerdo al TDMA .

TECNICAS DE ACCESO MULTIPLE

Las técnicas de acceso múltiple permiten que muchas estaciones utilicen simultáneamente el mismo canal de transmisión para conectarse entre sí o con una red . Desde el punto de vista del curso del tráfico , el acceso de las estaciones al canal de transmisión puede revestir la forma de una asignación previa , de acuerdo con un plan fijo o programado o de una asignación en función de la demanda es decir variable .

En este último caso , se obtiene un aumento de la capacidad de tráfico pero a costa de ciertas complicaciones en la realización del sistema . En el acceso múltiple por división en el tiempo (TDMA) o (AMDT) cada estación utiliza parte del tiempo disponible en un canal de transmisión y el formato de la señal completa contiene ráfagas de transmisión no superpuestas .

Cada ráfaga genera una estación a una velocidad binaria única (figura 1). La ráfaga se compone de un periodo de guarda y de bits para el restablecimiento de la portadora de referencia y de la temporización , bits con información relativa al encaminamiento , etc , y de bits de información . Actualmente se prevé emplear el TDMA en muchos sistemas de satélite y se considera que la introducción de la conmutación en el satélite (TDMA-CS) junto con el empleo de múltiples haces de cobertura restringida constituye un paso más hacia la realización de satélites de mayor capacidad .

En la figura 2 se muestra una posible organización de las ráfagas para un sistema (TDMA-CS) .

Se han contemplado también otras soluciones por ejemplo , sustituir la matriz de conmutación por la exploración de ciertos números de haces estrechos de satélite que iluminen la estación terrena únicamente mientras duren las ráfagas transmitidas y recibidas .

La conveniencia de la transmisión digital es aún mayor cuando se utiliza junto con técnicas de acceso múltiple y de interpolación digital de conversaciones .

En un sistema de satélite que emplee modulación analógica y acceso múltiple por distribución de frecuencia (FDMA) por ejemplo , habrá una reducción considerable de la capacidad si el número de portadoras por transponder aumenta , debido a la necesaria reducción de la potencia de salida del tubo de onda progresiva respecto al punto de saturación .

Ocho accesos determinan una reducción del 50% .

En los sistemas de TDMA , el aumento del número de accesos sólo da lugar a una pequeña reducción del número de canales vocales , debido al aumento de los tiempos de guarda y del número de preámbulos en la estructura de la trama .

En los sistemas de telecomunicación por satélite se orienta también el empleo de técnicas digitales , en comparación con los sistemas FDMA y que tendría las ventajas principales siguientes :

- a) Mayor eficacia de utilización del espectro .
- b) Economía , merced a un empleo más adecuado de la anchura de banda y la potencia del satélite .
- c) Mayor flexibilidad .

Las comunicaciones digitales por satélite proporcionarán más del doble de la capacidad de comunicaciones en comparación con los sistemas FDM-FM-FDMA que utilizan la misma anchura de banda .

El enlace de TDMA puede utilizar señales en modo de ráfagas .

Aunque las frecuencias portadora y de reloj están bastante proximas entre las ráfagas puede no proveerse la coherencia de la portadora o las fases del reloj entre las ráfagas .

Por lo tanto , a fin de regenerar las señales de banda base , deben recuperarse las frecuencias de la portadora y del reloj en el preámbulo de cada ráfaga .

Resulta considerar la temporización de todas las ráfagas de TDMA por medio del reloj del satélite . .

Una memoria absorbe la pequeña diferencia entre la frecuencia de reloj recuperada y el reloj de a bordo .

La conversión de la modulación en el satélite permite , por ejemplo , la modulación de un espectro más amplio en el enlace ascendente y la manipulación por desplazamiento de fase en el enlace descendente .

La eficacia de transmisión de la modulación de un espectro más amplio es demasiado reducida para comunicaciones comerciales , pero la eliminación de la interferencia puede ser importante en algunas circunstancias .

Una posibilidad es la modulación por desplazamiento de fase de 8 niveles en el enlace ascendente y la de 4 niveles en el enlace descendente , puesto que la relación señal / ruido es normalmente en el enlace ascendente .

El sistema de acceso múltiple por división en el tiempo/ conmutación en el satélite (TDMA/CS) es un sistema de comunicación por satélite muy eficaz en el cual múltiples antenas de haces estrechos cubren cada zona utilizando la misma banda de frecuencia y la interconexión entre los haces se efectúa mediante conmutación por distribución en el tiempo .

Para una terminal TDMA se tiene de uno o más módulos de interface terrestre (TIM) unidad de control , modems PSK y una unidad de mantenimiento .

La información que se transmite es normalmente recibida de los centros de conmutación o también conocidas como centrales de tránsito (CT) vía enlace terrestre .

El TIM brinda procesamiento de la banda base para convertir estas señales de la forma analógica a digital .

Se tiene un muestreo de los datos (ya sea en forma compuesta o por canal de acuerdo a un formato) ya sea como una u otra señal van a la unidad DSI o directamente a la unidad de control para su transmisión .

La unidad de control tiene las funciones que son :

- a) El control en la terminal TDMA .
- b) La adquisición y sincronización en la terminal TDMA .

Dependiendo del diseño de la terminal TIM puede transmitir y recibir señales , considerando un multiplexaje .

CAPACIDAD DE CANAL TDMA

La capacidad nominal de un transponder de satélite usando TDMA se puede aproximar bajo la siguiente expresión :

$$R_b = W + B - C_w$$

R_b : la proporción de bits cuando se realiza el enlace de transmisión al satélite (caso de banda limitada) (dB) .

W : Ancho de banda del transponder en el satélite .

B : Proporción de la razón bit a razón símbolo .

(1 para 2 fases FSK , 2 para 4 fases PSK , 3 para 8 fases PSK) .

C_w : Proporción del ancho de banda del transponder en relación a los posibles símbolos en banda limitada a través del transponder (valor típico 1.2)

Si el canal del satélite esta limitado en potencia en el enlace descendente la ecuación es :

$$R_p = e.i.r.p - P_L + G/T - K - E_b / N_o - M$$

R_p : Proporción de bits en el enlace de transmisión al satélite (dB)
(caso de potencia limitada) .

e.i.r.p : potencia radiada isotropicamente equivalente del satélite por transponder .

P_L : pérdidas en el enlace descendente .

G/T : proporción ganancia / temperatura de la estación terrena receptora .

K : constante de Boltzman (- 228.6 dBW / Hz °K)

E_b / N_o : relación de la energía por bit transmitido a la densidad de potencia de ruido , en la probabilidad de error de bit de 1×10^{-4} (8.4 dB para 4 fases PSK)

M : Margen del sistema total .

La capacidad del canal de voz , de un sistema TDMA usando codificación digital de voz puede ser expresado como :

$$C = \frac{1}{V} \left(R - \frac{NP}{T} \right)$$

R : Proporción de bits en el enlace de transmisión al satélite .

V : Proporción de bits para un canal de voz .

N : número de ráfagas en un formato (trama) .

P : número de bits en el preámbulo .

T : periodo del formato (trama) .

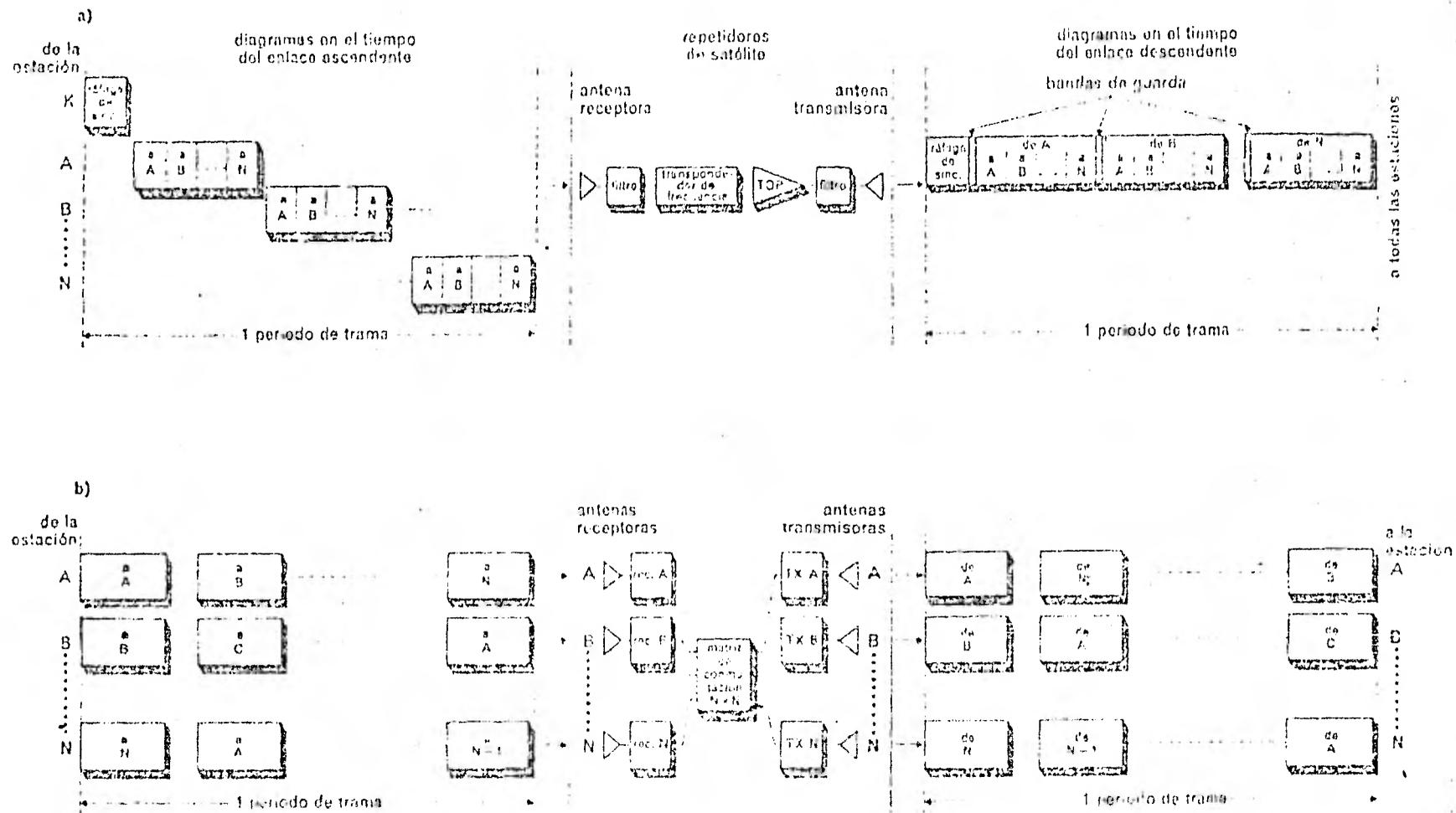


FIGURA 2. a) TDMA . b) TDMA - CS

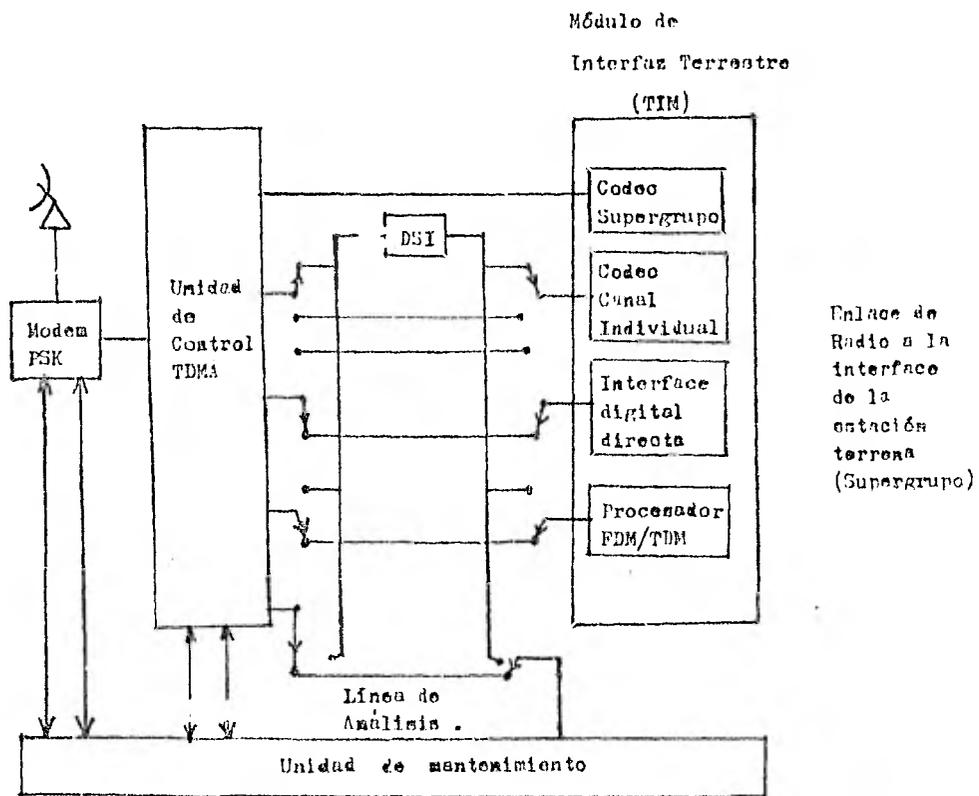


Diagrama simplificado de la terminal TDMA

Se considera que una terminal de tráfico que transmita a razón de 120Mbit/seg .
En modalidad de Acceso Múltiple por División en el Tiempo (TDMA) y
utilice la técnica de Interpolación Numérica de Voz (DSI) .

El sistema TDMA / DSI será usado con los satélites INTELSAT V y pos -
teriores . La utilización del equipo TDMA con los satélites INTELSAT V
exige que el equipo funcione con transponders hemisféricos y de zona
de 80 MHz en 6/4 GHz y con transponders de haz de pincel en 14/11 GHz .
Cuando se use en los satélites posteriores al INTELSAT V se espera
que el equipo funcione con los transponders conmutables a bordo del
satélite .

Características principales del sistema TDMA/DSI

Las características principales son :

- a) Velocidad nominal de transmisión de 120 Mbit/seg .
- b) Duración nominal de trama TDMA de 2 milisegundos .
- c) Modulación por desplazamiento cuadrifásico (QPSK) .
- d) Corrección de errores hacia adelante (FEC) aplicada a ráfagas de tráfico seleccionadas .

Características de la estación de referencia

Cada transponder será atendido por dos estaciones de referencia lo que permitirá explotar las terminales con ráfagas de referencia primarias y auxiliares . Cada estación de referencia generará una ráfaga de referencia por transponder con objeto de :

- a) Proporcionar información a las terminales de tráfico y demás estaciones de referencia .
- b) Proporcionar información sobre la sincronización a las terminales de tráfico y demás estaciones de referencia .
- c) Controlar los cambios en el plan de secuencia de ráfagas .
- d) Proporcionar sincronización común entre varios transponders de satélite a fin de permitir efectuar saltos de un transponder a otro.
- e) Proporcionar circuitos de órdenes telefónicos y de teletipo .

Características de las terminales de tráfico

Las terminales de tráfico desempeñarán las siguientes funciones necesarias para proporcionar ráfagas portadoras de tráfico en sincronía con las ráfagas de referencia .

- a) Efectuar la adquisición y sincronización .
- b) Generar ráfagas de portadoras de tráfico y de información de servicio .
- c) Hacer interfaz con las redes terrestres .
- d) Aplicar la interpolación numérica de voz (DSI) a tráfico seleccionado .
- e) Efectuar saltos entre transponders , cuando sea necesario .
- f) Suministrar circuitos de órdenes telefónicos y de teletipo .

Indicación Convencional

Cuando un número está representado por un código , se usa la representación binaria . Los bits más significativos son transmitidos primero .

Características de desempeño de la radio frecuencia (RF)

A las estaciones terrenas podrá pedírseles que transmitan hacia uno o más transponders y que reciban de uno o más de ellos , ráfagas no superpuestas dentro de una trama TDMA , según el plan de secuencia de ráfagas por tinotes . Cabe señalar que la transmisión hacia uno o más transponders o recepción de uno o más de ellos , de ráfagas no superpuestas dentro de una trama TDMA se designa como salto entre transponders .

Tolerancias de frecuencias y variación de la frecuencia entre ráfagas

La conversión de frecuencias se efectuará sin invertir el espectro de frecuencias de la señal RF , bien a la salida del convertidor elevador en la estación terrena transmisora o bien a la salida del convertidor - reductor en la estación terrena receptora .

La tolerancia de la frecuencia de transmisión de la cadena o cadenas ascendentes de estaciones terrenas transmisoras no excederán de ± 2 MHz . Este valor incluirá la incertidumbre máxima del ajuste inicial y la deriva de todos los osciladores en la cadena de transmisión.

La tolerancia de la frecuencia de recepción de la portadora RF no excederá de ± 30 KHz .

Este margen incluye incertidumbre en cuanto a la frecuencia de la estación terrena transmisora , el efecto Doppler en el trayecto ascendente , errores de traslación en el oscilador local del satélite y el efecto Doppler en el trayecto descendente .

La variación de frecuencia entre ráfagas se debe de considerar cuando se trabaja usando el mismo receptor del satélite , la variación de la frecuencia de recepción de la portadora RF entre cualesquiera dos ráfagas no excederá de 6 KHz .

La variación de la frecuencia de una ráfaga a otra incluye la tolerancia de la frecuencia de transmisión de las estaciones terrenas y el efecto Doppler en el trayecto ascendente .

P.i.r.e de la estación terrena

Las especificaciones del INTELSAT V permiten una variación de ± 2 dB en la densidad de flujo para la saturación .

Por tanto , a las estaciones terrenas tal vez se les exija que compensen esta variación en la sensibilidad del satélite .

La estación terrena deberá poder radiar los valores de p.i.r.e . , indicados en el siguiente cuadro , los cuales son 2 dB mayores que los niveles nominales esperados .

Capacidad de p.i.r.e

Banda de frecuencia	P.i.r.e (dBW)
5.925 - 6.425 GHz	90.5 - 0.02 ($\alpha - 10$)
14.0 - 14.5 GHz	
Enlace ascendente , haz pincel Oeste	85.0
Enlace ascendente , " " Este	88.0

α es el ángulo de elevación de la estación terrena , en grados .

El desempeño obtenible del demodulador en el sistema TDMA/DSI depende del control de las no linealidades debidas al amplificador de alta potencia (AAP) de transmisión .

Por consiguiente , la capacidad obligatoria de p.i.r.e ., se entenderá con un "back off" de salida de por lo menos 3 dB en la explotación con una sola portadora .

De emplearse linealizadores en el AAP , el requisito en cuanto a "back off " de salida podrá ser menos estricto , previa aprobación de INTELSAT . La estabilidad de la p.i.r.e ., en la dirección del satélite , bajo las condiciones de cielo despejado y vientos leves se mantendrá dentro del margen de ± 0.5 dB del valor asignado por INTELSAT . La tolerancia todos los factores contribuyentes a la variación de la p.i.r.e., (inestabilidad de la potencia de salida del AAP , error de apuntamiento de la antena y error de seguimiento) .

Control de potencia del enlace ascendente en 14 GHz

Se ha considerado que existe una proporción de error en el bit cuando transmiten en un determinado momento ya sea en tiempo y a una frecuencia de funcionamiento .

Se considera que el criterio de desempeño a corto plazo , la proporción de error en el bit (BER) es de BER = 1 en 10^3 durante el 0.01% del año .

Se han asignado los siguientes porcentajes de tiempo al desempeño debido al enlace ascendente :

Frecuencia de funcionamiento	Porcentaje de cualquier año
14/4 GHz	0.008
14/11GHz	0.005

Bajo condiciones de cielos despejados , el sistema TDMA/DSI proporciona los siguientes márgenes para el enlace ascendente :

Frecuencia de funcionamiento	Margen
14/4 GHz	11dB
14 / 11GHz	11dB

En estaciones terrenas con un solo sitio , la atenuación del enlace ascendente en relación con cielos despejados que sobrepase el margen del enlace ascendente durante más tiempo que el del corto porcentaje de tiempo asignado , será compensado controlando la potencia del transmisor . Las estaciones terrenas con un sólo sitio también , podrán optar por aplicar el control de potencia del transmisor en los casos de desvanecimiento en el enlace ascendente en que no se exceda el margen . En esas condiciones , el aumento de p.i.r.e . , no será mayor de 3 dB por debajo del valor instantáneo del desvanecimiento en el enlace ascendente .

Cada vez que se emplee el control de potencia del transmisor , éste estará sujeto a los requisitos siguientes :

Emisión RF fuera de la banda .

a) Ensanchamiento del espectro de la portadora PSK .

Para limitar la interferencia en transponders adyacentes , la p.i.r.e de la emisión fuera de banda resultante del ensanchamiento espectral de una portadora PSK continua debido a las no linealidades del amplificador de alta potencia de la estación terrena no excederá los valores señalados en el siguiente cuadro .

Límites de ensanchamiento del espectro

Banda de frecuencia	Límite de ensanchamiento del espectro .
5.925 - 6.425GHz	23 - 0.02 ($\alpha - 10$) dBW/4kHz
14.0 - 14.5 GHz	12 dBW/4kHz

α : es el ángulo de elevación de la estación terrena en grados .

el límite se aplicará fuera de una anchura de banda de 88 MHz con una portadora PSK continua centrada en un transponder de 72 MHz con la p.i.r.e de la estación terrena .

Cuando se emplee el control de potencia del transmisor en las operaciones entre 14 y 14.5 GHz , el límite podrá excederse temporamente durante los intervalos de tiempo en que estén compensando los desvanecimientos en el enlace ascendente .

Pero bajo ninguna circunstancia deberá excederse el límite en más de 9 dB . Fuera de una anchura de banda de 88 MHz centrada en la frecuencia portadora nominal del transponder de 72 MHz , usado para la portadora PSK/TDMA , la p.i.r.e , resultante de bandas de ruido u otras señales no deseadas , no excederá de 4 dBW en cualquier banda de 4 MHz dentro de las gamas de frecuencias de 5925 a 6425 MHz y de 14 a 14.5GHz .

Esto excluye el espectro PSK deseado , el ensanchamiento de banda del espectro PSK y los productos de intermodulación de portadoras múltiples debidos a la no linealidad del amplificador de alta potencia .

Durante el periodo entre ráfagas , el nivel de la p.i.r.e , de la estación terrena dentro de la banda de transmisión del TDMA no excederá de 43 dBW en las gamas de frecuencia de 5925 a 6425 MHz y de 14 a 14.5 GHz .

Cuando se emplee el control de potencia del transmisor para las operaciones entre 14 y 14.5 GHz , el límite podrá excederse durante los intervalos de tiempo en que estén compensando los desvanecimientos en el enlace ascendente .

Empero , bajo ninguna circunstancia deberá excederse el límite en más de 9 dB .

Intermodulación resultante de la operación del AAP con portadoras múltiples

La p.i.r.e , de los productos de intermodulación resultantes de la operación de un AAP con portadoras múltiples no excederá los límites especificados en el siguiente cuadro .

Límites de la emisión RF fuera de la banda debida a la
intermodulación

Gama de frecuencias	Límite de intermodulación
5925-6425 MHz	23 - 0.02 ($\alpha - 10$) dBW/4KHz
14 - 14.5 GHz	12 dBW/4KHz

α : es el ángulo de elevación de la estación terrena , en grados

Ráfagas múltiples por trama TDMA

El requisito máximo exigirá la transmisión de ráfagas hacia cuatro transponders diferentes y la recepción de ráfagas procedentes de cuatro transponders diferentes .

Estos transponders podrán funcionar en cualquiera de los dos sentidos de polarización o en diferentes frecuencias .

La terminal no tendrá que transmitir ni recibir ráfagas superpuestas .

El tiempo máximo de que dispondrá la terminal para efectuar el salto entre transponders serán de 16 símbolos .

El plan de secuencias de ráfagas que suministre INTELSAT se ajustará a esta capacidad de la terminal .

Cuando se emplee el salto entre transponders la ganancia de cada cadena de recepción será ajustable , de modo que proporcione nominalmente al demodulador la misma señal de entrada para todos los transponders .

INTELSAT suministrará información sobre la diferencia en los valores de p.i.r.e esperados entre transponders.

La sincronización permite interrupciones de hasta 256 tramas (512 milisegundos) . Por tanto se recomienda el tiempo de conmutación (incluida la detección de fallas) no exceda de 300 milisegundos ya sea en la cadena de transmisión o en la de recepción .

Características del Modem

Parámetros de modulación .

El modem funcionará con los parámetros de modulación descritos en el siguiente cuadro .

Velocidad nominal de bits	120932 Mbit/seg
Velocidad nominal de símbolos	60416 Mbauds
Modalidad de operación	ráfagas
Modulación	FSK cuatro fases
Demodulación	Coherente
Codificación	Absoluta (sin codificación diferencial)
Palabra de sincronización de portadora y de reloj	176 símbolos (0, π , ..., 0, π)
Longitud de palabra única	24 símbolos
Resolución de la fase	Mediante la detección de la palabra única .

Modulador

Características de la salida .

Se indica la relación entre los bits que serán transmitidos y la fase de la portadora de la salida del modulador .

Canal P	Canal Q	Desfase de la señal transmitida con relación a cero .
0	0	0°
1	0	90°
1	1	180°
0	1	270° (- 90°)

La exactitud del modulador será la siguiente :

209

Exactitud de la fase a la salida del modulador .	$\pm 1^\circ$
Exactitud de la amplitud a la salida del modulador .	$\pm 0.1 \text{ dB}$
Diferencia máxima de tiempo entre las transiciones de símbolos de las componentes IF , correspondientes a los canales P y Q a la salida del modulador.	$0.3 \mu \text{ seg}$
Relación portadora / señal residual en ausencia de portadora .	50 dB
Tiempo de subida y caída de la envolvente de la ráfaga .	$15 \mu \text{ seg}$

Espectro de salida del modulador

El espectro IF transmitido será igual al espectro presente a la salida de un filtro situado a continuación de un modulador ideal , bajo las condiciones siguientes :

a) La entrada al modulador QPSK ideal es una secuencia aleatoria sin retorno al nivel cero de 120×10^3 Mbit/seg (con igual probabilidad de 0 ó 1) .

Las características nominales del filtro equivalen a lo siguiente :

Corte progresivo del filtro $B T_g = 1.0$

Compensación : $f T_g / \text{sen} (f T_g)$

donde : B ancho de banda del filtro = 60.416 MHz

T_g Periodo de símbolos = $\frac{1}{60.416 \text{ Mbauds}}$

f : frecuencia .

Demodulador

Condiciones de funcionamiento .

El demodulador se regirá por los requisitos de desempeño indicado en una modalidad continua de transmisión , cuando está sujeto a las condiciones de funcionamiento señaladas a continuación .

Desviación máxima de frecuencia de la portadora recibida	± 50 kHz
Variación de frecuencia entre ráfagas .	6 kHz
Número mínimo de ráfagas en una trama .	Solamente una ráfaga de referencia en una trama .
Margen del nivel de la señal de entrada .	12 dB (+ 2 dB a - 10 dB relativo al valor nominal)
Variación máxima de nivel de una ráfaga a otra entre las portadoras recibidas .	5 dB
Separación mínima entre ráfagas consecutivas .	0 símbolos

En la variación de frecuencias entre ráfagas , si se emplea el salto entre transponders que utilizan osciladores locales separadas , la variación de frecuencias RF entre ráfagas puede alcanzar los 60 MHz . Las estaciones terrenas podrán optar por otros medios de operación con grandes variaciones entre ráfagas .

El margen del nivel de la señal de entrada podrá reducirse si en la cadena de recepción se utiliza el control automático de ganancia .

La variación máxima de nivel de una ráfaga a otra entre las portadoras recibidas podrá excederse este valor si se usa el salto entre transponders debido a un error de calibración en la ganancia de la cadena de recepción, a inestabilidades. Una manera posible de reducir estos efectos es utilizando el control automático de ganancia en la cadena de recepción.

En el monitor de transmisiones en modalidad común, a fin de prevenir la interrupción del sistema TDM/PSI debido a la transmisión continua no intencional, el módem estará dotado de un intervalo de espera que sirve para monitorear las transmisiones en todo momento y poner término a la transmisión del módem después de pasados 2 milisegundos de transmisión continua.

Características del filtro del demodulador

Las características del filtro de recepción del demodulador equivalen nominalmente a lo siguiente: $B T_g = 1$

Si el filtraje en la banda base en lugar de en la frecuencia intermedia se necesitara un filtro pasa banda para rechazar la interferencia de canal adyacente. Este filtro será considerado como parte del demodulador.

El rechazo fuera de banda del filtro pasabanda será la siguiente:

Frecuencia "f"	Rechazo
$ f - f_c \geq 42 \text{ MHz}$	$> 6 \text{ dB}$
$ f - f_c \geq 52 \text{ MHz}$	$> 25 \text{ dB}$

donde f_c es la frecuencia central

Formato de multitrans, trama y ráfaga

En un sistema TDMA se requiere una asignación adecuada de las ráfagas para utilizar efizcamente los recursos de los segmentos espacial y terrestre .

Numerosas formas de asignar las ráfagas dentro de una trama son factibles y las técnicas de computadoras son especialmente útiles para encontrar y evaluar las soluciones .

La necesidad de asignar las ráfagas en los sistemas TDMA es semejante al requisito de planificar las frecuencias en los sistemas FDMA .

Un intervalo de trama TDMA está compuesto de un gran número de símbolos de intervalos de tiempo (1.2×10^5) que deben ser asignadas entre los usuarios . La asignación de las ráfagas entraña la disposición de los elementos individuales de tráfico en un orden específico dentro de una trama TDMA .

El objetivo de la asignación óptima de las ráfagas es distribuir los elementos de tráfico de tal manera que los recursos de los segmentos espacial y terrestre se utilicen en la forma más eficaz posible .

Hay varios factores afectados por la asignación de ráfagas adoptada .

- 1) El factor de carga de la trama TDMA , es decir , la fracción de la trama que cursa el tráfico en comparación con aquella que está vacante o bien , que contiene bits suplementarios tal como prefábulos o tiempos de guarda .
- 2) el número de terminales TDMA requeridas , tanto de transmisión como de recepción .
- 3) el nivel de referencia .
- 4) la flexibilidad de añadir , selectivamente , canales adicionales sin perturbar a aquellas estaciones cuyos requisitos no han cambiado .

Dentro de una trama TDMA los intervalos sin utilizar y los datos suplementarios obviamente reducen la eficacia de un sistema TDMA .

En un sistema TDMA de un sólo transponder o cuando no se dispone de saltos de frecuencias sólo hay medios limitados para aumentar la eficacia mediante el reordenamiento o subdivisión de ráfagas .

Sin embargo , en una operación con múltiples transponders y saltos de frecuencias , una asignación de ráfagas adecuadas puede reducir el número de intervalos de trama no utilizados para un determinado número de terminales TDMA .

Si no existieran limitaciones en materia de equipos de segmento terrestre se podría lograr fácilmente una eficacia de trama del 95% o mayor .

Sin embargo , la función de la asignación de ráfagas es alcanzar estas elevadas eficiencias dentro de las limitaciones del número disponible de terminales TDMA .

Las limitaciones en materia de equipo entrañan restricciones del sistema ya que reducen el número de ráfagas simultáneas que se pueden procesar transmitir y recibir en una determinada estación terrena . Generalmente , por medio de una reordenación o subdivisión de las ráfagas es posible mantener una eficacia elevada y a la vez minimizar el número de equipos requeridos .

Otro aspecto de la asignación de ráfagas es la posibilidad que ofrece para minimizar los efectos de la interferencia cocanal , es decir , en un sistema TDMA con transponders para la reutilización múltiple de las frecuencias , los aislamientos varían para los diferentes pares de estaciones terrenas .

Mediante el reordenamiento de las ráfagas se podría disponer de cierta flexibilidad que permitiría una interferencia recíproca entre combinaciones diferentes .

La interferencia se podría hacer lo más uniforme posible en todos los intervalos de tiempo en cada uno de los transponders .

Debido a que los cálculos de enlace esencialmente son los casos más desfavorables , con respecto al aislamiento de los haces se podría contar por asignar a un número reducido de ráfagas el aislamiento cocanal correspondiente al caso más desfavorable teniendo presente que tales enlaces indudablemente necesitarán corrección de errores hacia adelante .

Esto podría permitir que otras ráfagas experimentarían interferencia cocanal de un nivel bastante inferior a la vez que sería posible eliminar la corrección de errores hacia adelante en estos enlaces .

Se podrá exigir que las terminales transmitan hacia uno o más transponders y que reciban de uno o más de ellos (salto entre transponders) .

Esto significa que todos los transponders hacia los que una terminal puede transmitir tengan una regulación común .

A estos transponders se les denomina " comunidad de transponders sincronizados " . De forma similar , todos los transponders de los cuales la terminal puede recibir tráfico tendrán una regulación común .

Estos también constituyen una " comunidad de transponders sincronizados " .

Las comunidades de los transponders no están necesariamente sincronizadas entre sí .

Una trama TORA es un periodo común de 2 milisegundos dentro de una comunidad de transponders sincronizados .

Todos los transponders de una comunidad tendrán dos ráfagas de referencia por trama RB1 y RB2 y cada una de ellas será transmitida por diferentes estaciones de referencia .

Para efectuar la regulación común en una comunidad , las ráfagas de referencia RB1 contenidas en uno de los transponders de ese tipo según sea designado por INTELSAT , determinan el " inicio de la trama TORA " (ICP) . Este transponder se le denomina Transponder de regulación de referencia (TRR) .

La posición de cada ráfaga dentro de una comunidad es remitida al SOF .
Un par de ráfagas de referencia (RB1 , RB2) en un transponder designado por INTELSAT controlarán la terminal .

La RB1 de este transponder en relación con la RB1 del TRR es compensada de manera nominal por una cantidad determinada previamente T_i .
En la figura 1 , se muestran las relaciones de regulación de la trama TDMA del TRR , SOF y T_i para una comunidad .

Multitrama TDMA

16 tramas TDMA contiguas constituyen una multitrama .

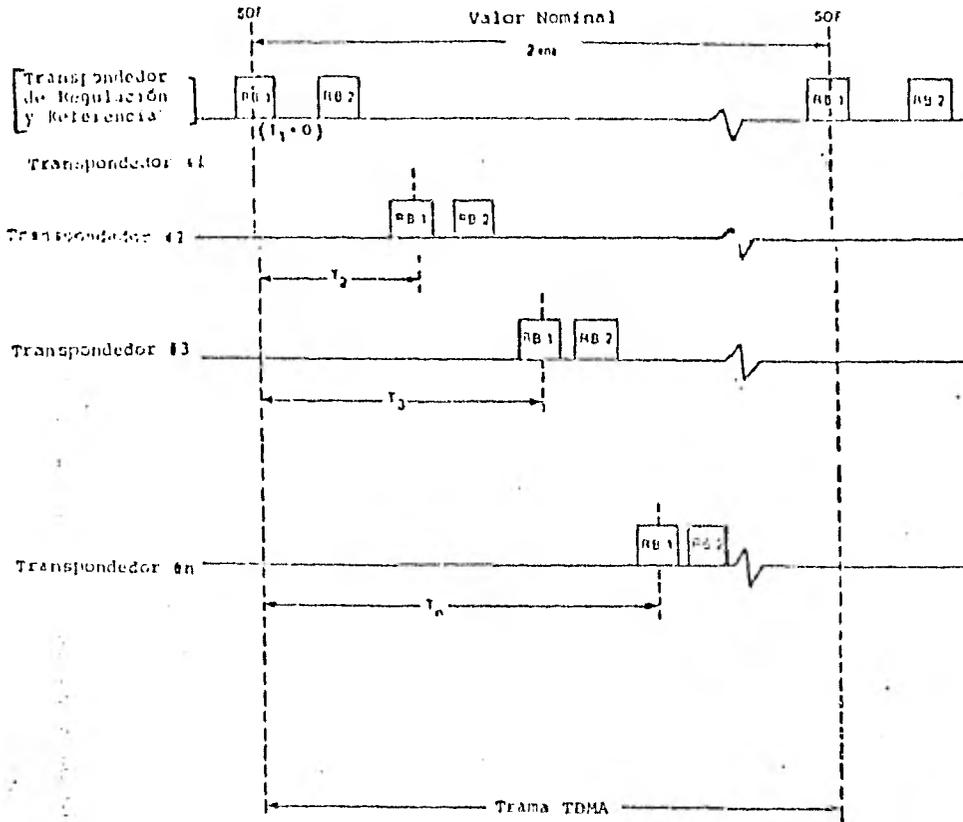
En las ráfagas de referencia y de tráfico se utilizan palabras únicas especiales de modo de marcadores de multitrama para designar la primera trama de la multitrama de todas las ráfagas de una comunidad de transponders sincronizados que aparecen en la misma trama .

En la primera trama de una multitrama , las ráfagas de referencia RB1 y RB2 contienen la palabra única N° 1 (UW1) y la N°2 (UW2) respectivamente , en tanto que las ráfagas de tráfico contienen la palabra única N°3 (UW3) .

En las 15 tramas restantes de la multitrama (tramas 1 a 15) las ráfagas de referencia RB1 y RB2 , así como las ráfagas de tráfico , contienen la palabra única N° 0 (UW0) .

En la figura 2 se ilustra el formato de la multitrama TDMA .

En un determinado transponder de una comunidad el marcador de la multitrama RB1 aparecerá nominalmente a los T_i símbolos precedentes del marcador de la multitrama RB1 del TRR .



Nota: Las ráfagas de tráfico pueden aparecer entre RB1 y RB2

FIGURA 1

Relación de regulación, en el satélite, entre TRT, SOF y T_i para una comunidad de transpondedores sincronizados.

$$i = (1, 2, \dots, n)$$

RB1: ráfaga de referencia 1
 RB2: ráfaga de referencia 2
 TB1: ráfaga de tráfico 1
 TBn: ráfaga de tráfico n

UW0: palabra única 0
 UW1: palabra única 1
 UW2: palabra única 2
 UW3: palabra única 3

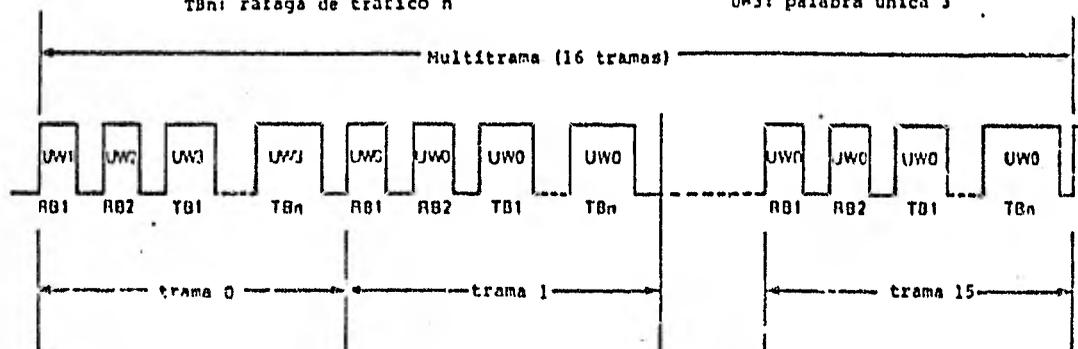


FIGURA 2

Formato de la multitrama

- Notas : 1. Las ráfagas que se muestran son completas
 (no son a escala)
 2. Las ráfagas de tráfico pueden aparecer entre
 RB1 y RB2

La trama TDMA contiene dos tipos de ráfagas conforme se muestra en la figura 3 .

- Ráfagas de referencia (RB1 y RB2) .
- Ráfagas de tráfico .

En un transponder dado , la RB2 siempre seguirá a la RB1 en la trama . INTELSAT fijará su posición nominal en la trama .

El último símbolo de la UW determina la posición nominal con respecto al momento del SCF .

La posición nominal y la longitud de las ráfagas de tráfico se asignan a un plan operativo adoptado por INTELSAT .

El tiempo de guardado mínimo fijado entre ráfagas adyacentes es de 48 símbolos . El valor de la posición nominal de una ráfaga de tráfico es un múltiplo de 16 símbolos .

Cada terminal deberá poder transmitir hasta un máximo de 16 ráfagas no superpuestas y 32 subráfagas y recibir a lo sumo 32 ráfagas no superpuestas y 32 subráfagas por trama .

Las ráfagas de referencia proporcionan información sobre regulación , control y gestión del sistema a las terminales designadas .

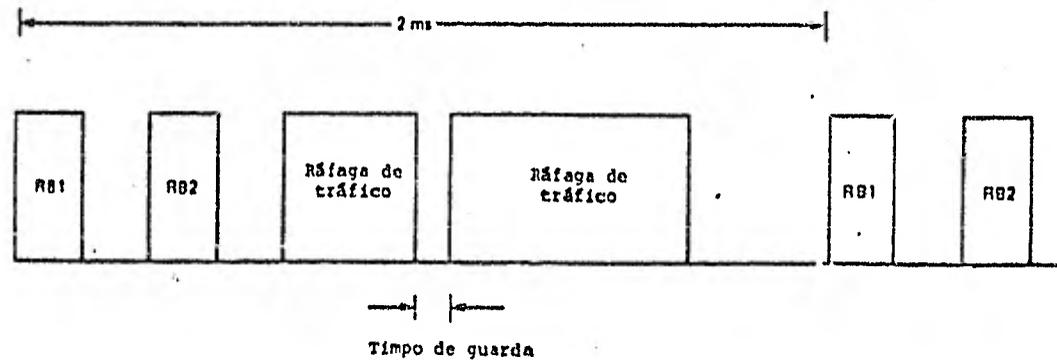


FIGURA 3

Formato de la ráfaga

Nota : Las ráfagas de tráfico pueden aparecer entre RB1 y RB2

Las ráfagas de tráfico cursan el tráfico tramitado por el sistema .
El tiempo de transmisión de las ráfagas de tráfico es remitido al
SOF de la multitrama de transmisión .

Una ráfaga de tráfico puede cursar un máximo de 8 subráfaga (DEI
como se especificará más adelante) .

Se puede utilizar la codificación con corrección de errores hacia
adelante en toda la sección de datos de tráfico de las ráfagas de
tráfico seleccionadas . Cada ráfaga de tráfico contiene un canal
de servicio que se emplea para transmitir mensajes de alarma y re -
transmitir el retardo usado .

Formato de la ráfaga de referencia

La ráfaga de la estación de referencia se compone de 6 partes continuas :
la secuencia de recuperación de portadora y de regulación de bits ,
la palabra única , los canales de servicio por teleimpresor , el
canal de control t retardo (CCR) . En la figura 4 se muestra el formato .

+ Secuencia de recuperación de portadora y de regulación de bits .

La configuración de esta secuencia es la siguiente :

-----176simbolos-----
P : 0101 101
Q : 0101 101

+ Palabra Unica .

Para designar las ráfagas de referencia RB1 y RB2 en la primera trama
TOMA de la multitrama de 16 tramas se utilizan palabras únicas dife -
rentes tal como lo muestra la figura 2 .

En el siguiente cuadro se enumeran las palabras únicas empleadas para
las dos palabras de ráfagas de referencia .

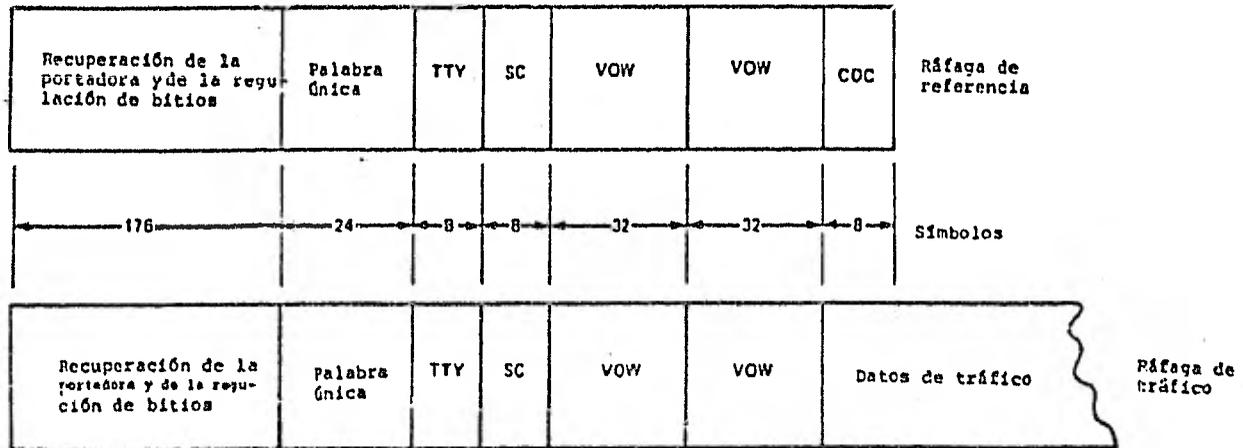


FIGURA 4
Formato de la ráfaga

Palabras únicas para las ráfagas de referencia

Ráfaga de referencia	Trama Nº 0	Tramas Nº 1 al Nº 15 inclusive
Primera (RE1)	UW1	UW0
Segunda (RE2)	UW2	UW0

Cada palabra única tiene una longitud de 24 símbolos que consisten en dos configuraciones consecutivas de 12 símbolos usadas para resolver la ambigüedad de fase e identificar las palabras únicas .

La primera secuencia de 12 símbolos en cada palabra única es la misma .

En la palabra única 0 (UW0) los últimos 12 símbolos se obtienen repitiendo los primeros 12 símbolos .

La configuración de la UW0 es la siguiente :

-----24 símbolos-----
 F: 011110001001011110001001
 Q: 011110001001011110001001

En la palabra única 1 (UW1) los últimos 12 símbolos se obtienen complementando los primeros 12 bits en el canal F y repitiendo los primeros 12 bits en el canal Q . La estructura de la UW1 es la siguiente :

-----24 símbolos-----
 F: 0111100010011000011110110
 Q: 011110001001011110001001

En la palabra única 2 (UW2) los últimos 12 símbolos se obtienen repitiendo los primeros 12 bits en el canal P y complementando los primeros 12 bits en el canal Q . La estructura de la UW2 es la siguiente :

F: 011110001001011110001001
 Q: 0111100010011000011110110

A la transmisión de 8 circuitos de ordenes de teletipo se le asignan 8 símbolos y a la de cada uno de los dos circuitos de ordenes telefónicos se le asignan 32 símbolos .

Los circuitos de ordenes actúan en las funciones de monitoreo y control interno . En la figura 5 y 6 se muestran el formato de los circuitos de ordenes de teletipo (TTY) y telefónicos (VCF)

Canal de control y retardo

A la transmisión del canal de control y retardo (CCR) se le asignan 8 símbolos de la ráfaga de referencia .

El CCR cursa la información siguiente :

- a) el número de identificación de la terminal con lo que se establece contacto .
- b) código de estado de la estación de referencia .
- c) códigos de control que usarán las terminales controladas para efectuar la adquisición y sincronización .
- d) el tiempo de transmisión (D_n) que usarán las terminales controladas para efectuar la adquisición y sincronización .

En la figura 7 aparece la estructura del mensaje cursado por el canal de control y retardo (CCR) .

El CCR consiste en cuatro bloques de datos que ocupan 32 bits .

La transmisión de 32 bits de información del CCR se realiza en un intervalo de 16 tramas a una velocidad de 2 bits por trama .

La transmisión de estos dos bits se repite 2 veces en un intervalo de 8 símbolos . En la figura 8 se ilustra el método utilizado para la transmisión del canal de control y retardo .

	Símbolo 1	Símbolo 2					Símbolo 8
Canal P	TIY 1 Muestra n	TIY 2 Muestra n					TIY 8 Muestra n
Canal Q	TIY 1 Muestra n-1	TIY 2 Muestra n-1					TIY 8 Muestra n-1

FIGURA 5
Formato de un circuito de ordenes de teletipo

	Símbolo 1	Símbolo 2	Símbolo 3			Símbolo 31	Símbolo 32
Canal P	bitio n	bitio n+2	bitio n+4			bitio n+40	bitio n+62
Canal Q	bitio n+1	bitio n+3	bitio n+5			bitio n+41	bitio n+63

FIGURA 6
Formato de un circuito de ordenes telefónico

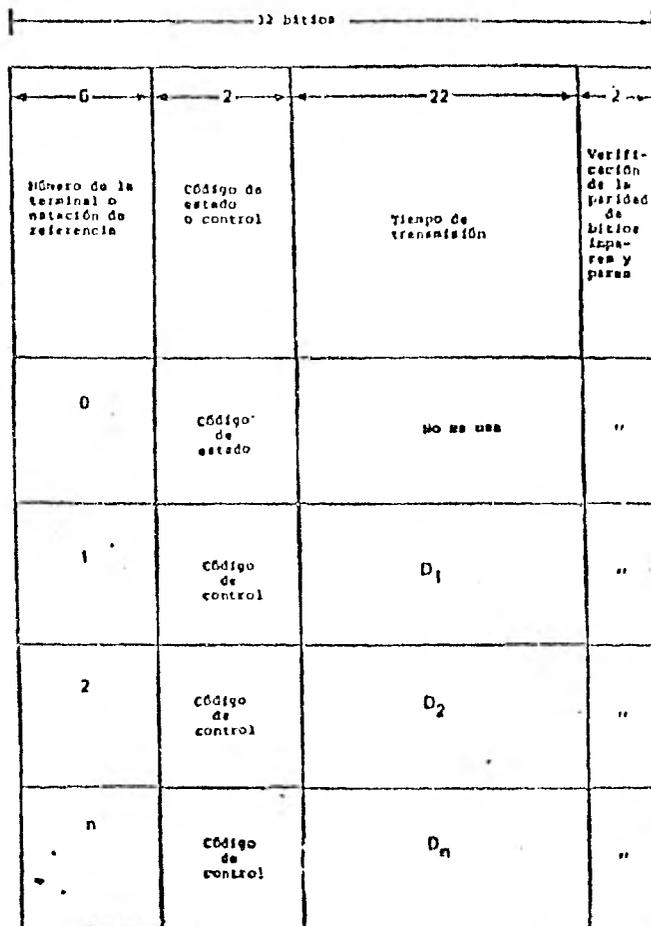


FIGURA 7
Canal de control y de retardo de la ráfaga de referencia

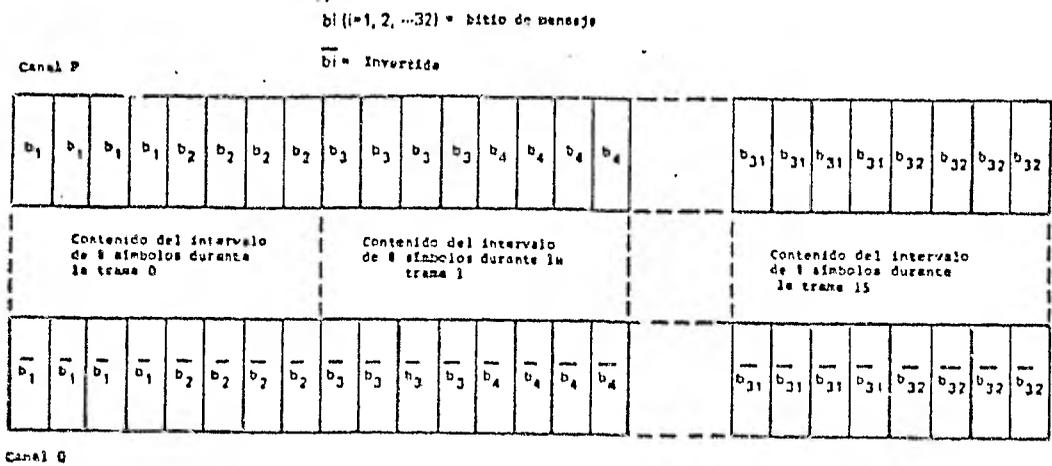


FIGURA 8
 Formato del mensaje transmitido por el canal de servicio o el canal de control y retardo

En un sistema de satélite con TDMA , cada terminal TDMA es identificada por un número exclusivo de 8 bits asignado por INTELSAT .

En el CCR , el contacto con la terminal se establece mediante un número bajo de terminal , que se compone de los 6 bits menos significativos del número de la terminal de 8 bits .

El contacto con la terminal se establece durante una multitrama y la secuencia se completa en una trama de control de 32 multitramas .

El número 0 corresponde a una terminal inexistente .

Códigos de estado y control

Los códigos de estado describen el estado de la estación de referencia.

Los códigos de control son transmitidos a cada terminal controlada y se utilizan para realizar la adquisición y sincronización .

En el CCR se asignan dos bits a los códigos de estado y control .

Cuando el número de la terminal es 0 , los dos bits se usan para los códigos de estado . En cuanto a las demás números de terminal los dos bits representan los códigos de control .

En el siguiente cuadro , se presenta la estructura de los códigos de estado y control .

Palabra	Código de estado	Código de control
00	Código de estación de referencia inoperante (Código inoperante)	Código de no transmisión .
01	Código de ráfaga secundaria de referencia (Código SRB)	Código de la fase 1 de adquisición inicial (Código IAP1)
10	Código de ráfaga primaria de referencia (Código PRB)	Código de la fase 2 de adquisición inicial (Código IAP2)
11	Código de ráfaga primaria de referencia (Código PRB)	Código de sincronización (Código SYNC)

El tiempo de transmisión (en símbolos) que usará una terminal aparece en el CCR como una palabra de 22 bits . El valor del tiempo de transmisión que se aplica a una terminal determinada le precede su número bajo de terminal , que se actualiza cada 32 multitramas .

Se utilizan dos bits de paridad . El primero es la verificación de paridad impar correspondiente a los bits de números pares del CCR y el segundo es la verificación de paridad impar correspondiente a los bits de números impares del CCR .

La ráfaga de tráfico consistirá en una sección de preámbulo y tráfico tal como se muestra en la figura 4 .

El preámbulo contiene 5 partes contiguas :

La secuencia de recuperación de portadora y de la regulación de bits , la palabra única , los canales de servicio de teleimpresor , el canal de servicio y canales de servicio telefónico .

El preámbulo le siguen los datos de tráfico .

Se deberán usar dos palabras únicas para cada ráfaga de tráfico , conforme se indica en la figura 2 .

Cada palabra única de la ráfaga de tráfico tendrá una longitud de 24 símbolos y consistiría en dos configuraciones consecutivas , cada una de 12 símbolos de longitud .

En el siguiente cuadro se enumeran las palabras únicas utilizadas para la ráfaga de tráfico .

Palabra única de la ráfaga de tráfico

	Trama N° 0	Tramas N°s 1 a 15 inclusive
Palabra Unica usada	UW3	UW0

En la palabra única 3 (UW3) se obtendrá los últimos 12 símbolos complementado los primeros 12 símbolos de la palabra única .

La configuración de la UW3 será la siguiente :

P: 011110001001100001110110

Q: 011110001001100001110110

Canal de servicio

El canal de servicio , compuesto de 8 símbolos cursa la información de gestión y control .

La estructura de las ráfagas de referencia y de tráfico es la misma . Se deberán asignar 8 símbolos del preámbulo para la transmisión del canal de servicio ..

La estructura del canal de servicio de la ráfaga de tráfico será idéntica a la del canal de servicio de la ráfaga de referencia .

El método empleado para transmitir el canal de servicio deberá ser el mismo que se utiliza para el canal de control y retardo (CCR) .

El canal de servicio deberá cursar la información siguiente :

- a) el valor del tiempo de transmisión empleado .
- b) los códigos para la sincronización del cambio en el plan de frecuencia de las ráfagas .

- c) el número de identificación del nuevo plan de secuencia de las ráfagas .
- d) los mensajes de alarma para detectar una elevada proporción de errores en los bits .
- e) los mensajes de alarma para detectar la pérdida de la palabra única .
- f) el código selectivo de no transmisión (SDNTX) (transmitido únicamente por las estaciones de referencia) .

El canal de servicio de todas las ráfagas transmitidas por una terminal de tráfico deberá contener información idéntica .

El mensaje de canal de servicio de 32 bits tendrá una estructura como la que se muestra en la figura 9 y constará de tres partes :

código de función

bloque de datos de los parámetros .

bits de paridad .

- Código de función :

Se asignarán ocho bits al código de función .

Este código identifica el mensaje cursado en el bloque de los parámetros .

- Bloque de datos de los parámetros :

Se asignarán 22 bits al bloque de datos de los parámetros .

Se describen los diferentes mensajes , se pueden clasificar en mensajes por canal de servicio .

Para transmitir mensajes a su destino se utiliza el número de terminal de 8 bits .

- Bits de paridad .

Se usarán cuando haya necesidad de transmitir dos mensajes diferentes en la misma multitrama , se asignará el orden de transmisión indicado en el cuadro de mensajes por canal de servicio .

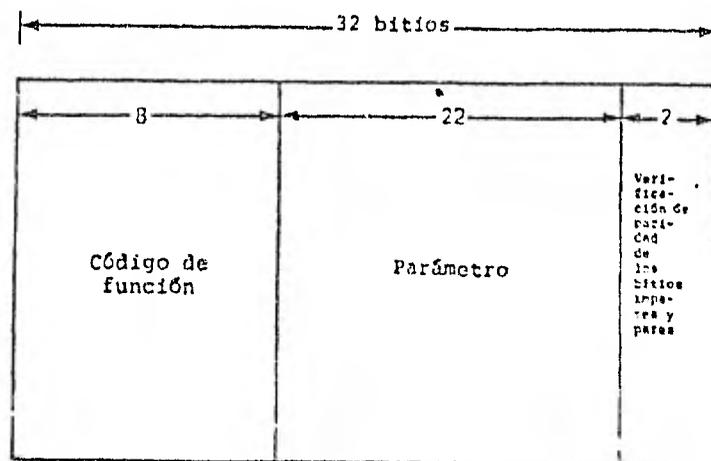


FIGURA 9
Formato del canal de servicio

MENSAJES POR CANAL DE SERVICIO

Código de función (8 bits)	Tipo de mensaje	Contenido del bloque de datos de parámetros (22 bits)		Orden de prioridad de transmisión	
		Primeros 8 bits	Últimos 14 bits		
00000000	Mensaje inefectivo	No se utiliza		Quinto	
00000001	Transmisión del retardo usado (desde todas las terminales)	Valor del retardo usado		Primero	
PLAN DE SECUENCIA DE LAS RÁFAGAS	00000010	Mensaje "Preparados para el cambio" (de la estación primaria de referencia a las terminales seleccionadas)	Número de la terminal	Número del nuevo plan de secuencia de ráfagas	N/C
	00000011	"Preparados para el cambio" (de la terminal seleccionada)	Número de la terminal	Número del nuevo Plan de Secuencia de ráfagas	Tercero
	00000100	Notificación del cambio en el plan de secuencia (de la estación primaria de referencia a todas las terminales)	Cuenta regresiva 00010000 00001111 - 00000001 00000000	No se utiliza	N/C
ALARMAS	00000101	Alarma para detectar una elevada proporción de errores en los bits (de una terminal de tráfico a otra)	Número de la terminal	Número de la ráfaga	Cuarto
	00000110	Alarma para detectar la pérdida de la palabra única (de una terminal de tráfico a otra)	Número de la terminal	Número de la ráfaga	Segundo
	00000111	Código selectivo de no transmisión (SDNXX) (de la estación de referencia a la terminal de tráfico seleccionada)	Número de la terminal	Número de la ráfaga (Véase la Nota 1)	N/C

- Notas :
1. El código llllllllllllll del número de la ráfaga se usa para desactivar todas las ráfagas transmitidas por la terminal .
 2. Se hará caso omiso de todos los demás códigos de función
 3. N/C indica que no corresponde a la transmisión de las terminales de tráfico .

La estación primaria de referencia envía este código a una terminal de tráfico cuando mediante el protocolo de la estación de referencia se anuncia la pérdida de una de las ráfagas transmitidas por esa terminal. En el mensaje se indica el número de la ráfaga. Más adelante se especifica el uso de este código.

Datos de tráfico

La longitud de la sección de datos de tráfico deberá variar en pasos de 64 símbolos equivalentes a un canal de 64 Kbits/seg.

La sección de datos de tráfico estará compuesta por combinaciones de hasta 8 subráfagas.

La señal de tráfico codificada en la ráfaga de tráfico deberá tener el formato que se muestra en la figura 10.

Codificación de la corrección de errores

La codificación de la corrección de errores hacia adelante deberá aplicarse a toda la sección de datos de tráfico de las ráfagas de tráfico seleccionadas, según lo indique INTELSAT, después de los canales de servicio telefónico.

En modalidad de funcionamiento codificado, el codificador organizará su entrada en grupos de bits de información e insertará un conjunto de bits de verificación después de cada grupo de bits de información. En la modalidad sin codificación, solamente los bits de información pasarán al modulador.

El codificador - decodificador deberá satisfacer las especificaciones siguientes:

a) el polinomio generador será:

$$G(x) = (x+1) (x^{14} + x^{12} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + 1)$$

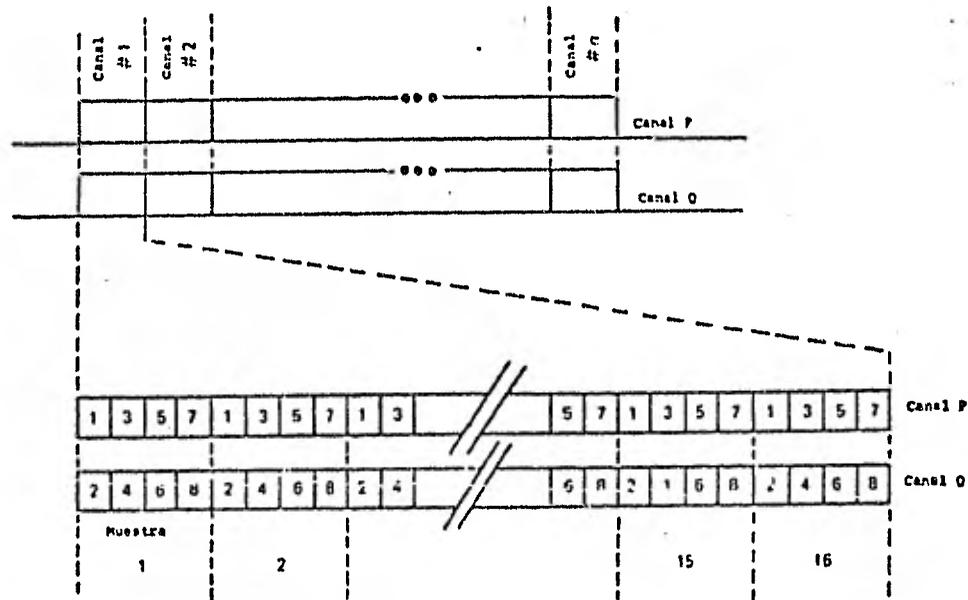


FIGURA 10

Nota : El bit 1 es el más significativo (MSB)
de la muestra PCM .

El bit 8 es el menos significativo (LSB)
de la muestra PCM

Formato de la codificación del canal

- b) La codificación se efectuará dividiendo un grupo de 112 bits de entrada (56 símbolos) entre el polinomio generador ;
 - c) Un bloque de códigos completos (figura 11) deberá tener 112 bits de información , seguidos por 15 bits de verificación y al final un bit simulado ;
 - d) Cualquier valor es aceptable para el bit simulado , el cual no tiene ninguna otra función que la de rellenar el intervalo de tiempo del símbolo de verificación , lo que hace que cada uno de los símbolos de información y verificación en un bloque de códigos sea un múltiplo entero de ocho .
 - e) Dado que la porción del tráfico de una ráfaga TDMA no es necesariamente un múltiplo exacto de 112 bits , el bloque de códigos final en una ráfaga por lo general contendrá menos de 112 bits de información . Este bloque reducido tendrá 15 bits de verificación más un bit simulado que deberán ser computados como si a los bits reales de información de precediesen ceros , a fin de complementar el último bloque , aunque el descodificador no tome ninguna acción especial en relación con estos bits virtuales ;
 - f) El descodificador deberá corregir todo error simple y doble en los bits que ocurran en un bloque y deberá detectar todos los errores triples en los bits que ocurran en un bloque .
- No se deberá efectuar ninguna corrección cuando se detecten tre errores en un bloque de códigos .
- En este caso , los bits de información pasan a través del decodificador sin sufrir alteración .

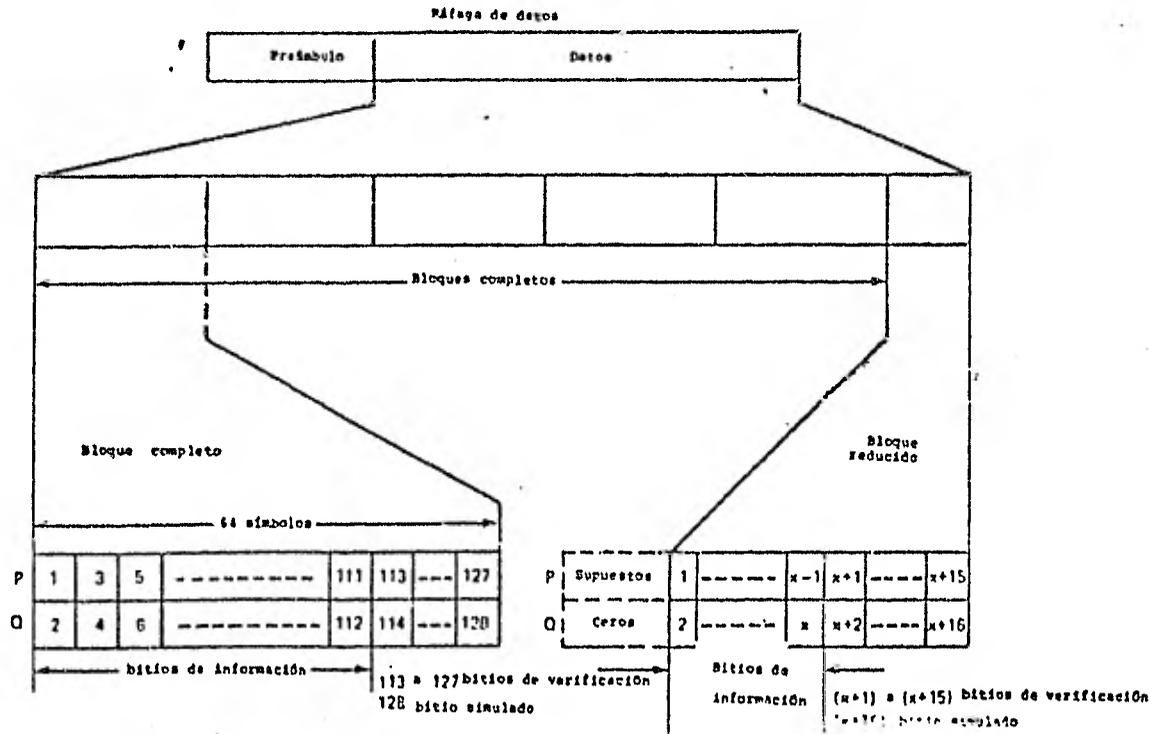


FIGURA 11
Estructura de la ráfaga con codificación FEC

Para la adquisición y sincronización se utiliza un sistema común de control . Normalmente existen dos ráfagas de referencia (RB1 y RB2) en un determinado transponder , cada una transmitida por una estación de referencia distinta . La RB1 es siempre la primera y la RB2 es siempre la segunda .

Generalmente ambas ráfagas contienen la misma información sobre adquisición , sincronización y control transmitida a una determinada terminal . La palabra única de las dos ráfagas de referencia es la misma que la de las ráfagas de tráfico (UTC) , excepto que cada 16 tramas (una multitrama) la RB1 contiene la palabra única UW1 y la RB2 contiene la palabra única UW2 .

La terminal usará las dos ráfagas de referencia en el transponder designado por INTELSAT para obtener los códigos de regulación , de retardo D₁ y de control .

Este transponder será uno a través del cual la terminal reciba tráfico . Todas las ráfagas de referencia en una comunidad de transponders sincronizados son compensadas entre sí mediante valores preasignados .

Una trama TDMA es un período común de 2 milisegundos dentro de la comunidad de transponders sincronizados .

El inicio de la trama TDMA (SOF) se define mediante el último símbolo de la palabra única de la RB1 contenida en un transponder designado por INTELSAT . Este transponder se denomina Transponder de Referencia de Regulación (TRR) .

Las posiciones de las ráfagas de transmisión y recepción para cualquier terminal son remitidas a los SCF locales de recepción y transmisión respectivamente .

Si la terminal está recibiendo señales de regulación del TRR , el momento en que se inicia la trama (SCF) local de recepción corresponde al último símbolo de la UW de la RPL .

Si la terminal no está recibiendo señales de regulación del TRR , el SCF se obtendrá restando la compensación T_1 de la trama (en símbolos) de la regulación de la trama de recepción en la forma indicada por T.MLSAT .

Funciones básicas de la adquisición

Para la iniciación en la adquisición , la terminal deberá transmitir una ráfaga de corta duración compuesta exclusivamente del prefábullo de una ráfaga de tráfico designada .

Esta será transmitida cuando la estación de referencia lo ordene a través del canal de control y retardo .

La regulación de la ráfaga de transmisión se obtiene cuando la terminal en la posición asignada en relación con el SCF de transmisión local . Durante la adquisición , el retardo D_n suministrado por la estación primaria de referencia coloca la ráfaga de corta duración cerca del centro del intervalo de tiempo asignado . Este valor de D_n proporcionado por la estación de referencia durante la adquisición inicial se obtiene de la relación siguiente :

$$D_n = 9 T_m - 2 T_d + S_n$$

en que T_m es la duración nominal de la multitrama (32 milisegundos) T_d es el valor estimado del tiempo de propagación entre la terminal y el satélite . S_n es el desplazamiento de la ráfaga corta en relación con la posición asignada de la ráfaga de tráfico .

Después de recibir satisfactoriamente la ráfaga de corta duración , la estación de referencia modificará el valor de retardo (D_n) a fin de colocar dicha ráfaga en la posición asignada en la trama . La terminal transmitirá todos las ráfagas de tráfico cuando reciba el " Código de Sincronización " (SYNC) de la estación de referencia .

Funciones básicas de la sincronización

Regulación de multitramas de la sincronización .

Si la terminal está recibiendo las señales de regulación de la TRR , la regulación de las multitramas de transmisión se obtiene mediante la detección del marcador de multitramas de la ráfaga de referencia correspondiente , aplicando el retardo D_n suministrado por una de las ráfagas de referencia .

Si la regulación se obtiene de la RB2 , se deberá efectuar una compensación para desplazar la RB2 de la RB1 .

Los valores suministrados por la estación de referencia aseguran que todos los marcadores de multitrama estén sincronizados en la trama TDMA . El valor del retardo D_n oscila entre 8 y 63 milisegundos y no se debe aplicar contando las tramas TDMA recibidas , sino más bien contando los símbolos TDMA obtenidos del reloj local .

Implantación del nuevo tiempo de transmisión

Cuando se recibe un nuevo valor de D_n éste no deberá ser utilizado inmediatamente , sino que se aplicará por primera vez al marcador de multitramas recibido en el momento : $t_k + 3 T_m$

en que t_k es el momento de la detección del marcador de multitramas de la ráfaga de referencia que aparece en la primera trama de la multitrama que contiene el nuevo valor de D_n .

La terminal TDMA continuará utilizando el último valor recibido del tiempo de transmisión hasta que se aplique un nuevo valor .

Procedimientos de adquisición y sincronización

La adquisición y sincronización en la terminal se efectuará mediante dos procedimientos :

a) Adquisición y Recepción en régimen permanente (ASSR) de las ráfagas de referencia .

b) Adquisición y Sincronización de tramas en la terminal (FAS) .

Adquisición y Recepción en régimen permanente (ASSR) de las ráfagas de referencia .

Este es un procedimiento mediante el cual la terminal localiza las ráfagas de referencia y mantiene su recuperación .

El procedimiento ASSR determina continuamente las ráfagas (RB1 y/o RB2) que estén presentes .

Cada vez que se declare "ausencia" de una ráfaga de referencia , inmediatamente se iniciarán los procedimientos para adquirirla .

Elementos aplicables a la ASSR :

La ASSR está compuesta de lo siguiente ya sea para la adquisición y recepción en régimen permanente :

a) Adquisición en modalidad de búsqueda (SMA) .

Este procedimiento se empleará cuando no se haya establecido la regulación de la trama de recepción (es decir cuando se declaren "ausentes" ambas ráfagas de referencia) y por consiguiente no se puede predecir el momento de detección de cualquier palabra única de ráfaga de referencia .

b) Adquisición de modalidad controlada (GMA)

Se empleará este procedimiento cuando se haya adquirido una ráfaga de referencia mediante el procedimiento SMA .

El procedimiento GMA también se utiliza cuando se pierde una de las ráfagas de referencia durante la operación normal (condición de ráfaga ausente) .

c) Recepción en régimen permanente (SRP)

Este procedimiento se utiliza independientemente en cada ráfaga de referencia adquirida a fin de observar continuamente si aún se está recibiendo esa ráfaga.

Las condiciones de "ráfaga presente" o una "ráfaga ausente" se declaran continuamente y esta información es transferida al procedimiento FAS .

Adquisición en modalidad de búsqueda (SMA)

El detector de la palabra única será fijado en la modalidad de búsqueda . Tras reconocer el marcador de multitramas de la ráfaga de referencia que se esta adquiriendo la abertura de adquisición se ajustará a 49 símbolos y el umbral se aumentará a 5 .

El centro de adquisición estará situado 2 milisegundos después de la detección del marcador de multitramas de la ráfaga de referencia .

Este método de operación del detector de la UW se denomina Modalidad Normal . Si la palabra única (UWO) de la ráfaga de referencia en modalidad normal no es detectada en el plazo de cuatro tramas consecutivas el detector de la palabra única será fijado nuevamente en la modalidad de búsqueda .

Si la UWO es detectada 4 veces seguidas y el código de estado no es "importante" se completa con éxito el proceso de adquisición de la ráfaga de referencia y se declara la condición de "ráfaga adquirida" . Se considerará que la ráfaga está en estado de "ráfaga no adquirida" si se codifica el estado "inoperante" o si no se logra la condición de "ráfaga adquirida" en el término de un segundo .

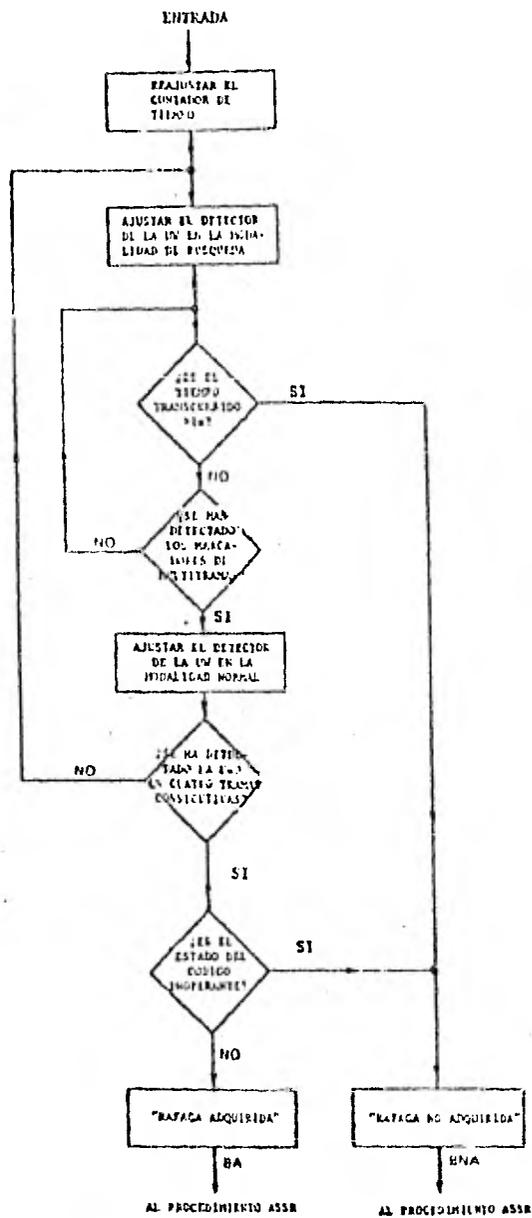


FIGURA 1
Procedimiento (SMA) - Adquisición
en la modalidad de búsqueda

Adquisición de modalidad controlada (SMA)

243

La detección de la palabra única se efectuará en modalidad normal .
Cuando se detecte durante cuatro tramas consecutivas la UW (UW0 , UW1 ó UW0 , UW2) de la ráfaga que se esté adquiriendo , se considerará "adquirida" dicha ráfaga , a menos que el código de estado sea "inoperante" , en cuyo caso la ráfaga se considerará "no adquirida" .

Recepción en régimen permanente (SSR)

La detección de la palabra única se realizará en modalidad normal .
Se declarará la condición de "ráfaga ausente" cuando la palabra única no sea detectada durante cuatro tramas consecutivas y/o se detecte el código de estado "inoperante" .
En caso contrario , se declarará la condición "ráfaga presente" y se iniciará de nuevo el procedimiento .

Procedimiento general aplicable a la ASSR

El procedimiento SMA se aplicará primero a la RB1 .
Si este procedimiento declara a la RB1 "ráfaga no adquirida" , entonces se aplicará a la RB2 . Si se declara a la RB2 "ráfaga no adquirida" este procedimiento se aplicará nuevamente a la RB1 .
Este proceso continuará hasta que una de las dos ráfagas de referencia sea declarada "ráfaga adquirida" .
Cuando el procedimiento SMA declare "ráfaga adquirida" a una de las dos ráfagas de referencia , se podrá utilizar el procedimiento SSR para esa ráfaga . Con este se monitorea continuamente la ráfaga de referencia con el fin de determinar si continúa vigente la condición de "ráfaga adquirida" .
En este caso se declarará la condición de "ráfaga presente" .
Simultáneamente a este procedimiento SSR se aplica el procedimiento

GMA a la otra ráfaga de referencia .

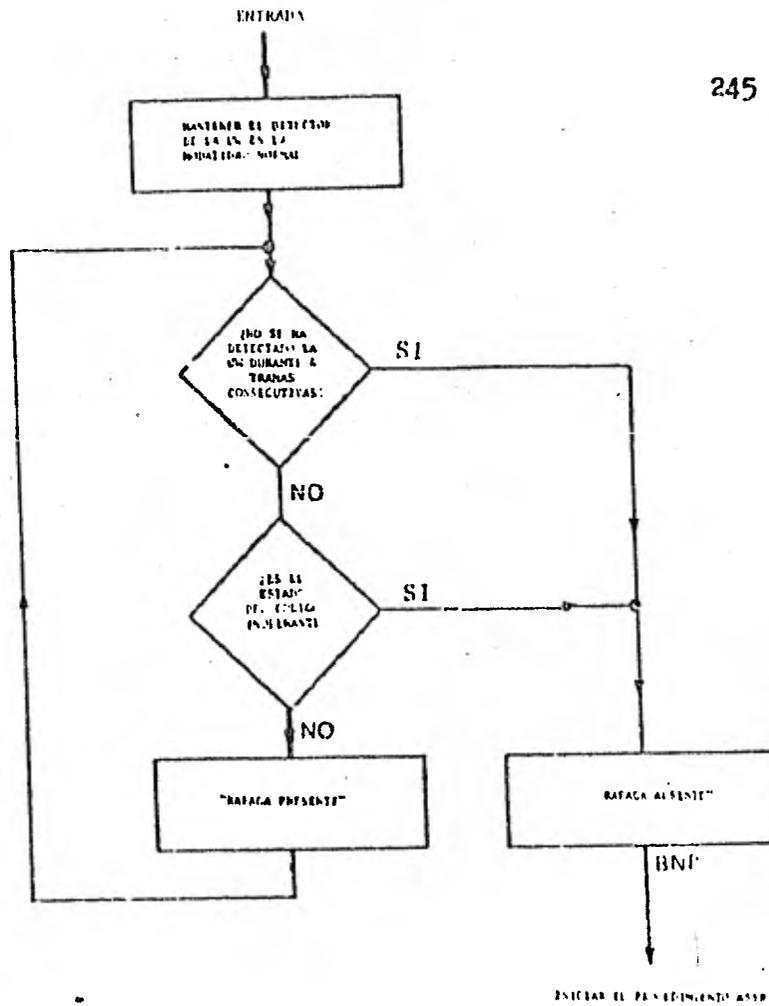
Si el GMA declara la condición de "ráfaga adquirida" el procedimiento SSR también se aplicará a esta ráfaga de referencia .

Si el procedimiento GMA declara la condición de "ráfaga no adquirida" éste continuará hasta que se detecte la condición de "ráfaga adquirida" . La condición de adquisición de una ráfaga de referencia podría continuar con el procedimiento GMA únicamente si el procedimiento SSR mantiene la condición de "ráfaga presente" en la otra ráfaga de referencia .

Cada vez que el protocolo SSR declare "Ausente" a una ráfaga de referencia , se volverá a iniciar la adquisición de esa ráfaga utilizando el procedimiento GMA .

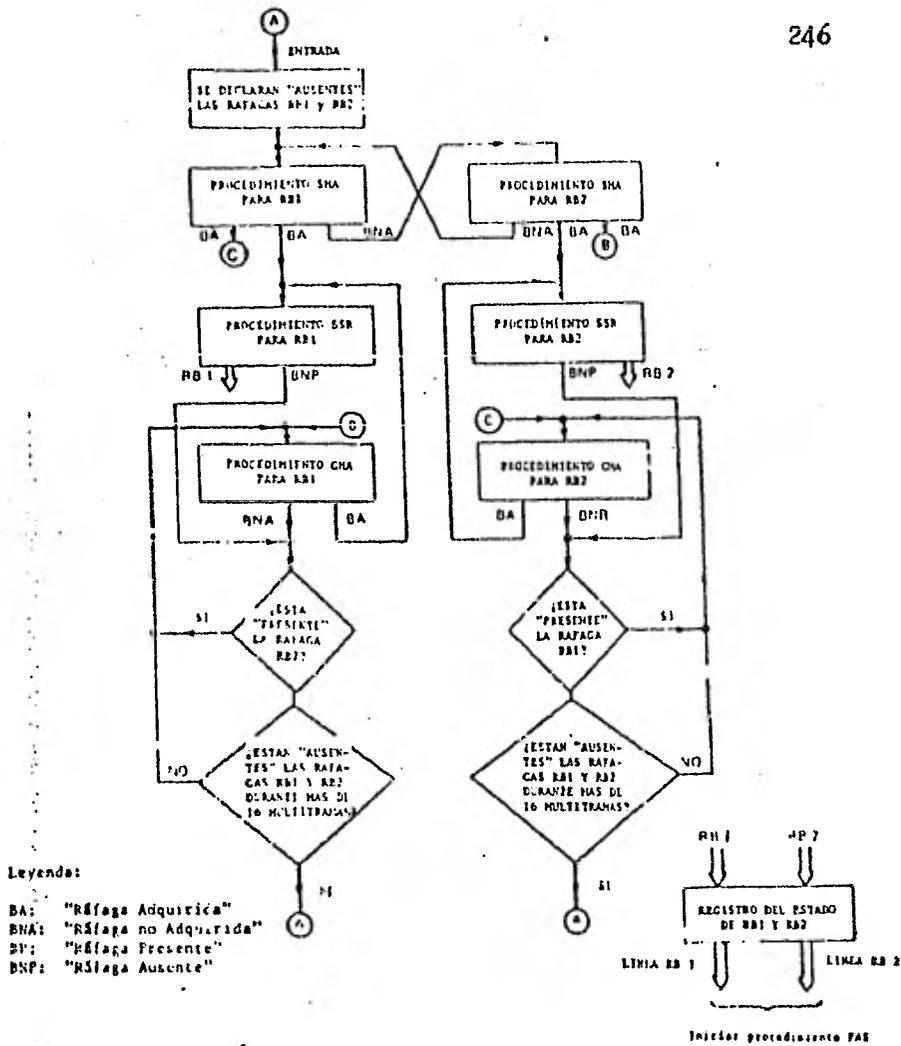
Si se declara "Ausente" a las dos ráfagas de referencia y se continúa declarando esta condición de "ráfaga ausente" durante 256 tramas , se iniciará de nuevo el procedimiento SSR .

Si durante este periodo se declara "ráfaga presente" a por lo menos una de las ráfagas de referencia , se iniciará nuevamente el procedimiento SSR y continuará el GMA .



Procedimiento (SSR)

" Recepción en el régimen permanente



Procedimiento (ASR)
 "Adquisición y Recepción en Régimen Permanente"

Procedimiento de adquisición y sincronización de trama (FAS)

La adquisición de trama es el procedimiento empleado para colocar una ráfaga de corta duración , en una posición asignada en la trama TDMA .

La sincronización es el procedimiento seguido para mantener las ráfagas de tráfico transmitidas , dentro de las posiciones asignadas en la trama TDMA .

La terminal no debe iniciar el procedimiento de sincronización hasta que no se haya completado el procedimiento de adquisición de trama . A fin de poder utilizar otros métodos de sincronización , la terminal deberá estar en condiciones de tener acceso directo a la fase de sincronización . Esta modalidad de sincronización será utilizada a petición de INTELSAT . Además de la sincronización y adquisición , el procedimiento FAS también identifica las ráfagas de referencia RB1 y RB2 . ya sea como Ráfaga Primaria de Referencia (PRB) o Ráfaga Secundaria de Referencia (SRB) .

Elementos de procedimiento FAS

El procedimiento FAS consta de los elementos siguientes :

a) Procedimiento para identificar la ráfaga de referencia (REID) .

Identifica la RB1 y la RB2 como PRB ó SRB .

También declara las condiciones como "PRB Presente" ó "PRB Ausente" y "SRB Presente" ó "SRB Ausente" .

b) Adquisición de la trama en la terminal (TFA) .

Controla la secuencia de etapas necesarias para colocar una ráfaga de corta duración en la posición asignada en la trama TDMA .

c) Sincronización de la terminal (TS) .

Controla las operaciones de la terminal durante la fase de sincronización y mantiene la sincronización en caso de que no se logre detectar las ráfagas de referencia .

Identificación de las ráfagas de referencia (RBID)

El procedimiento RBID recibe información del procedimiento ASER sobre las condiciones de "Ráfaga presente" y "Ráfaga Ausente" de la RB1 y RB2 . Con esta información y los códigos de estado de la RB1 y la RB2 , se determina la presencia y la identidad de PRB y SRB en conformidad con la matriz que figura a continuación .

Adquisición de la trama en la terminal (TFA)

Se muestra un diagrama de circulación del procedimiento TFA .

El procedimiento TFA sólo se puede aplicar cuando el procedimiento RBID declara la condición de "PRB presente" . La información sobre el retardo y los códigos de control de la regulación se obtendrá únicamente de la PRB . Si se recibe un código DNETX la terminal no iniciará la adquisición .

Para fines de adquisición , INTELSAT designará una de las ráfagas de tráfico de las terminales .

Se podrá designar de esta manera a cualquier ráfaga de tráfico .

Durante la fase de adquisición sólo se transmitirá el preámbulo de esta ráfaga (ráfaga de corta duración) .

Después de recibir el código de la "Fase 1 de adquisición inicial (IAP1)", la terminal podrá iniciar la adquisición transmitiendo la ráfaga de corta duración .

La recepción del código de la Fase 2 de adquisición inicial (IAP2) le hace saber a la terminal que la estación primaria de referencia ha recibido satisfactoriamente la ráfaga de corta duración .

La recepción de la IAP2 hace que la terminal continúe transmitiendo la ráfaga de corta duración empleando el retardo vigente suministrado por la PRB . Si el código IAP2 no es recibido en el plazo de 128 miltitrasmas después de la primera transmisión de la ráfaga de corta duración , la terminal interrumpirá la transmisión y activará una rápida

alarma de mantenimiento .

La recepción de un código SYNC hace saber a la terminal que se ha completado el procedimiento TFA y que se ha iniciado el procedimiento de sincronización de la terminal (TS) .

Si durante el procedimiento TFA se recibe el código DNPA o si el procedimiento RBID declara la condición de "ausente" la PRB , o si el retardo (Dn) se pierde una vez la terminal interrumpirá la transmisión y volverá a iniciar el procedimiento TFA .

Se muestra la matriz lógica del procedimiento TS .

La regulación , el retardo y el código de control de SYNC y DNTX que se requieren para la sincronización se obtienen normalmente de la PRB durante la fase de sincronización de la terminal .

Cuando la terminal esté en dicha fase , transmitirá todas las ráfagas de tráfico y procesará las que reciba .

Si durante dos veces seguidas no se recibe el código SYNC de la PRB y SRB , si estuviesen presentes o si se recibe el código DNTX de la PRB , la terminal interrumpirá la transmisión y volverá a iniciar el procedimiento TFA .

Los retardos suministrados por la PRB y la SRB serán decodificados en la misma multitrama de recepción .

Cuando la PRB esté presente pero se haya perdido su retardo y la SRB este presente pero no se haya perdido el suyo , se utilizará el retardo suministrado por esta última .

Cuando la PRB esté presente pero se hayan perdido los retardos de la PRB y la SRB (o bien si se declara "ausente" la SRB) se utilizará el último retardo que se haya decodificado correctamente , ya sea de la PRB o la SRB .

Si persiste la pérdida de ambos retardos durante una nueva trama de control la terminal interrumpirá la transmisión y volverá a iniciar el procedimiento TFA .

Si el protocolo REID declara "ausente" a la PRB y a la SRB la trama de transmisión se obtendrá de la regulación interna por un periodo de hasta 16 multitramas consecutivas .

Si la PRB no esta "presente" en el plazo de las mismas 16 multitramas consecutivas , la terminal interrumpirá la transmisión e iniciará nuevamente el procedimiento TFA .

En caso que la PRB adquiriera la condición de "presente" dentro de las 16 multitramas consecutivas , la terminal reanudará sus operaciones normales .

Si el protocolo RBID declara a la PRB "ausente" y a la SRB "presente" la información sobre la regulación y el retardo se obtendrá de la SRB . La terminal se ceñirá al último código de control recibido de la PRB , a menos que la SRB esté transmitiendo el código DTK , en cuyo caso se interrumpirá la transmisión .

Si cuando la PRB esté "ausente" y la SRB "presente" está se convierte en PRB en el plazo de 1024 multitramas , la terminal continuará obteniendo la información sobre regulación , códigos de control y retardo de la nueva PRB y reanudará sus operaciones normales .

Si durante las mismas 1024 multitramas se declara "presente" a la PRB la terminal reanudará sus operaciones normales .

Si después de las mismas 1024 multitramas , aún estuviesen "ausente" una PRB , la terminal interrumpirá la transmisión , activará una rápida alarma de mantenimiento e iniciará el procedimiento TFA .

Procedimiento general FAS

Al principio , el operador inicia el procedimiento TFA .

Dicho procedimiento se podrá volver a iniciar durante la operación de la terminal , cuando lo exija el procedimiento TS .

El procedimiento TS comienza después que se ha logrado adquirir la trama mediante el procedimiento TFA .

En la siguiente figura se muestra la estructura del procesamiento general FAS .

		VER PRESENTE							VER AUSENTE
		CODIGOS DE CONTROL				ESTADO D_n			
		SINCRONIZACION RECIBIDA	SINCRONIZACION PERDIDA UNA VEZ	SINCRONIZACION PERDIDA DOS VECES	DATOS RECIBIDOS	D_n NO PERDIDO	D_n PERDIDO UNA VEZ	D_n PERDIDO DOS VECES	
VER PRESENTE	CODIGOS DE CONTROL	SINCRONIZACION RECIBIDA	OPERACION NORMAL (1)	OPERACION NORMAL (1)	OPERACION NORMAL (1)	INTERROMPA LA TRANSMISION (2)	X	ACATE LA SER (3)	
		SINCRONIZACION PERDIDA UNA VEZ	OPERACION NORMAL (1)	OPERACION NORMAL (1)	INTERROMPA LA TRANSMISION (2)	INTERROMPA LA TRANSMISION (2)		ACATE LA SER (3)	
		SINCRONIZACION PERDIDA DOS VECES	OPERACION NORMAL (1)	OPERACION NORMAL (1)	INTERROMPA LA TRANSMISION (2)	INTERROMPA LA TRANSMISION (2)		INTERROMPA LA TRANSMISION (2)	
	DATOS RECIBIDOS	NO SE APLICA						INTERROMPA LA TRANSMISION (2)	
ESTADO D_n	D_n NO PERDIDO	X				ACATE EL D_n DE LA SER	ACATE EL D_n DE LA SER	ACATE EL D_n DE LA SER	ACATE EL D_n DE LA SER
	D_n PERDIDO UNA VEZ					ACATE EL D_n DE LA SER	MANTENGA EL ULTIMO D_n DE LA SER	INTERROMPA LA TRANSMISION	MANTENGA EL VALOR ANTERIOR DE LA SER
	D_n PERDIDO DOS VECES					ACATE EL D_n DE LA SER	MANTENGA EL ULTIMO D_n DE LA SER	INTERROMPA LA TRANSMISION	INTERROMPA LA TRANSMISION
VER AUSENTE		OPERACION NORMAL (1)	OPERACION NORMAL (1)	INTERROMPA LA TRANSMISION	INTERROMPA LA TRANSMISION	ACATE EL D_n DE LA SER	MANTENGA EL ULTIMO D_n DE LA SER	INTERROMPA LA TRANSMISION	CONTINUE EN REGULACION INTERNA (4)

Matriz lógica de sincronización de la terminal

- Notas :
1. "Operación Normal" - Tome la información sobre regulación , control , retardo de la PRB .
 2. "Interrumpa la transmisión " - Interrumpa la transmisión de todas las ráfagas en un plazo no mayor de 100 ms , y pase al procedimiento TFA .
 3. "Acate la SRB" - Tome la información sobre la regulación , control y retardo de la SRB hasta 1.024 multitramas . Si durante este tiempo se declara presente a la PRB , reanude la "operación normal" ; en caso contrario "interrumpa la transmisión " .
 4. "Continúe en regulación interna" - Utilice la regulación interna y los últimos valores correctamente recibidos de código de control y de D₀ de la estación de referencia correspondiente hasta 16 multitramas .

Si durante este tiempo se declara presente una estación de referencia , continúe la operación en conformidad con las instrucciones de este cuadro ; en caso contrario, "interrumpa la transmisión " .

La terminal TDMA deberá efectuar funciones de monitoreo y control interno mediante :

- a) circuitos de órdenes telefónicos y señalización .
- b) circuitos de órdenes telegráficos y señalización .
- c) alarmas .
- d) reconfiguración del plan de secuencia de ráfagas .

Circuito de órdenes telefónico (VOW) y señalización

El sistema TDMA tiene la capacidad para dos canales VOW independientes en cada ráfaga transmitida .

El número máximo de VOW que deberá transmitir una terminal es de 16 y el de VOW que deberá recibir será igual al número de terminales correspondientes pero no excederá de 32 . El número definitivo de circuitos VOW que se instalen podrá ser inferior a 32 .

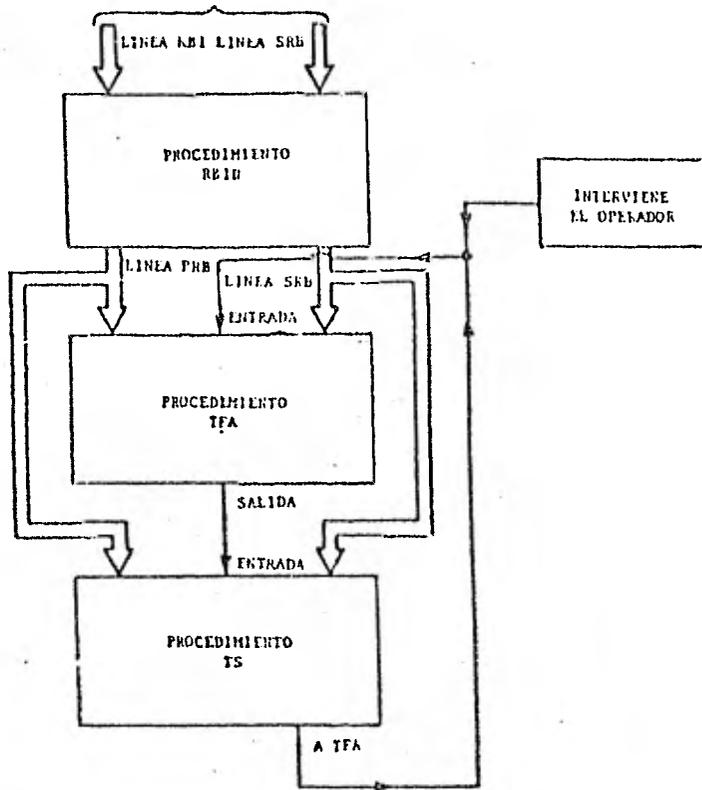
Las señales de voz serán codificadas mediante modulación delta a 32 Kbit/seg

Circuito de órdenes telegráficos (TTY) y señalización

El sistema TDMA tiene capacidad para 8 circuitos de órdenes telegráficos independientes en cada ráfaga transmitida .

El número máximo de circuitos TTY se deberá transmitir una terminal es de 32 y el de TTY que deberá recibir será igual al doble de las terminales correspondientes pero no excederá de 64 .

El número definitivo de circuitos TTY que se instalen podrá ser inferior a 64 y será especificado por INTELSAT en el plan de operaciones del sistema de satélites en consulta con las partes interesadas .



Procedimiento (FAS)
Sinronización y Adquisición de Trama

Los circuitos de órdenes telegráfico se proporcionará convirtiendo la corriente de la señal telegráfica de salida en señales lógicas que luego serán sometidas a sobremuestreo (a 1 MHz con un bit por muestra) y transmitidas usando un símbolo por trama por canal telegráfico .

Los espacios serán representados por un "0" y las marcas por un "1" .

No habrá multiplexaje en las terminales TDMA .

Cada terminal de tráfico deberá disponer de un medio de comunicación con las estaciones primarias y secundarias de las que reciba ráfagas . Dicho medio de comunicación debería ser independiente del sistema TDMA/DSI y podría servir para coordinar el inicio y la reanudación del servicio . Podrá ser suministrado por la red pública con conmutación o a través del satélite mediante los sistemas FDM/FDMA o SCPC/PCM/PSK .

Funciones de alarma entre terminales de tráfico

Por medio del canal de servicio , la terminal TDMA podrá intercambiar dos tipos de alarmas con otras terminales de tráfico ; a saber la alarma para detectar una elevada proporción de errores en los bits y la usada para identificar la pérdida de la palabra única .

El mensaje de alarma de indicación de una elevada proporción de errores en los bits , será enviada a una terminal transmisora cuando determine que la proporción de errores en los bits de cualquier ráfaga de tráfico procedente de esa terminal sea superior a 1×10^{-3} .

Para determinar si se ha excedido ese umbral de error , la terminal receptora efectuará mediciones en cualquier segmento idóneo de la trama lo que equivale a medir con un índice de 95% de fiabilidad , una tasa de errores entre 5×10^{-4} y 2×10^{-3} en el segmento de tráfico de la ráfaga .

El mensaje de alarma deberá enviarse durante un periodo de 32 milisegundos .

El mensaje de alarma se repetirá aproximadamente cada 4 segundos durante el tiempo que la proporción de errores en los bits continúe siendo elevada . Cuando se reciba un mensaje de alarma de proporción de errores en los bits elevada en conexión con una determinada ráfaga transmitida y dicho mensaje proceda de dos o más terminales que reciban dicha ráfaga la terminal transmisora activará instantáneamente una alarma de mantenimiento inmediato .

Cuando la ráfaga transmitida sea recibida por sólo una terminal , la terminal transmisora activará esta alarma después de recibir de esa terminal receptora un mensaje de alarma de proporción de errores en los bits elevada .

Código selectivo de no transmisión (SDNTX) procedente de una estación de referencia

Las estaciones de referencia enviarán el código SDNTX a una terminal de tráfico cuando cualquier de sus ráfagas de tráfico ocasione interrupciones en el sistema .

La terminal de tráfico decodificará el canal de servicio a partir de las dos ráfagas de referencia de cada transponder con que trabaje la terminal .

Al recibir el código SDNTX de cualquiera de las dos ráfagas , la terminal de tráfico dejará de transmitir la ráfaga designada por el número de ráfaga correspondiente (ver cuadro del canal de servicio) .

Como otra opción , la terminal podrá interrumpir la transmisión de todas las ráfagas .

Si la terminal decodifica el SDNTX y el número de ráfagas es "todos unos" , la terminal interrumpirá la transmisión de todas las ráfagas . Cuando una terminal no considera al código SDNTX se interrumpirán las ráfagas correspondientes antes de los 100 milisegundos y se activará una alarma de mantenimiento inmediato .

Una terminal podrá volver a transmitir la ráfaga en cuestión cuando haya adoptado las medidas del caso para identificar y corregir cualquier falla existente .

En caso de haberse interrumpido la transmisión de todas las ráfagas , la terminal reanudará la transmisión mediante el procedimiento FAS .

Plan de Secuencia de ráfagas

Este plan consiste en la organización del tráfico de acuerdo a un plan determinado . Se presenta a continuación un ejemplo de la información incluida en un plan de secuencia de ráfagas .

Se considerará un nuevo plan de transmisión que se implantará por primera vez en la trama N°0 de la multitrama de transmisión cuyo marcador sea transmitido en el tiempo : $t_k + 3 T_M + D_n$

en que t_k representa el tiempo de detección del marcador de la multitrama en la ráfaga de referencia , que indica el comienzo de la multitrama que contiene el último código de cuenta descendente .

T_M constituye el periodo de la multitrama y D_n es el tiempo de transmisión empleado por la terminal .

El nuevo plan de tráfico de recepción será implantado en el tiempo :

$$t_k + 12 T_M$$

En TDMA la información no debe de interferirse de una a la otra para que pueda ser transmitida a través del satélite , ya que se manejan muchas señales en un repetidor común es el satélite .

La técnica TDMA ofrece un número de ventajas sobre la técnica FDMA ; específicamente brinda un incremento en la capacidad y flexibilidad en la operación , se requiere una potencia menor en el enlace ascendente . El prototipo del sistema TDMA esta diseñado para brindar un servicio seguro y en forma superior en comparación con el equipo existente FDM/FDMA .

Este sistema TDMA tiene la ventaja de trabajar con circuitos de estado sólido , haciendo con esto un servicio lo más economicamente posible .

Configuración terminal TDMA

El siguiente diagrama muestra el equipo terminal .

La terminal TDMA , consiste de tres subsistemas :

Módulo de interface terrestre , Módulo de terminal común y el módulo de control .

El módulo interfaz TDMA tiene como función recibir las señales terrestres pero a la vez transforma las señales a un formato básico para que puedan ser analizadas y procesadas en el módulo de terminal común .

Es tan grande la variedad de señales terrestres que deben de llevar un orden . La terminal común TDMA consiste de tres partes principales :

- 1) El subsistema de transmisión .
- 2) El subsistema de recepción .
- 3) El subsistema de control .

Las entradas pueden ser empleadas por sistemas PCM/TDMA y varían considerablemente en contenido como : voz , datos , teléfono o ensambles de FDM . Los modos de operación : preasignados , asignación por demanda o la técnica DSF y la técnica PCM.

Se debe de considerar el procesamiento de las señales para que puedan ser fácilmente multiplexadas y demultiplexadas .

Un conjunto de módulos , llamados módulos de interface TDMA(TIME) , su principal función es que las señales terrestres son procesadas a un formato para que se optimice la comunicación vía satélite .

Estos módulos generalmente tienen dos partes :

- 1) La primera parte convierte las señales analógicas a señales digitales vía PCM , codificandolas en la sección de transmisión (de manera inversa es para la sección de recepción) .
- 2) La segunda parte es que las señales digitales que provienen de las señales continuas pasan a ráfagas de señales .

En caso de que la transmisión terrestre ya sea digital , el equipo PCM no es necesario .

Hay generalmente tres clases de equipo PCM .

El primero , llamado codec PCM (codificador - decodificador) que convierte una señal analógica a una señal binaria PCM y también funciona en operación inversa .

El segundo es el multiplexaje PCM .

Esta unidad convierte las señales analógicas múltiples a una forma digital y entonces multiplexa esas señales digitales a una fila continua de bits .

Cabe señalar que en la unidad TIM las opciones para los módulos interface de la frecuencia de voz han sido divididas .

La primera opción que se tiene son en cuanto a las opciones de operación preasignada ya que la señal tiene que estar situada en una ráfaga TDMA ya que puede ir de un punto a otro punto o de un punto a multipuntos . La segunda opción es por los módulos que pueden ser adoptados para la asignación por demanda (ya que aquí se tienen destinos variables) . Esos módulos son capaces en forma eficiente de usar técnicas DSI ya que la señalización es importante .

Subsistemas de transmisión/ recepción y control

La terminal común TDMA tiene tres elementos que operan y son los siguientes

a) El subsistema de transmisión generalmente funciona procesando la información y manejandola en forma apropiada a las transmisiones que se realizarán .

Esto incluye el multiplexaje de división en el tiempo de acuerdo a las ráfagas de la terminal generación de preámbulo , aplicación de energía a una fila de datos , premodulador de codificación diferencial y modulación .

b) El subsistema de recepción funciona con las operaciones en forma inversa a la transmisión sobre las señales recibidas y también funciona la generación de apertura para incrementar la seguridad en la detección de las ráfagas .

c) El subsistema de control es el responsable de la reestructuración completa del sistema tales como : el control , la adquisición inicial la sincronización de la ráfaga y el mantener la confiabilidad de la terminal y la operación .

Las operaciones en el subsistema de transmisión son controladas por el multiplexor , en el cual contiene una memoria capaz de dirigir y es activado por un contador de símbolos .

El multiplexor no solamente lee el contenido de las señales que envía el TIM , sino también activa el generador de preámbulo en el cual el preámbulo de la ráfaga de una trama es establecida e inicia una secuencia de dos filas de bit en forma paralela (canales P y Q) .

Las dos filas de bits (P y Q) son codificadas diferencialmente ya que así se puede ayudar al demodular en resolver la ambigüedad de la portadora y en la identificación de datos .

En el subsistema de recepción se demodula , decodifica y separa las ráfagas recibidas .

Entonces varía información de las ráfagas son distribuidas a sus respectivas unidades de proceso .

Se puede mostrar como ejemplo que el detector de preámbulo selecciona el preámbulo de la ráfaga y distribuye a la estación el código de identificación y la posición , el canal de control de señalización y las señales de orden del preámbulo recibido , lo cierto es que esta es parte de las señales detectadas en la sección de control .

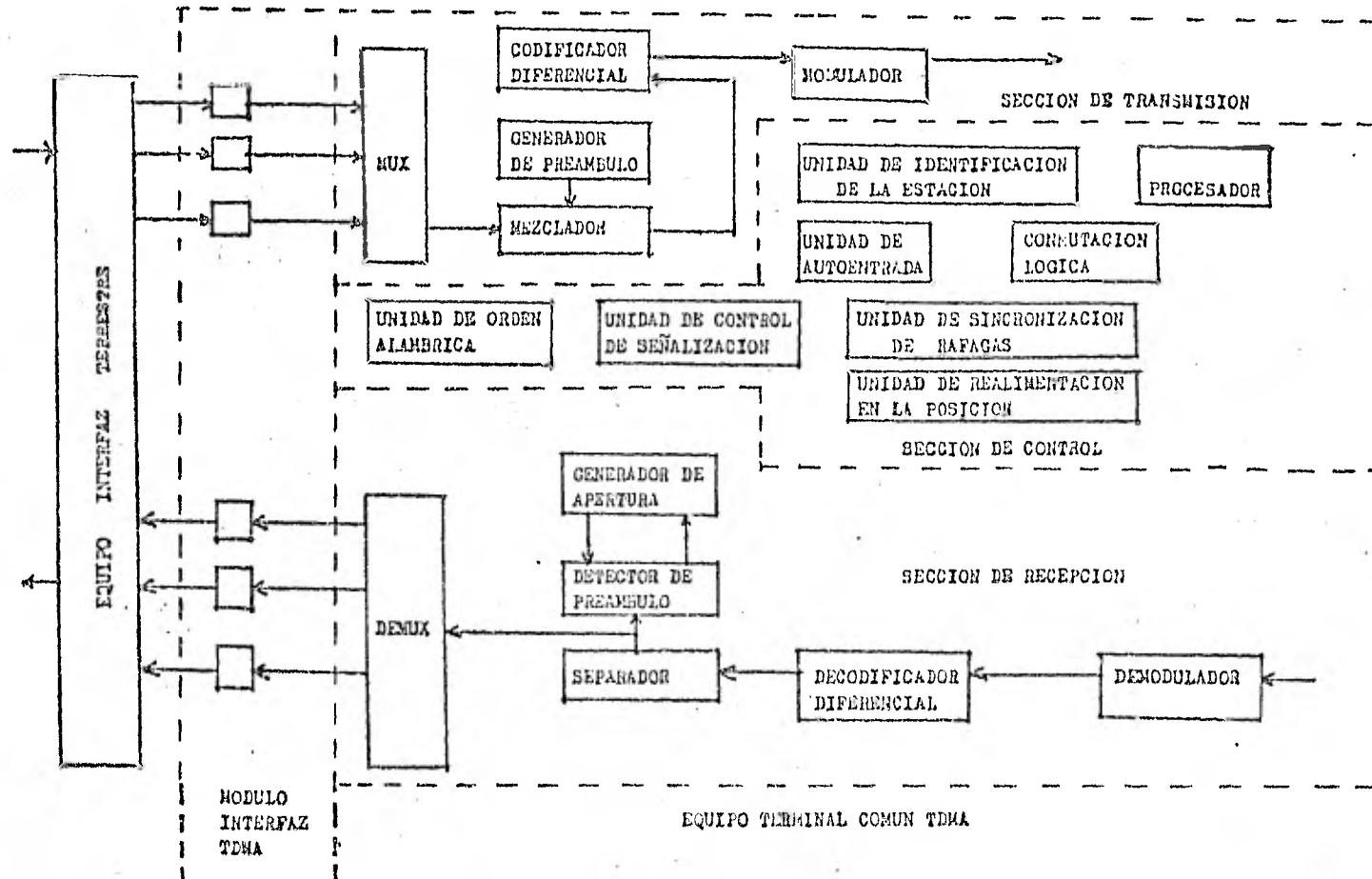
Estas señales detectadas se conservan también en el subsistema de recepción ya que pasan al generador de apertura y a un contador de símbolos en el demultiplexor .

El subsistema de control es el corazón de operaciones en la terminal .

El mayor elemento de este subsistema es una pequeña computadora digital programada para realizar muchas funciones y son las siguientes :

- a) Señalización de entrada/salida .
- b) Reestructuración de los formatos de multiplexor/ demultiplexor .
- c) Control en el canal de señalización de acuerdo al formato y la detección de error en la codificación y decodificación .
- d) Respuestas debido a la interrupción .

La parte vital del subsistema de control es el mantener la transmisión y la posición relativa de las ráfagas para evitar la interferencia con alguna otra .



Las funciones básicas que son necesarias para la explotación del sistema de concentración digital de conversaciones (DSI) pueden agruparse en categorías correspondientes a los sistemas desarrollados hasta ahora en la práctica .

En cuanto lo especificado por INTELSAT , en el lado de transmisión se detecta periódicamente la actividad de cada enlace de entrada y únicamente los enlaces de entrada activos se conectan a los canales de transmisión disponibles .

En el lado de la recepción , las señales que se reciben de los canales de transmisión se conectan a los enlaces de salida correspondientes de conformidad con el mensaje de asignación recibido , el cual proporciona información sobre el estado de las conexiones efectuadas en el lado de transmisión .

Hay dos maneras de insertar en un sistema digital un dispositivo DSI :

- 1) La técnica DSI se aplica individualmente a cada grupo de circuitos que tengan el mismo destino . Este modo se denomina DSI punto a punto .
- 2) La técnica DSI se aplica en bloque a varios grupos de circuitos con destinos diferentes . Se denomina este modo DSI de múltiples destinos .

Ganancia de Capacidad y calidad de transmisión con la técnica DSI

La ganancia teórica de capacidad con la técnica DSI tiene un límite determinado por la inversa del factor medio de actividad de los enlaces . Sin embargo , la DSI puede introducir alguna degradación de la señal vocal , de un tipo sistemático o esporádico .

Las degradaciones del sistema se deben al proceso de detección de la voz y al mensaje de señalización interna y se pueden aminorar e incluso suprimir en parte, mediante el uso de dispositivos adecuados. Las degradaciones esporádicas se deben al comportamiento estadístico del tráfico que sobrecarga al sistema cuando el número de enlaces de entrada activos es superior al de canales de transmisión disponibles. Las degradaciones que ocurren en este caso están directamente relacionadas con la ganancia debida a la DSI y por lo tanto con la capacidad del sistema.

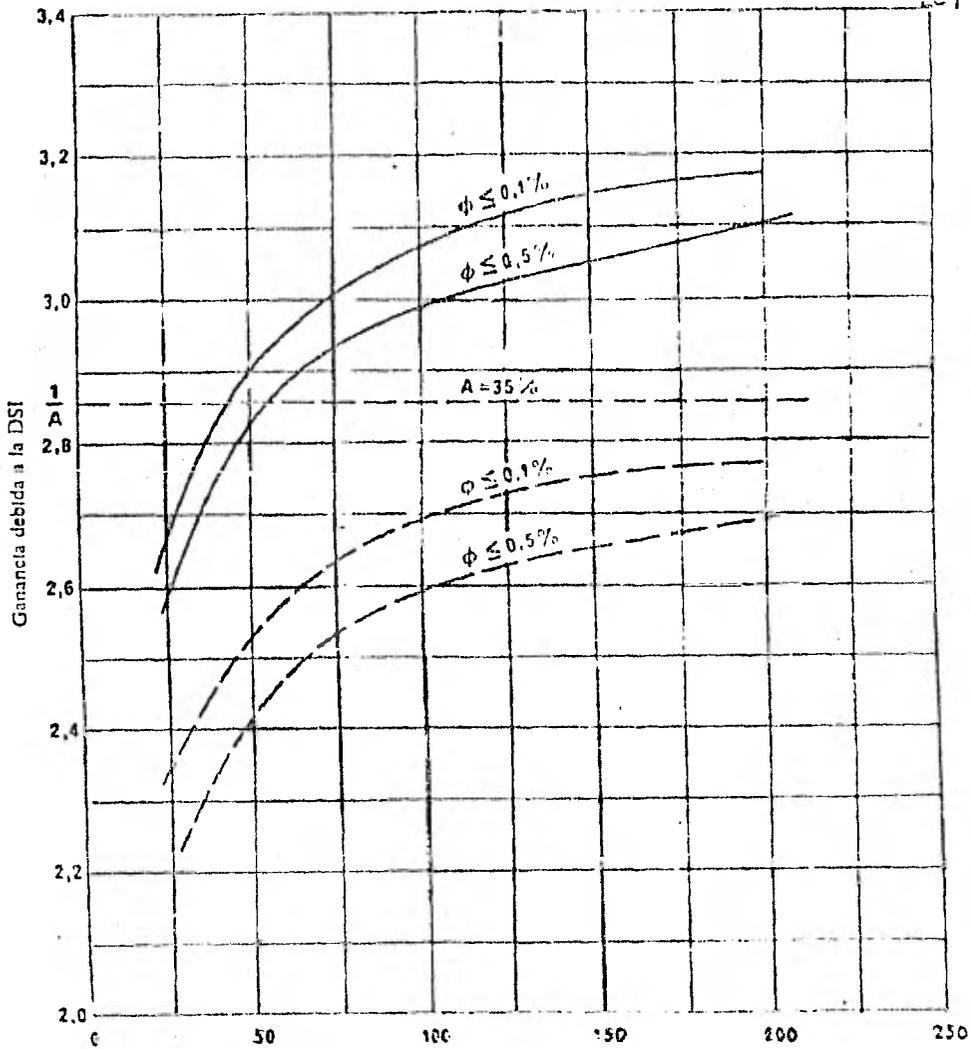
Cuando el sistema está sobrecargado, se producen mutilaciones cuyo valor medio se denomina congelación (ϕ).

Las pruebas prácticas realizadas para determinar la reacción del usuario ante la degradación de la palabra causada por la DSI, han demostrado que la degradación no es advertida por el usuario de tipo medio mientras la congelación es inferior al 0.5%.

Teóricamente, la ganancia de la DSI, G , y la fracción de congelación ϕ están relacionadas con la actividad media de la voz, A , con el número de enlaces de entrada, N_t , y con el número de canales de transmisión N_c . La figura 1 muestra G en función de N_c , con $A = 35\%$ y $\phi \leq 0.5\%$ y $\phi \leq 0.1\%$. De esta curva, se desprende que la ventaja de la DSI crece con el número de canales de transmisión.

Para aminorar más la fracción de congelación se puede reducir un bit por muestra y emplear este octavo bit de los canales normales para obtener más canales de transmisión cuando todos los canales de 8 bits están sobrecargados.

La degradación consiste en este caso en un decrecimiento de la relación S/N de los canales implicados, que se limita al tiempo de sobrecarga y en una congelación residual posible, cualitativamente similar a la que ocurre sin la reducción del bit.



Número de canales de transmisión de 8 bits, N_c
 Figura 1 - Ganancia debida a la concentración digital de conversaciones (DSI) para diferentes números de canales de transmisión (N_c)

————— Procedimiento de reducción de un bit por muestra
 - - - - - DSI normal

Por ejemplo , en los sistemas con reducción de un bit se puede esperar una fracción de congelación inferior al 0.05% frente al 0.5% con los sistemas sin reducción del bit pero con la misma ganancia debida a la DSI . Además con la reducción de un bit se obtiene una ganancia debida a DSI mayor y por consiguiente una capacidad total del sistema también mayor que con la DSI normal , pero la misma calidad de voz y en igualdad de las demás condiciones .

La figura 2 ilustra un ejemplo de comparación de las capacidades de canales usando TDMA multitrama y DSI .

Los efectos de la DSI en las señales de datos , cuando hay una condición de sobrecarga , depende del procedimiento de interpolación de señales que se adopte .

En el caso del procedimiento de reducción del número de bits , se transmiten siempre las señales de datos aun así se trata de un canal de baja resolución .

Las pruebas efectuadas para la transmisión de datos a 1200 bits/seg en una banda telefónica , han confirmado que el aumento de ruido de cuantificación debido a una reducción de bits limitada a periodos en que hay una condición de sobrecarga , no determina prácticamente ninguna degradación de transmisión de las señales de datos , ni siquiera en condiciones de sobrecarga excepcionales .

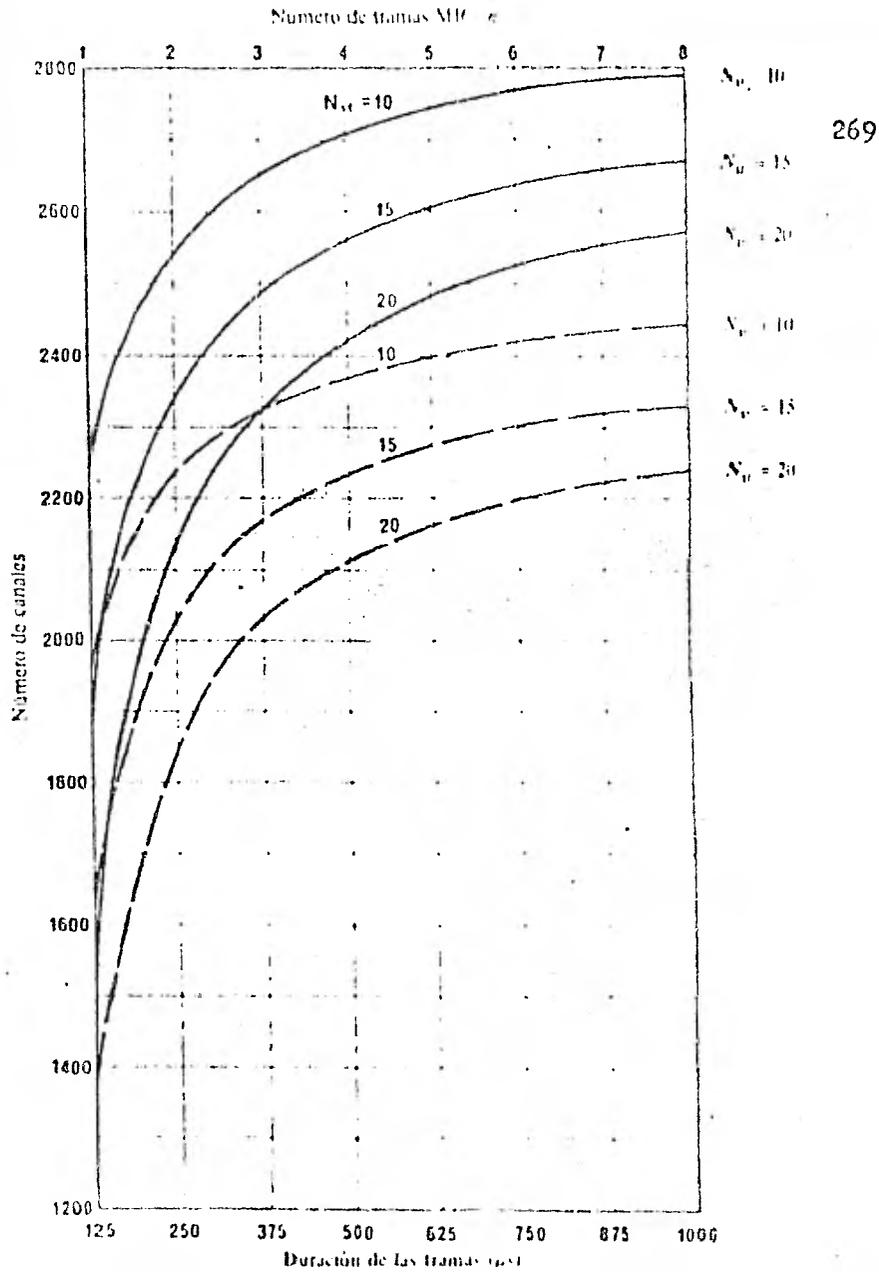


Figura 2 - Capacidad neta de un transponder de satélite de 36 MHz para el sistema TDMA provisto de un dispositivo DSI (utilizando distintos procedimientos de DSI) suponiendo que $A=35\%$.

- - - - Procedimiento de "congelación" con concentración $\phi = 1\%$
- — — Procedimiento de reducción del número de bit. $\phi = 1\%$

N_{st} : Número de estaciones en el sistema .

Para utilizar con la mayor eficacia posible la capacidad del satélite el sistema TDMA incluirá la DSI en la mayoría de los canales telefónicos. La incorporación de la DSI aumentará la capacidad del sistema de transmisión TDMA, puesto que permitirá intercalar ráfagas vocales de distintos canales terrestres en el mismo canal de satélite (interpolación). Cabe señalar que la técnica DSI es disponible en virtud del cual se conectan a los medios de transmisión únicamente los canales vocales de entrada que están activos o bien los canales vocales en que se detecta una diferencia en los niveles de las muestras.

La ganancia de la DSI se define como la relación entre el número de canales terrestres de entrada y el número de canales de satélite normales disponibles, excluidos los de asignación.

INTELSAT determinará el número de canales terrestres y de satélite que serán atendidos.

Los canales cursados por el sistema DSI podrán estar sujetos a "mutilación competitiva" que constituye el tiempo perdido desde el comienzo de una ráfaga vocal entre la solicitud de asignación y el momento en que está disponible un canal de satélite.

La mutilación competitiva es una función de las estadísticas de la voz de la ganancia de la DSI y de las propiedades detectoras de voz.

La ganancia de la DSI será fijada de forma que sólo en menos del 2% de los "chorros" de palabras haya mutilaciones competitivas de más de 50 milisegundos de duración.

El sistema DSI trabajará con una trama de 2 milisegundos sincronizada con la trama TDMA.

Una terminal constará de uno o más módulos DSI.

Cada módulo DSI generará una subráfaga DSI por cada trama TDMA .

Se podrán diseñar módulos individuales para trabajar en modalidad de destino múltiple o de destino único .

Los canales terrestres serán preasignados a sus respectivos destinos .

El origen de una subráfaga será determinado a partir de su posición en la trama TDMA .

Dos canales que integren un circuito serán tramitados por el mismo módulo DSI .

El módulo DSI podrá ampliarse hasta una capacidad máxima de 240 canales terrestres de entrada . La utilización del módulo podrá variar desde un canal terrestre hasta alcanzar la capacidad máxima del canal y podrá ampliarse en incrementos de un canal terrestre .

Características del tráfico

Datos dentro de la banda .

a) Las características del tiempo de mantenimiento del detector de voz asegurarán que una vez lograda la conexión inicial del canal terrestre al canal del satélite , la transmisión puede llevarse a cabo a través del sistema DSI sin sufrir mutilación .

Sin embargo , durante periodos de sobrecarga podría ocurrir una reducción en el número de bits (esto se analizará en la organización de la subráfaga DSI) .

b) Los datos con una misma duración de tiempo transmitidos a través de canales alternos de voz y datos están encabezados por una señal de tono de 2100 Hz de por lo menos 400 milisegundos de duración .

El intervalo de tiempo entre la señal de tono y la siguiente señal de datos es inferior a 100 milisegundos .

Operaciones a destinos múltiples y destino único

- a) La modalidad normal de explotación del sistema DSI será a destinos múltiples . Los módulos que trabajen en esta modalidad podrán transmitir una subráfaga por trama y recibir más de una subráfaga por trama . Cada subráfaga recibida podrá incluir tráfico a más de un destino .
- b) Otra modalidad de explotación es la del destino único . Los módulos que trabajen en esa modalidad tendrán que transmitir y recibir tan sólo una subráfaga por trama . La subráfaga recibida podrá incluir tráfico dirigido a uno o más destinos .
- c) Los módulos que trabajen en modalidad de destinos múltiples deberán poder transmitir a 8 destinos en una subráfaga y recibir 8 subráfagas (en ráfagas no superpuestas) .

ORGANIZACION DE LA SUBRAFAGA DSI

Estructura de la subráfaga .

La estructura de la subráfaga DSI característica , será como se muestra en la siguiente figura 1 . Cada módulo DSI genera una sola subráfaga DSI , compuesta por un canal de asignación DSI (DSI - AC) y una agrupación de canales de satélite .

- a) El DSI-AC estará ubicado al comienzo de cada subráfaga DSI y ocupará 128 bits .
- b) Un canal normal de satélite estará compuesto de 128 bits sucesivos dentro de la subráfaga DSI podrá alojar 16 muestras PCM de 8 bits cada una . Un número de canales de satélite normales por sub ráfaga podrá variar entre 1 y 127 , en incrementos de uno .

Los canales de satélite normales forman un grupo de interpolación al cual se asignan canales terrestres activos .

c) Cuando el número de canales terrestres activos de entrada sea mayor que el número de canales de satélite disponibles , en el grupo de interpolación se formarán canales para absorber la sobrecarga , mediante la asignación del bit menos significativo (octavo) de los canales de satélite normales de menor rango .

Para los canales de sobrecarga del satélite , todos los primeros bits se transmitirán en segundo lugar y así sucesivamente (figura 2) . De este modo , los canales de satélite involucrados seguirán siendo canales normales , con la diferencia de que sólo contendrán 7 bits . El número de canales de sobrecarga representará la totalidad de la relación :

Número de canales satelitales normales

7

El número máximo de canales de sobrecarga será de 16 y estarán de los primeros 112 canales de satélite .

d) El sistema OSI deberá poder ampliar o reducir el grupo interpolado de canales de satélite sin interrumpir el tráfico .

Numeración de los canales terrestres y de satélite

a) Canales terrestres.

Los canales terrestres de cada subráfaga transmitida se definen como "canales internacionales" que no necesariamente están numeradas de acuerdo con el número real de canales terrestres .

Su numeración va des 1 al 240 y están representados en codificación binaria . El primero será el 00000001 , el segundo el 00000010 y así sucesivamente .

Los canales internacionales y los canales terrestres se designarán respectivamente por las notaciones (IC) y (TC) .

Canales de satélite

Los canales de satélite normales estarán numeradas del 1 al 127 y representados por un código binario .

El primero será el 00000001 , el segundo el 00000010 y así sucesivamente .

Los canales de satélite para sobrecarga llevarán la numeración del 255 al 240 . El primer canal de sobrecarga , formado en los canales de satélite normales 1 a 7 , estará representado por el código binario 11111111; el segundo canal de sobrecarga formado en los canales de satélite normales 8 a 14 , estará representado por el código 11111110 y así sucesivamente .

Los canales de satélite se designarán por la notación (SC)

Canal de asignación DSI (DSI-AC)

Estructura .

El canal DSI-AC estará ubicado al comienzo de la subráfaga DSI , tal como se indica en la figura 1 .

El DSI-AC consta de 128 bits que cursan tres mensajes de asignación de 16 bits .

Se empleará la codificación Golay con una relación de 1 a 2 para corregir todas las combinaciones de uno , dos y tres errores en los bits .

En la figura 3 se representa la estructura del DSI-AC .

A los efectos de completar la longitud deseada del mensaje de 128 bits , será necesario utilizar 32 bits simulados .

El DSI-AC transmitirá mensajes de asignación y de alarma que constituyen una forma especial del mensaje de asignación .

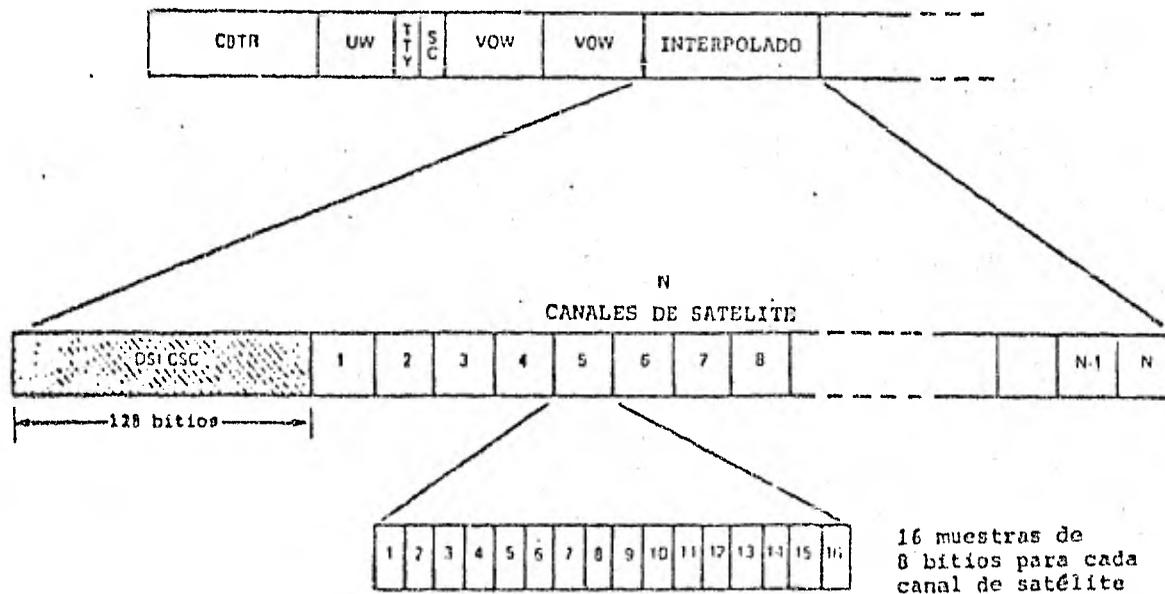


Figura 1 . Estructura de la ráfaga de tráfico

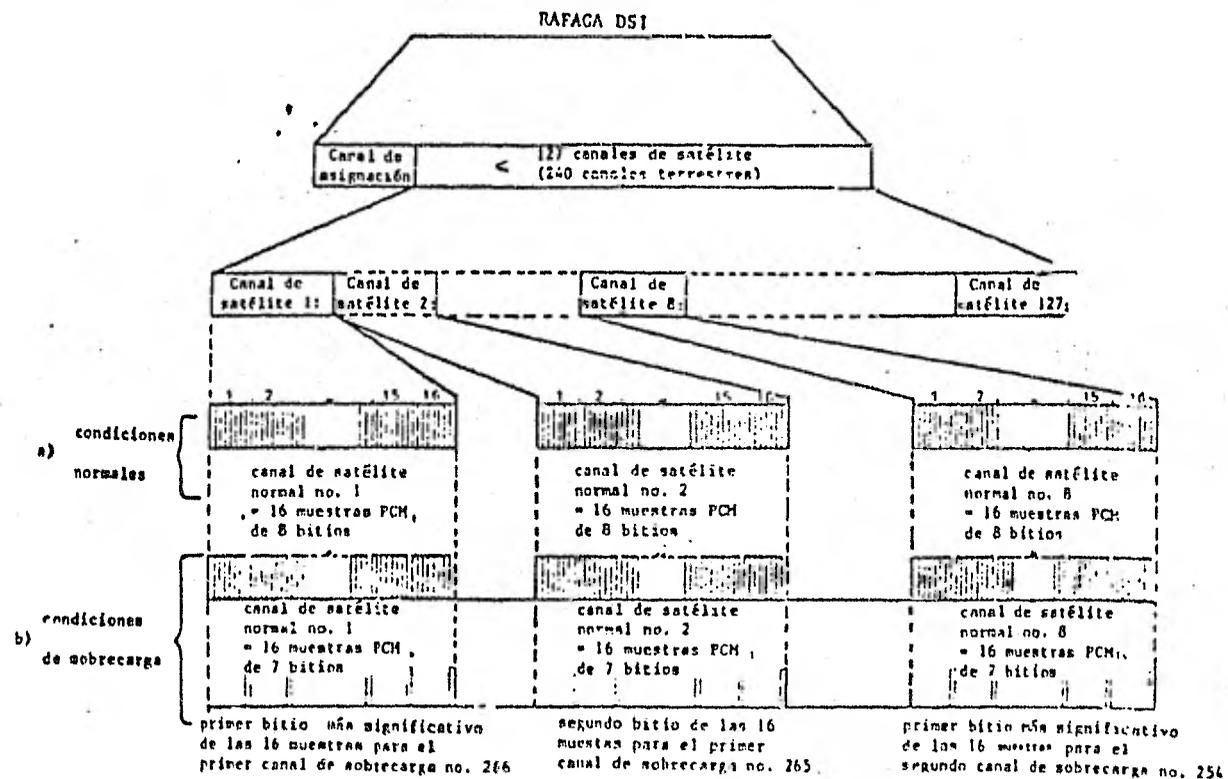


Figura 2 . Método de asignación del canal de satélite codificado en la ráfaga DSI

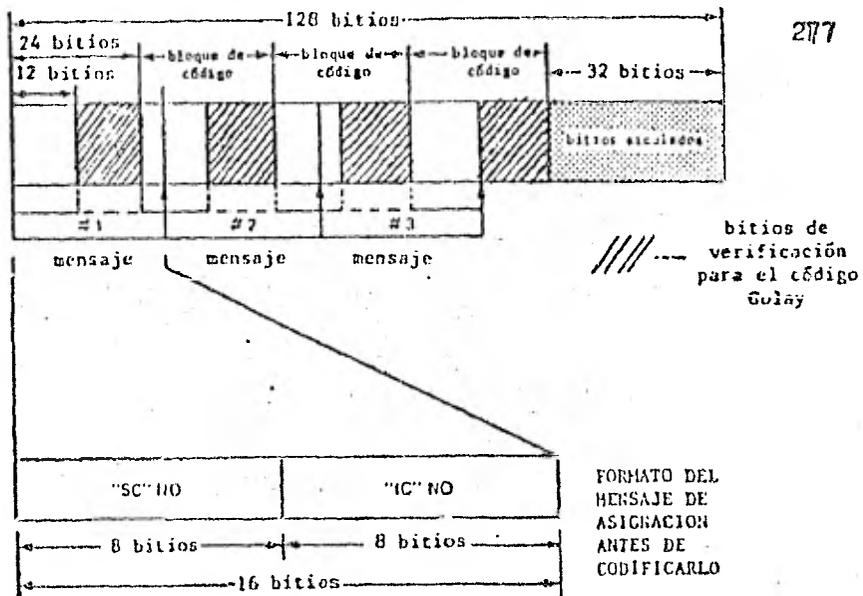


Figura 3 . Formato del canal para los mensajes de asignación con DSI

Con objeto de proteger el mensaje de asignación se empleará el código Golay en una relación 1 a 2 .

El código puede corregir 3 errores en un bloque de 24 bits y tienen un polinomio generador de :

$$g(x) = x^{11} + x^9 + x^7 + x^6 + x^5 + x + 1$$

La información codificada se presenta en bloques de 24 bits que comprende 12 bits de información seguidos de 11 bits de verificación y de un bit simulado .

Explotación en la modalidad DSI

Explotación mediante la utilización de canales normales.

a) Cuando en un canal terrestre aparece una señal de transmisión , un detector de voz deberá reconocerla como señal activa y asignarla a un canal de satélite normal disponible .

b) Para informar al extremo receptor respecto de la asociación del canal de satélite con el canal internacional (SC a IC) , será preciso generar y transmitir un mensaje de asignación en la modalidad DSI-AC .

El mensaje de asignación de un canal recientemente activado se denominará nuevo mensaje de asignación .

c) En el extremo receptor , el canal normal de satélite será conectado al canal internacional en conformidad con la asociación SC a IC definida en el nuevo mensaje de asignación .

d) Después que un canal internacional haya sido asignado a un canal normal de satélite , no se suspenderá la conexión hasta que se active el canal internacional , salvo que se solicite una reasignación a los efectos de llevar a cabo una reconfiguración de tráfico .

El canal internacional no será desconectado al desactivarse , a menos que se solicite una nueva conexión o reasignación para el SC al cual está conectado .

e) Durante la operación sin sobrecarga , se podrán utilizar reasignaciones de un SC a otro (normal o de sobrecarga) cuando se lleve a cabo la reconfiguración de tráfico .

Explotación mediante la utilización de canales de sobrecarga

a) Se empleará un canal de satélite para sobrecarga cuando se detecte actividad en un canal internacional que no este conectado a un canal de satélite y no haya disponible un canal normal .

Solamente se asignará el número necesario de canales para absorber la sobrecarga .

b) Una terminal lejana sabrá que se han activado canales de sobrecarga cuando aparezcan números de canales de satélite que excedan de 239 . En el extremo receptor , cuando se asigne un canal de sobrecarga , no será necesario enmascarar el bit menos significativo de los canales normales de satélite .

c) Un canal internacional activo conectado a un canal de satélite para sobrecarga podrá ser reasignado a un canal normal de satélite disponible cuando el canal internacional asignado a este último queda desactivado y no se tenga que efectuar una nueva asignación .

Los procedimientos de reasignación también podrán usarse para la reconfiguración de tráfico .

d) Cuando no haya disponible un canal de satélite (normal o sobrecarga) se postergará la conexión hasta que se desocupe un canal . Durante ese periodo se dice que el canal terrestre esta en "tiempo inerte" .

e) Un canal internacional desactivado conectado a un canal de sobrecarga podrá ser eliminado mediante la asignación de un mensaje que lo reasigne al IC número "0" .

El IC número "0" es un canal terrestre no existente reservado para la función de desconexión .

Las conexiones entre canales se establecerán mediante la asignación de un canal de satélite a un canal internacional activo o informando dicha asociación al módulo OSI receptor lejano por medio de un mensaje de asignación .

Cuando un módulo de transmisión OSI a múltiples destinos se comunique con más de un módulo OSI receptor , los canales del satélite serán compartidos mancomunadamente .

Por consiguiente , los mensajes de asignación transmitidos por una estación serán recibidos por todas las estaciones corresponsales .

Los IC originados serán preasignados a las centrales de tránsito de destino .

Procedimiento para nueva asignación

El procedimiento para la asignación de un canal internacional recién activado(i) a un canal de satélite normal o de sobrecarga(j) , constará del siguiente mensaje :

(SCnúmero j , IC número i)

El mensaje de asignación suprime las conexiones existentes con el SC número (j) y el IC número(i) en cualquier módulo OSI corresponsal .

Se hará una nueva asignación en un canal disponible del satélite .

Si el mensaje de asignación se transmite en la trama "n" del TDMA , la primera transmisión de la señal afín se hará en la trama "n+1" del TDMA .

El nuevo procedimiento de asignación tendrá prioridad sobre los demás procedimientos .

Se utilizará con el objeto de transferir canales internacionales activos de la modalidad de sobrecarga a la normal .

El procedimiento para la reasignación del canal internacional (i) , conectado al canal del satélite(k) , al canal (j) , constará del siguiente mensaje : (SC número j , IC número i)

El mensaje de reasignación suprime las conexiones existentes con el SC número (j) y el IC número (i) en cualquier módulo DSI correspondiente .

Tal procedimiento no entrañará pérdidas de información sobre la señal . Cuando se desactive el IC conectado y no se efectúe una nueva asignación se hará una reasignación a un SC normal disponible .

Si el mensaje se transmite en la trama "n" del TDMA , la reasignación se hará en la trama "n+1" .

El procedimiento de reasignación también podrá ser utilizado para reasignar un IC desde cualquier SC a cualquier otro SC , ya sea de sobrecarga o normal .

La reasignación estará supeditada al nuevo procedimiento de asignación pero tendrá prioridad sobre los procedimientos de desconexión o de recordatorio .

Procedimiento de desconexión

Este procedimiento se utilizará para desconectar un canal internacional inactivo del canal de satélite para sobrecarga . Mediante el siguiente mensaje se desconecta el canal número j :

(SC número j , IC número 0)

Si el mensaje de desconexión se transmite en la trama "n" del TDMA , la desconexión se hará efectiva a partir de la trama TDMA "n+1" .

Este procedimiento tendrá menos prioridad que los procedimientos de nueva adquisición o de readquisición pero más que el de recordatorio .

A fines de la reconfiguración de tráfico , el procedimiento de desconexión podrá usarse para desconectar canales de satélite(SC) normales destinados a ser eliminados .

Procedimiento de recordatorio

Mediante este procedimiento se repetirán en forma cíclica las conexiones de todos los canales de satélite en el grupo DSI común .

El procedimiento consistirá del siguiente mensaje :

(SC número j , IC número i) 6

(SC número j , IC número 0)

El mensaje de recordatorio suprime las conexiones existentes con el canal de satélite número "j" y el canal internacional número "i" y conecta al (SC)j al (IC)i un cualquier módulo DSI correspondiente .

El mensaje se transmitirá en forma cíclica de acuerdo con la secuencia numérica del SC para los canales de satélite normales y de sobrecarga .

Al transmitirse dicho mensaje en la trama "n" del TDMA , el recordatorio de esa conexión tendrá lugar en la trama TDMA "n+1" .

Este procedimiento tiene el orden de prioridad más baja .

El sistema TDMA/DSI aumentará la interdependencia entre las estaciones terrenas con el consiguiente beneficio para toda la red .

Algunos tipos de funcionamiento defectuoso en las terminales TDMA podrían ocasionar interrupciones bién en otras terminales o en algunos casos , en toda la red TDMA .

Las especificaciones del sistema TDMA/DSI incorporarán características destinadas a minimizar los efectos de una interrupción del sistema de - bida al funcionamiento anómalo de un terminal .

En cada terminal TDMA se incluirá un mecanismo de protección en caso de fallas con el fin de impedir que el mal funcionamiento de una terminal pueda causar interrupciones en el resto de la red TDMA .

Además , con el propósito de lograr una disponibilidad y continuidad en el servicio equivalentes a las que proporcionan el servicio FDE/FM se recomienda enfáticamente que las terminales TDMA/DSI sean diseñadas teniendo en mente un índice de disponibilidad total del 99.99% .

La disponibilidad se define de la siguiente manera :

$$\text{Disponibilidad} = \frac{\text{MTBF}}{\text{MTBF} + \text{MTTR}}$$

MTBF : tiempo medio entre fallas .

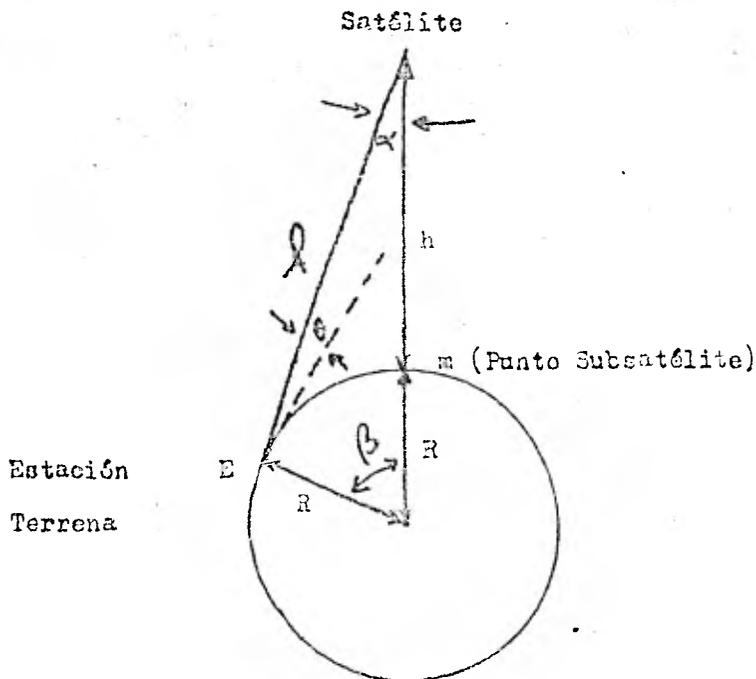
MTTR : tiempo medio para restablecer las operaciones de la terminal después de una falla .

Una falla se define como la pérdida no programada de todos los circuitos cursados .

) Efectos atmosféricos y variables que intervienen en la comunicación vía satélite .

284

4.1) Posición del satélite y la tierra



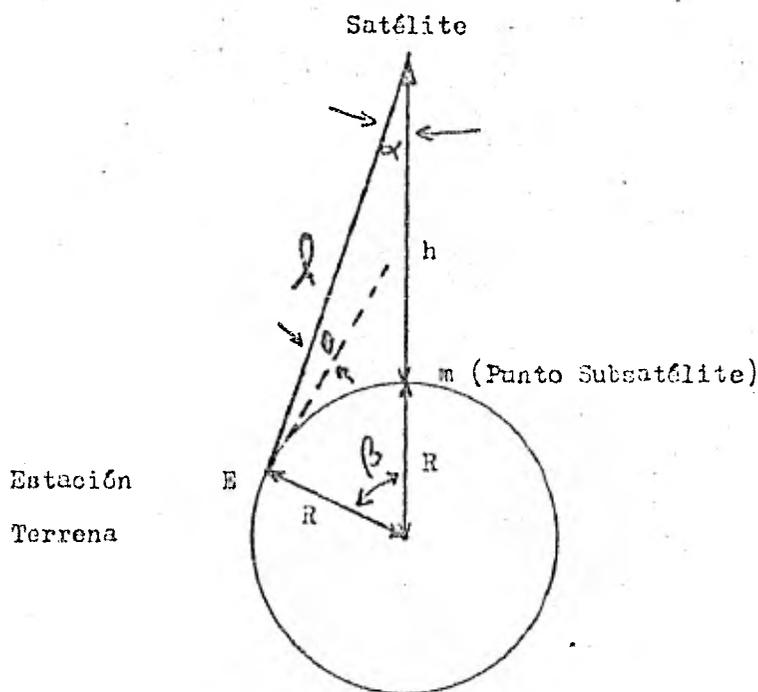
La zona de protección que guarda el satélite es función de la altitud del satélite y un mínimo ángulo de elevación de operación de la antena en una estación terrestre y esta es :

$$\frac{R}{R + h} = \frac{\cos(\beta + \epsilon)}{\cos \epsilon}$$

4) Efectos atmosféricos y variables que intervienen en la comunicación vfa satélite .

284

4.1) Posición del satélite y la tierra



La zona de protección que guarda el satélite es función de la altitud del satélite y un mínimo ángulo de elevación de operación de la antena en una estación terrena y esta es :

$$\frac{R}{R + h} = \frac{\cos(\beta + \theta)}{\cos \theta}$$

el valor de θ se restringe a 5° para las comunicaciones comerciales ya que se debe de evitar un incremento del ruido en la antena y el efecto del desvanecimiento .

Cuando "h" es más grande que "l", consecuentemente el tiempo de propagación de las ondas es tan grande que ésta no puede ser ignorado en las radiocomunicaciones .

El retraso máximo de transmisión ($\tau_{\text{máx}}$) y es dada por la siguiente ecuación :

$$\tau_{\text{máx}} = \frac{2l}{c} = \frac{2(R+h)}{c} \frac{\text{sen } \beta}{\text{cos } \theta}$$

"c" es la velocidad de la luz (3×10^8 m/sec)

4.2) Reflexión y Refracción

Si aplicamos como se propagan las ondas mediante la figura 1, debemos considerar que tenemos una superficie $A-A'$, e imaginamos que en ésta tenemos muchos pequeños puntos que originan ondas y si tomamos un mismo punto de fase en cada onda y las unimos tendremos una evolución de la superficie de onda $B-B'$, que será la superficie de onda en el siguiente instante.

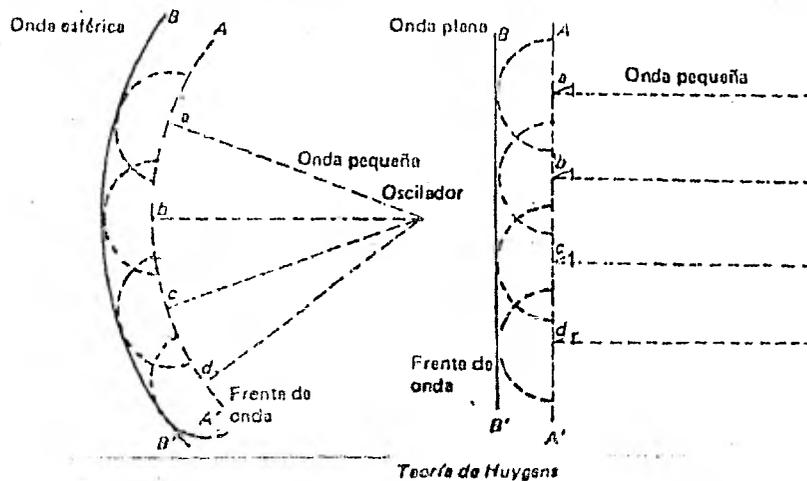


FIGURA 1

La teoría que trata de explicar los fenómenos de dispersión, reflexión, difracción, etc., por medio de suposiciones, se le conoce como Teoría de Huygens.

Cuando la onda electromagnética atraviesa el límite de los medios con diferente constante eléctrica una parte se refleja y otra se refracta. Como se muestra en la figura 2, cuando los índices de refracción de los medios son números reales, siguen lo que afirma la ley de Snell, sobre los fenómenos de reflexión y refracción.

- 1) Tanto las direcciones de reflexión y refracción como la de incidencia se encuentran en una superficie plana perpendicular a la superficie límite de los medios.
- 2) El ángulo de incidencia " α " y el ángulo de reflexión " β " son siempre iguales.
- 3) La proporción de los senos del ángulo de incidencia al ángulo de refracción es igual a la velocidad de propagación V_1 a V_2 de los medios I y II y se expresa así :

$$\frac{\text{sen } \alpha}{\text{sen } \gamma} = \frac{V_1}{V_2}$$

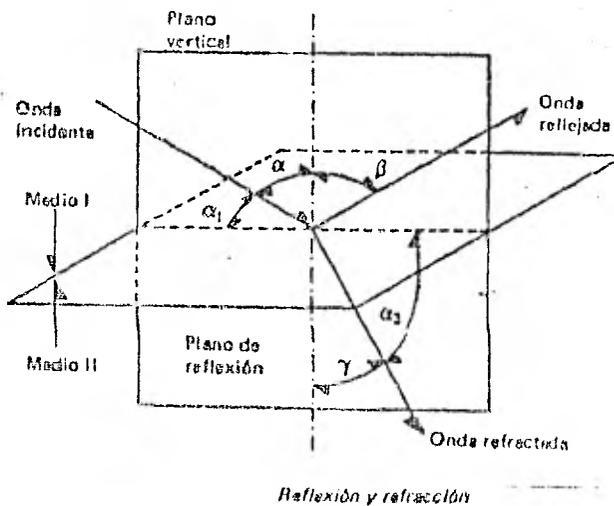


FIGURA 2

El resultado de esta división v_1 / v_2 , o sea, el medio I sobre el medio II es lo que se conoce como índice de refracción relativa. Cuando el medio I es el vacío, este índice recibe el nombre de índice de refracción absoluta.

Si hay dos medios que tienen los índices de refracción absoluta de n_1 y n_2 generalmente el índice de refracción relativa ($n_1 \rightarrow n_2$) se calcula con la siguiente ecuación:

$$n_1 = \frac{c}{v_1} \quad n_2 = \frac{c}{v_2}$$

en donde: c = velocidad de la luz.

Por lo tanto, el índice de refracción relativa ($n_1 - n_2$) en las ondas electromagnéticas será:

$$n_1 - n_2 = \frac{v_1}{v_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

Si consideramos que tenemos un medio con índice de refracción absoluta n_1 y otro medio con índice de refracción absoluta n_2 , el índice de refracción relativa en la superficie límite se calcula de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} n_1 \operatorname{sen} \alpha &= n_2 \operatorname{sen} \beta \\ n_1 \operatorname{cos} \alpha_1 &= n_2 \operatorname{cos} \alpha_2 \end{aligned}$$

estas ecuaciones se conocen como la Ley de Snell.

Si una onda eléctrica atraviesa medios que se encuentran en capas paralelas, cada una con poca diferencia en el índice de refracción, la onda se refractará en el límite correspondiente de los diferentes medios propagándose en forma curva como se muestra la figura 3.

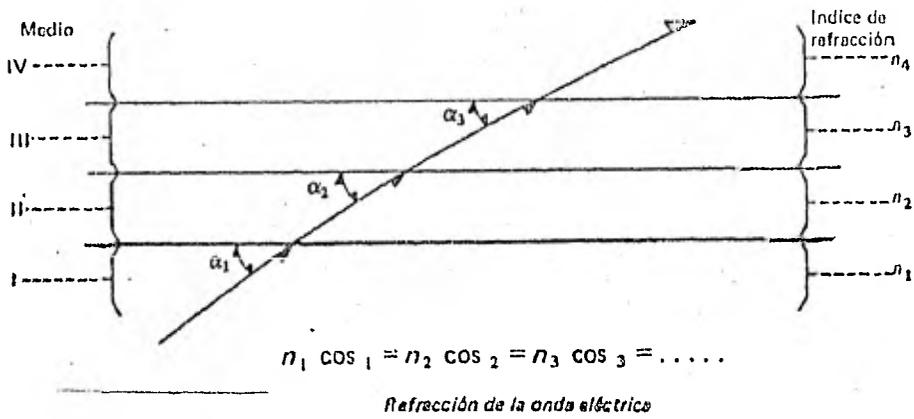
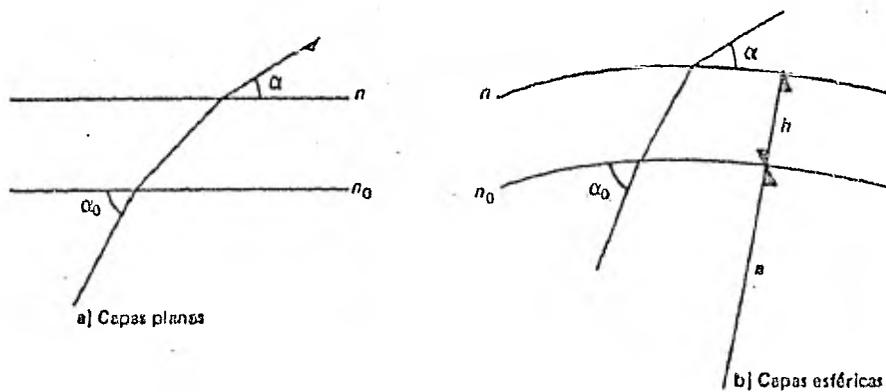


FIGURA 3

La humedad , la presión y la temperatura de la atmósfera terrestre disminuyen al aumentar la altura sobre el nivel del mar , al igual que el índice de refracción de la atmósfera se reduce ; por lo cual , las microondas se propagan en forma curva ascendente .



Refracción de la onda en la atmósfera

FIGURA 4

en la figura 4 , se aprecia como , si aplicamos la Ley de Snell , a la atmósfera terrestre , formada por capas concéntricas esféricas , es decir , de un solo centro , tendremos la siguiente expresión :

$$n_0 a \cos \alpha_0 = r (a+h) \cos \alpha$$

en donde :

a : Radio real de la tierra .

n_0 : Índice de refracción al nivel del mar .

h : Altitud relativa .

n : Índice de refracción para la altura " h " .

$a + h$: Radio de la capa atmosférica a un altitud " h " .

En la expresión anterior , " n " toma un valor aproximado a 1 , por lo cual se puede expresar así :

$$n_0 \cos \theta = (n + h/a) \cos \theta$$

Si compramos esta expresión que en la fórmula de las capas esféricas usamos $(n + h/a) = m$ en lugar de " n " .

En la troposfera , el valor de h/a es muy pequeño y el valor de " n " es aproximadamente 1 , así también el valor de " m " es casi 1 ; por lo tanto , para simplificar , restamos de " n " ó " m " la unidad 1 y expresamos la fórmula tomando como unidad 1×10^{-6} quedando de la siguiente manera :

$$N = (n - 1) \times 10^6$$

$$M = (n + h/a - 1) \times 10^6$$

por lo que : $M = (N + (h/a)) \times 10^6$

M se llama índice de refracción modificado .

Por ejemplo , en la atmósfera normal de 300 metros de altura , los valores de " n " y " m " son aproximadamente 1.000313 y 1.000360 ; por lo tanto , los valores de N y M serán 313 y 360 .

En la atmósfera de la troposfera la relación entre los tres elementos atmosféricos : Presión , temperatura y humedad y el índice de refracción se representa por la siguiente expresión :

$$n = 1 + (AP/T + (B/T^2 - C/T) e) \times 10^{-6}$$

en donde :

P : Presión atmosférica (mb) 1 mmHg = 1.333 mb

T : Temperatura absoluta ($^{\circ}K$) , $T(^{\circ}K) = T(^{\circ}C) + 273$

e : Presión de vapor (mb) = Humedad relativa \times presión de vapor saturado .

A, B, C : constantes . $A = 79$, $B = 3.8 \times 10^5$, $C = 11$

Si sustituimos esta expresión , en la fórmula :

$$M = (n + h/a - 1) \times 10^6$$

quedará así : $M = \underbrace{AP/T}_1 + \underbrace{(B/T^2 - C/T)}_2 \times \underbrace{h/a}_3 \times 10^6$

- 1) Factor de la atmósfera seca .
- 2) Factor de vapor .
- 3) Factor de la altura .

4.4) Influencia en la troposfera

Aunque la comunicación vía satélite es fundamentalmente la presencia de las ondas para la comunicación bajo la propagación en el espacio libre . Pero nosotros debemos de tener las siguientes consideraciones : Las ondas de radio al pasar a través de una de las capas más bajas , considerando que ninguna parte de la atmósfera es ionizada , es atenuada debido a la absorción atmosférica por oxígeno y vapor de agua .

Como lo muestra a continuación la figura 1 , en la comunicación vía satélite , se debe de considerar el ángulo de elevación de la antena en una estación terrena .

Se considera que si el ángulo de elevación es menor de 5 grados , existe una disminución en la señal debido a interferencia de señales múltiples . Especialmente , en ángulos de elevación menores de 3 grados , existe presencia de ruido atmosférico y que éste también se incrementa además de una alta interferencia .

Consecuentemente la comunicación vía satélite utilizando ángulos pequeños no es práctico.

El ángulo mínimo para la comunicación comercial vía satélite , de acuerdo a lo establecido por INTELSAT se ha especificado que sea de 5 grados .

Además , se ha pretendido mantener un punto standart para prevenir la interferencia a los sistemas de retransmisión .

La potencia de radiación que proviene de la estación terrena no se permite un ángulo de elevación menor de 3 grados , esto es estipulado por la UIT . aunque la refracción de las ondas de radio se debe a la troposfera es casi independiente de la frecuencia .

Esta magnitud se incrementa de acuerdo al bajo ángulo de elevación , como se muestra en la figura 2 .

unque , estas características cambian precisamente debido a las condiciones meteorológicas .

Por lo tanto , es necesario corresponder a una corrección siendo esta necesario , realizar un rastreo por medio de un programa de control del satélite a un ángulo de elevación bajo .

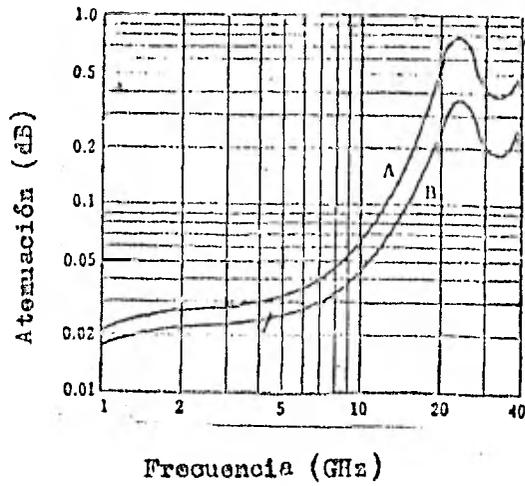


Figura 1 . Atenuación teórica para una trayectoria vertical a través de la atmósfera en un clima húmedo moderado (CCIR)
 A) Al nivel del mar . B) Altitud de 2 Km .

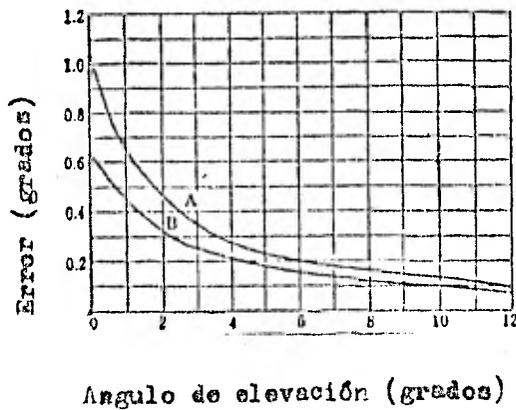


Figura 2. Angulo de elevación con error debido a la refracción troposférica (CCIR)
 A) Atmósfera del océano en trópicos .
 B) Atmósfera del océano en la región de polos .

4.5) Reflexión y refracción de ondas por la ionosfera

El camino de la reflexión y refracción de las ondas de radio por la ionosfera varía mucho en función de la frecuencia .

En bajas frecuencias , abajo de 100 KHz , el cambio en la densidad de electrones y iones esta dependiendo de la longitud de onda y también que tan grande se presenta la capa , a que existen abruptas discontinuidades en el medio .

Bajo esas circunstancias , la reflexión puede ser tratada de la misma manera como reflexión de ondas en la misma superficie de un dieléctrico en donde puede haber o no pérdida .

Bajo tales condiciones la ionosfera puede ser tratada como un dieléctrico con un índice de refracción variable .

Para poder tratar en algunos casos a las frecuencias , es posible tratar el problema por medio de una región de reflexión y que se puede analizar por medio de capas delgadas , ya que cada capa tiene una densidad de ionización constante y puede diferir en cuanto a las capas adyacentes .

Esto traerá por consiguiente que la onda penetra a una segunda capa donde parcialmente se refleja y se refracta .

En este caso la señal reflejada resultante puede ser considerada como la suma de las reflexiones de varias partes de la capa ionizada .

Porque estas señales sufren una gran atenuación .

4.5.1) Reflexión o refracción en altas frecuencias

Se ha de considerar que existe cambio en la velocidad de propagación considerando que la longitud de onda es pequeña .

Lo que se puede determinar es que a cambios pequeños en la velocidad de propagación significa en este caso , un pequeño cambio en la densidad de electrones .

La velocidad de propagación de la onda en un medio con pérdida insignificante y es dada por :

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}$$

siendo $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$ que es la velocidad de la luz en el vacío .

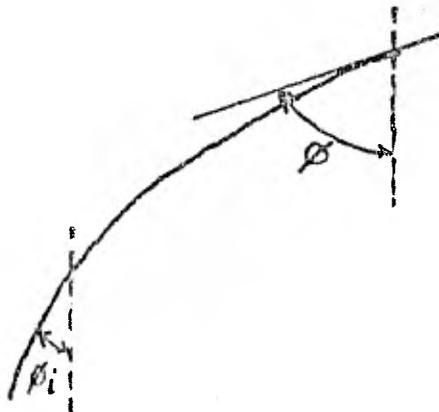
Considerando la permeabilidad de la ionosfera inalterable por la presencia de electrones , $\mu_r = 1$ donde

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \dots\dots 1$$

donde ϵ_r depende de la densidad de electrones "N" .

Bajo la condición de que la onda penetra en el margen más bajo de la ionosfera sin que haya reflexión , debemos tomar en cuenta que la onda viaja en la ionosfera ocasionando que la onda toma la forma de una curva ya que pasa por una región que hay una gran densidad de electrones (índice de refracción muy bajo) .

En cualquier punto a lo largo de la trayectoria , el ángulo ϕ formado entre la trayectoria y la normal , se puede analizar la refracción por medio de la Ley de Snell .



$$\text{sen } \phi_1 = n \text{ sen } \phi$$

$$\text{sen } \phi = \frac{\text{sen } \phi_1}{n} \dots 2$$

Siendo "n" el índice de refracción en el punto donde ϕ es observado y ϕ_1 es el ángulo de incidencia .

El índice refractivo en cualquier medio se define como :

$$n = c / V_p = \frac{\text{velocidad de la luz en el vacío}}{\text{velocidad de propagación en el medio}}$$

Considerando el caso de despreciar pérdidas : $n = \sqrt{\epsilon_r} \dots 3$

Definiendo ϵ_r como : $\epsilon_r = (1 - N e^2 / \epsilon_0 n v^2)$

Para un electrón , $e = 1.59 \times 10^{-19}$ coul , $m = 9 \times 10^{-31}$ Kg .

$$\epsilon_r = (1 - 81 N / f^2)$$

Siendo "N" , el número de electrones por metro cúbico y "f" es la frecuencia en Hz . Por tanto : $n = \sqrt{\epsilon_r}$

$$n = \sqrt{1 - 81 N / f^2} \dots 4$$

El índice de refracción decrece como la onda penetra en las regiones donde es más grande la densidad de electrones y el ángulo de refracción se incrementa en forma correspondiente .

Cuando "n" decrece en el punto donde $n = \sin \phi_i$, el ángulo de refracción ϕ es de 90° y la onda viajará en forma horizontal .

El punto más alto alcanzado por la onda es por lo tanto el punto en el cual la densidad de electrones "N" llega a la relación :

$$\sqrt{1 - 81 N' / f^2} = \sin \phi_i \dots 5$$

Si $\cos^2 \phi_i + \sin^2 \phi_i = 1$ da como resultado :

$$N' = (\cos^2 \phi_i) (f^2) / 81 \dots 6$$

De acuerdo a la ecuación 6 ; si la densidad de electrones es lo suficiente-
mente grande , la onda estará de regreso a la tierra .

Si la densidad de electrones es mínima , la onda penetrará la capa .

En el caso de un haz de incidencia vertical , el ángulo de incidencia $\phi_i = 0$, teniendo en cuenta que para una frecuencia alta , la onda al llegar a cierta capa , será reflejada y la expresión que se debe de considerar es :

$$f_{or} = \sqrt{81 N_{max}} \quad N_{max} : \text{Densidad MÁxima de ionización (elec/cm}^3\text{)}$$

Siendo f_{cr} la frecuencia crítica para esa capa .

4.5.2) Atenuación en la propagación ionosférica

Se ha considerado que la conductividad (σ) y la constante dieléctrica (ϵ) en la ionosfera son obtenidos en términos de la densidad de ionización (N) y la frecuencia de colisión (ν).

El factor de atenuación (α) para la onda en propagación a través de esta región será a partir de las expresiones :

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu \epsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon^2}} - 1 \right)} \dots \textcircled{1}$$

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 = \epsilon_0 \left(1 - \frac{Ne^2}{\epsilon_0 m(\nu^2 + \omega^2)} \right) \dots \textcircled{2}$$

$$\sigma = \frac{Ne^2 \nu}{m(\nu^2 + \omega^2)} \dots \textcircled{3} \quad \mu = \mu_0.$$

Sustituyendo 2 y 3 en 1, la expresión (α) es

$$\alpha = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{1}{2} \sqrt{\epsilon_r^2 + \left[(1 - \epsilon_r) \frac{\nu}{\omega} \right]^2} - \frac{\epsilon_r}{2}} \dots \textcircled{4}$$

Para casos prácticos de una sección de ionosfera donde la relación $\frac{\sigma}{\omega \epsilon} \ll 1$, la ecuación 1 se reduce a :

$$\alpha = \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \frac{60\pi \sigma}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{60\pi Ne^2 \nu}{\sqrt{\epsilon_r} m(\nu^2 + \omega^2)} \dots \textcircled{5}$$

Dispersión en la Ionosfera

En esta parte a considerar , se hace un análisis de la distorsión de una señal en presencia del campo magnético terrestre y la ionosfera .

1) Distorsión de un pulso no considerando el campo magnético terrestre .

La ionosfera se comporta como un sistema dispersivo .

Tomando en cuenta que si se llega a transmitir un pulso , este tiene un tiempo de retraso , en el cual varía con la frecuencia y se define como :

$$\tau_1 = 81 N_T / 2 c f^2 \dots 1$$

Donde :

c : velocidad de la luz (3×10^8 metros/segundo) .

f : frecuencia de la portadora de un campo propagado en Hz .

N_T : Número de electrones en una columna de m^2 ya sea en uno o dos trayectorias .

τ_1 : esta definido en segundos .

Consideremos que es un pulso de RF teniendo una envolvente gaussiana , pero que no tiene modulación en fase y ni en frecuencia .

Si este pulso pasa a través de la ionosfera , se tendrá la envolvente gaussiana con un ancho de pulso .

Se tendrá como resultado que este pulso tendrá un mayor ancho de pulso y la amplitud es menor .

Se puede notar por el momento que hay una proporción de un pulso a otro :

$$\frac{\tau_2}{\tau_1} = (1 + 3.16 a_3^4) \dots 2$$

La amplitud de pulso : $\alpha_p = 10 \log_{10} (\tau_2 / \tau_1) \dots 3$

Siendo a_3 es el parámetro de distorsión que se define como :

$$a_3 = (8.2 \times 10^{-9}) (\sqrt{N_T}) / (\tau_1) (f^{3/2}) \dots 4$$

Cabe hacer notar que τ_1 y τ_2 son anchos de pulsos , siendo estos comprimidos , con o sin la presencia de la distorsión ocasionada por la ionosfera .

α_p representa las pérdidas de la amplitud del pulso después de que el pulso se haya comprimido debido a la presencia de la ionosfera .

En términos de que la señal tenga señal indeseable

$$\tau_1 = 1.25 / B_s$$

Siendo B_s el ancho de banda con la señal indeseable .

La distorsión debida a la ionosfera puede ser compensada si N_T es conocida o medida .

2) Distorsión de un pulso debido a la presencia del campo magnético de la tierra .

Bajo la presencia del campo magnética terrestre , existe una diferencia en las velocidades de propagación para las señales con polarizaciones circular derecha e izquierda .

Una señal con polarización lineal esta compuesta de la superposición de una señal con polarización circular e izquierda .

Si una señal polarizada linealmente es transmitida , las componentes de la polarización circular derecha e izquierda llegan separadamente en un tiempo :

$$\Delta T_m = \frac{162 \times 10^{-18} N_T f_H \cos \theta}{c f^3} \dots\dots 6$$

dondé :

θ : es el ángulo entre la dirección del campo magnético terrestre y la dirección de propagación .

f_H : frecuencia giromagnética de la tierra , el valor es : 1.68×10^6 Hz .

En el polo geomagnético de la tierra , dondé la intensidad del campo magnético de la tierra (en donde f_H es proporcional) es de 0.62 G .

Siendo "G" la constante de gravitación universal .

$$G = 6.66 \times 10^{-11} \frac{\text{m}^3}{\text{Kg}_m \text{seg}^2}$$

Si "c" es la velocidad de la luz en el vacío (m/seg) , f_H en Hz ,
f en GHz y N_T en elec/m² , Δt_m esta en η seg .

Debido al campo magnético de la tierra , si una señal polarizada lineal -
mente o no polarizada circularmente es transmitida , los dos pulsos son
recibidos en forma separada por la cantidad expresada en (6) y cada
uno de los dos pulsos tienen una distorsión aproximada por medio de
las expresiones (2) y (4) .

Esos pulsos tienen una ligera distorsión diferente para las señales
con polarización derecha e izquierda cuando el campo magnético de la
tierra esta presente .

La distorsión se obtiene a partir de N_T en (4) teniendo en cuenta
las consideraciones ya señaladas anteriormente se obtiene :

$$N_T (1 \mp (3 f_H \cos \theta) / f) \dots\dots 7$$

Donde el signo menos (-) y el signo (+) representan a las señales con
polarización circular izquierda y polarización circular derecha respec -
tivamente .

Para el signo menos (-) , $\theta < 90^\circ$

Para el signo más (+) , $\theta > 90^\circ$

Para la condición en el que el campo magnético de la tierra puede ser
despreciado es bajo la condición .

$$\Delta t_m \ll \Delta t_1 \dots\dots 8$$

La ecuación (6) se aplica cuando la propagación del campo electromagnético no es exactamente perpendicular al campo magnético de la tierra bajo la condición $f \gg f_H$.

Esta condición es conocida como propagación quasi - longitudinal .

Esto ocurre cuando :

$$\frac{4 f^2}{f_H} \gg \sin^2 \theta \tan^2 \theta \dots 9$$

El lado izquierdo de (9) es 50 veces o más grande que el lado derecho cuando " θ " varia entre $0 \leq \theta \leq 86.6^\circ$.

Si se llega a invertir la desigualdad (9) , nos representa que la propagación del campo electromagnético es exactamente perpendicular al campo magnético de la tierra .

Esto se conoce como propagación quasi - transversal , ΔZ_m es más pequeña y se transforma en :

$$\Delta Z_m = \frac{243 \times 10^{-27} N_T f_H}{20 f^4} \sin^2 \theta$$

Para la señal cuya propagación es quasi - transversal se puede representar por componentes ortogonales con polarización lineal .

ΔZ_m ocurre debido a la diferencia en la velocidad de propagación entre las polarizaciones lineal y ortogonal paralelas al campo magnético .

Existe el fenómeno de la rotación de Faraday debido a la presencia de la ionosfera .

Una simple ecuación nos relaciona la rotación de Faraday en la ionosfera para ΔZ_m y es por medio :

$$\theta_R = \pi \Delta Z_m f / 2 \dots 11$$

Interferencia bajo la presencia de la dispersión de la lluvia

Se considera la densidad de potencia de una señal de satélite en la estación terrena P_g .

Entonces la potencia recibida de acuerdo a una estación terrena, el haz de la antena con una área de apertura efectiva " A_g " es:

$$P_r = P_g A_g \exp(-\alpha L) \dots 1$$

Donde el factor exponencial es la atenuación debido a la lluvia.

La potencia dispersada por la gota de lluvia es $P_g \sigma$.

Donde " σ " es la sección transversal de dispersión de la gota de lluvia. Considerando que la dispersión por la gota de lluvia es esencialmente isotrópica en longitudes de onda de centímetros, la potencia de transferencia entre la gota de lluvia y el receptor de la estación terrena es:

$$\frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{2}{\pi w^2} e^{-\frac{2\rho^2}{w^2}} \dots 2$$

siendo

$$w^2 = w_0^2 \left[1 + \left(\frac{\lambda z}{\pi w_0} \right)^2 \right]$$

w_0 es el radio del haz y (ρ, z) son las coordenadas cilíndricas del haz. Como se llega a tener una distribución en una cierta región, se integra de acuerdo a la distribución del tamaño de la gota del volumen que ocupa el haz, de esta manera se obtiene la potencia de interferencia P_i :

$$P_i = \frac{P_g e^{-\alpha L} \lambda^2}{4\pi} \left[\int \sigma_n da \right] \int_0^L \int_0^{2\pi} \int_0^\infty \frac{2}{\pi w^2} e^{-\frac{2\rho^2}{w^2}} \rho d\rho d\phi dz \dots 3$$

Siendo "L" la longitud a lo largo del haz , teniendo en la trayectoria la presencia de la lluvia .

" n da " densidad de gotas , teniendo un incremento radial de la distribución del tamaño de las gotas .

El límite de integración para "ρ" puede aproximarse a "∞" porque el ancho del haz es comparado con la extensión de la lluvia .

Realizando la integración se tiene :

$$P_i = \frac{P_s \lambda^2}{4\pi} \alpha L \beta e^{-\alpha L}$$

Donde "β" es la proporción que hay del coeficiente de dispersión al coeficiente de extensión .

Dividiendo (4) por (1) , tenemos la proporción entre la proporción de la dispersión bajo la lluvia y la señal desecada .

$$\frac{P_i}{P_r} = \frac{P_s \lambda^2}{4\pi} \alpha L \beta e^{-\alpha L}$$

como $G = \frac{4\pi A_g}{\lambda^2}$

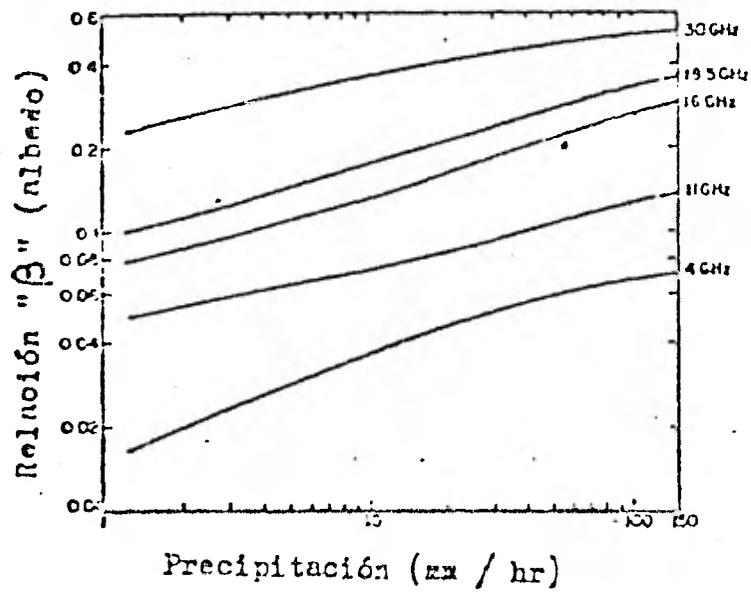
$$\frac{P_i}{P_r} = \frac{B \alpha L}{G} \dots\dots 5$$

Siendo "G" la ganancia de la antena .

De la ecuación (5) se tiene que la interferencia de dispersión en la lluvia es proporcional al albedo "β" y a la atenuación , ambas se incrementan con la frecuencia .

En cuanto al acoplamiento que hay en la comunicación , se debe de tomar en cuenta que en la antena se deben de controlar los niveles de los lóbulos laterales cuando se están dirigiendo al satélite .

Cuando se presenta el fenómeno de la lluvia en una comunicación , existe una posible distorsión del frente de onda ya que esto se presenta en el caso de que la densidad de lluvia no sea homogénea en cuanto a su distribución . También se puede señalar las condiciones de la antena cuando se presenten alteraciones del clima .



4.7) Tiempo propagación en el servicio fijo por satélite

En un sistema fijo por satélite la señal esta sujeta a un tiempo de propagación considerable debido al trayecto radioeléctrico .

En un sistema de servicio fijo por satélite , el tiempo de propagación total depende principalmente de la altura de los satélites y del número de enlaces (o saltos) Tierra - espacio - Tierra que constituyen la conexión .

Con satélites geostacionarios , el tiempo de propagación tiene un valor practicamente constante para un enlace dado .

Por el contrario , si los satélites tienen un movimiento relativo con relación a la Tierra la duración del tiempo de propagación variará con el tiempo ; para los satélites geostacionarios , esta variación será muy pequeña en comparación con el tiempo total de propagación en el trayecto de transmisión .

1) Conexiones de un solo salto .

Para una conexión de un sólo salto , el tiempo de propagación mínimo (t_{\min}) corresponde al caso , en que las dos estaciones terrenas se hallan muy próximas entre sí y el satélite se encuentra exactamente encima de ellas .

El tiempo de propagación máximo (t_{\max}) entre dos estaciones terrenas corresponde al caso en que ambas estaciones ven al satélite en el horizonte .

Por consiguiente , si " h " es la altitud del satélite, " r " el radio de la Tierra y " c " la velocidad de la luz , suponiendo " $R = r + h$ " y designado por " θ " el ángulo con vértice en el centro de la Tierra entre las direcciones del satélite y de la estación terrena, el tiempo de propagación correspondiente al trayecto Tierra - espacio es :

$$t = \frac{1}{c} \sqrt{R^2 + r^2 - 2 R r \cos \theta}$$

Los tiempos de propagación mínimo y máximo posible para un salto entre estaciones terrenas pueden pues, expresarse como sigue :

$$t_{\min} = 2 h / c$$

$$t_{\max} = (2 h / c) \sqrt{1 + \frac{2 r}{h}}$$

En la práctica, el tiempo de propagación mínimo será algo mayor que " t_{\min} " porque las estaciones terrenas mediarán naturalmente cierta distancia. Asimismo, el tiempo de propagación máximo será menor que " t_{\max} ", ya que dichas estaciones trabajarán en la práctica con ángulos de elevación superiores a 3° y a menudo quizás superiores a los 5° .

No obstante, las expresiones anteriores permiten calcular los valores mínimo y máximo del tiempo de propagación en una conexión de un solo salto (así como la gama de variación posible alrededor de un valor medio) para diversas posiciones de las estaciones terrenas.

Para tener en cuenta los tiempos de propagación en los circuitos de prolongación terrenales a partir de las estaciones terrenas, conviene agregar un tiempo de propagación suplementario calculado a partir de la fórmula indicada en la Recomendación G.114 del CCITT :

$$12 + (0.004 \times \text{distancia en kilómetros}) \text{ milisegundos .}$$

$$12 + (0.0064 \times \text{distancia en millas}) \text{ milisegundos .}$$

En esta fórmula, el valor constante de 12 *mseg*, tiene en cuenta los equipos terminales y la presencia de cierta longitud de cable cargado y los coeficientes 0.004 y 0.0064 se basan en el empleo de línea de gran velocidad en la mayoría de los circuitos de prolongación.

Como es improbable que en una misma comunicación se utilice dos prolongaciones terrenales con tiempos de propagación de un valor máximo para los cálculos aproximados se estima razonable tomar como valor medio del tiempo de propagación, para el conjunto de las dos prolongaciones terrenales, es de 30 mseg, siendo el valor mínimo de unos 10 mseg y el valor máximo de unos 50 mseg.

Agregando estos valores a los de " t_{\min} " y " t_{\max} " anteriores se ha calculado y consignado en el cuadro I la gama de valores del tiempo de propagación total (en un sólo sentido) para conexiones de un sólo sentido en sistemas del servicio fijo por satélite.

Se observará que en cuadro se indica el caso de tiempo de propagación mínimo entre estaciones terrenas más el tiempo de propagación mínimo debido a los circuitos de prolongación terrenales, así como el caso contrario de tiempo de propagación máximo entre estaciones terrenas más el tiempo de propagación máximo debido a los circuitos de prolongación terrenales.

La figura 1 da el tiempo de propagación máxima sobre el trayecto radioeléctrico, en un sólo sentido y la longitud (en arco de círculo máximo) de la cobertura efectiva de satélite en función de su altura en la inteligencia de que ni en la transmisión ni en la recepción se trabaja con ángulos de elevación inferiores a 5° .

Esta longitud, según el arco de círculo máximo, no determina la separación máxima entre las estaciones terrenas, salvo en el caso de un satélite geostacionario.

2) Conexiones con varios saltos.

Si se considera la geometría de un sistema del servicio fijo por satélite, se ve que el tiempo de propagación medio de las señales radioeléctricas aumenta proporcionalmente al número de saltos.

Si el tiempo de propagación adicional para los circuitos de prolongación adicional (30 mseg por término medio es el mismo en todos los casos y el tiempo de propagación correspondiente a la intercomunicación entre saltos contiguos es practicamente nulo, se obtienen

los valores que figuran en el cuadro II .

La variación del tiempo de propagación tiene particular importancia en los sistemas TDMA .

Incluso las variaciones relativamente pequeñas de tiempo de propagación (por ejemplo , menos de 1 mseg durante un periodo de tiempo de 12 a 24 horas) .

Pueden ser importantes en algunas circunstancias por ejemplo , cuando los circuitos por satélite se utilizan para la transmisión de datos entre redes síncronas de datos así como sistemas de acceso múltiple tales como TDMA y acceso múltiple por diferencia de código .

En TDMA , la transmisión de cada estación terrena debe introducirse en el tren de impulsos destinado al satélite en un momento preciso para cada intervalo de recurrencia .

Las variaciones del tiempo de propagación hacen difícil sincronizar las transmisiones procedentes de las estaciones terrenas .

Aun cuando el sincronismo se obtenga en un instante dado , se producirán desplazamientos de la posición relativa en el tiempo de las distintas estaciones , a menos que se regule el comienzo de cada transmisión .

Para poder expresar estos cambios , definiremos el " tiempo de propagación diferencial " como la diferencia en el tiempo con que llegan al satélite las señales transmitidas simultáneamente por las estaciones A y B . Esto es :

Si τ_A es el tiempo de propagación entre la estación A y el satélite en cualquier instante .

Si τ_B es el tiempo de propagación entre la estación B y el satélite en el mismo instante .

Entonces el tiempo de propagación diferencial $\Delta\tau$ será :

$$\Delta\tau = \tau_B - \tau_A$$

La perturbación que causa variación en el tiempo de propagación en un enlace a través de un satélite casi geostacionario :

La excentricidad de la órbita causará variaciones en el tiempo de propagación , que presentarán un periodo de aproximadamente 24 horas . Por ejemplo , el resultado de una variación de 60 Km en la altitud del satélite con respecto a su punto subsatelital , debido a la excentricidad orbital , se traducirá en una variación del tiempo de propagación , ida y retorno desde una estación terrena , de aproximadamente 0.4 mseg en 24 horas .

Limites para una comunicación

En una comunicación telefónica internacional , necesario limitar el tiempo de propagación entre dos abonados .

A medida que crece el tiempo de propagación , mayores son las dificultades de los abonados , así como el coeficiente de aumento de esas dificultades .

El CCITT recomienda los límites siguientes para el tiempo medio de propagación en un sentido cuando existan fuentes de eco y se utilicen supresores de eco adecuados :

a) 0 a 150 mseg , admisible .

Pueden emplearse supresores de eco ; deben modificarse si el tiempo de propagación excede de 50 mseg .

b) 150 a 400 mseg , admisible siempre que se redoblen las precauciones en las comunicaciones cuando el tiempo medio de propagación en un solo sentido exceda de unos 300 mseg y a condición de que se utilicen supresores de eco diseñados para circuitos con tiempos de propagación elevados .

c) Por encima de 400 mseg , inadmisibles .

Salvo en circunstancias verdaderamente excepcionales no deberán establecerse comunicaciones con estos tiempos de propagación .

Se ha realizado una evaluación aproximada de las proporciones del tráfico que podría cursarse por conexiones de un salto , de dos saltos y de 3 saltos , utilizando los conocimientos actuales de tráfico . Los resultados obtenidos se indican en el siguiente cuadro V .

Con satélites geostacionarios , para el tráfico telefónico destinado a puntos situados fuera de la zona de cobertura por un solo salto es preferible utilizar circuitos terrenales de prolongación .

CUADRO I

	Variación del tiempo total de propagación (ms) en un solo sentido								
	Satélite no geostacionario (altitud: 11 000 km)			Satélite no geostacionario (altitud: 14 000 km)			Satélite geostacionario (altitud: 36 000 km)		
	Min.	Max.	Medio	Min.	Max.	Medio	Min.	Max.	Medio
Entre las estaciones terrenas	74	107	92	82	128	110	240	280	260
Circuitos terrenales de prolongación	10	50	30	10	50	30	10	50	30
Total	84	159	122	102	178	140	250	330	290

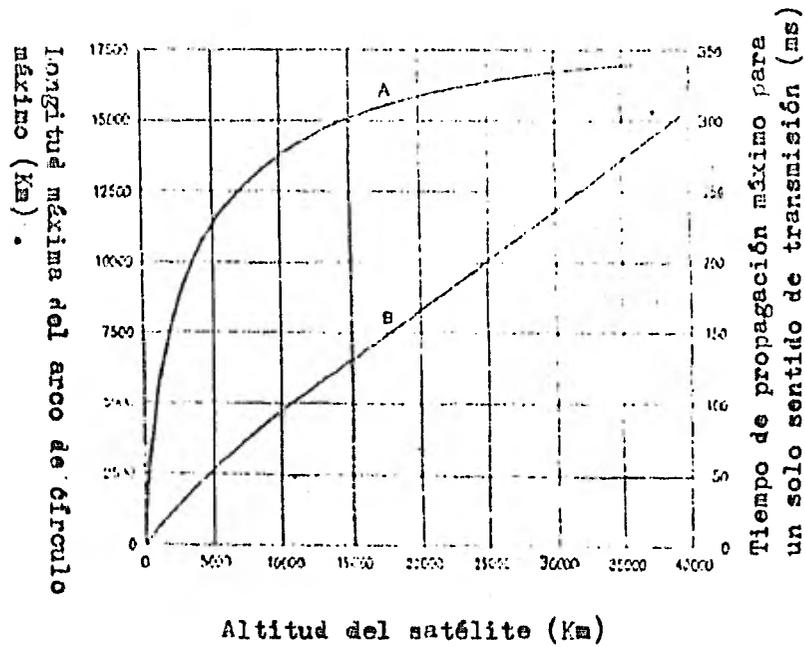


FIGURA 1 . Sistema del servicio fijo por satélite de un solo salto (ángulo de elevación mínimo de 5°).

Curvas A : Longitud máxima del arco de círculo máximo (Km) .

B : Tiempo de propagación máximo para un sólo sentido de transmisión (ms) .

Varianción del tiempo total de propagación (ms) (en un solo sentido)

Número de saltos .	Satélite no geostacionario (Altitud 11000Km)	Satélite no geostacionario (Altitud 14000Km)	Satélite no geostacionario (Altitud 36000Km)
1	122	140	290
2	214	250	550
3	306	360	

CUADRO II

CUADRO III - Variación máxima posible del tiempo de propagación diferencial .

Periodo (h)	6	8	12	24
Altura aproximada (Km)	11000	14000	20000	36000
Angulo de elevación mínimo de la antena: 5°				
$V \Delta \tau$ máx. (ms)	30.5	32.0	33.7	0.124(2)
$V \Delta \tau$ máx (numero de intervalos de recurrencia)(1)	244	256	269	1

- (1) En este caso , se supone que cada canal telefónico se muestrea 8000 veces por segundo y que la duración de los periodos de un intervalo de recurrencia es de 1/8000 de segundo o 125 μ s .
- (2) La diferencia de tiempo indicada tiene en cuenta las distintas perturbaciones en la órbita casi geostacionaria , suponiendo que sea factible mantener la posición del satélite en un radio de 60 Km a partir de su posición exacta ; en ningún caso la velocidad máxima del satélite hacia una estación terrena o a partir de ella excederá de 5.8 m/s .

CUADRO IV - Variación máxima de tiempo de propagación
ida y vuelta visto por una estación terrena .

Periodo (h)	6	8	12	24
Altitud aproximada (km)	11000	14000	20000	36000
Ángulo de elevación mínimo de la antena :5°				
Variación máxima del tiempo de propagación . (número de intervalos de recurrencia)	0.004	0.003	0.002	0.00004(1)

- (1) La diferencia de tiempo indicada tiene en cuenta las distintas perturbaciones en la órbita casi geostacionaria , suponiendo que sea factible mantener la posición del satélite en un radio de 60 Km a partir de su posición exacta ; en ningún caso la velocidad máxima del satélite hacia una estación terrena o a partir de ella excederá de 5.8 m/s

CUADRO A

Número de saltos	Satélite no polar, orbita (altura 11 000 km)		Satélite no polar, orbita (altura 14 000 km)		Satélite polar, orbita (altura 36 000 km)	
	Tiempo de propagación medio en un solo sentido (ms)	% del tráfico total	Tiempo de propagación medio en un solo sentido (ms)	% del tráfico total	Tiempo de propagación medio en un solo sentido (ms)	% del tráfico total
1	122	80	140	80	290	88
2	214	18	250	18	(550)	(12)
3	306	2	360	2		

Ruido de interferencia y ángulo de coordinación

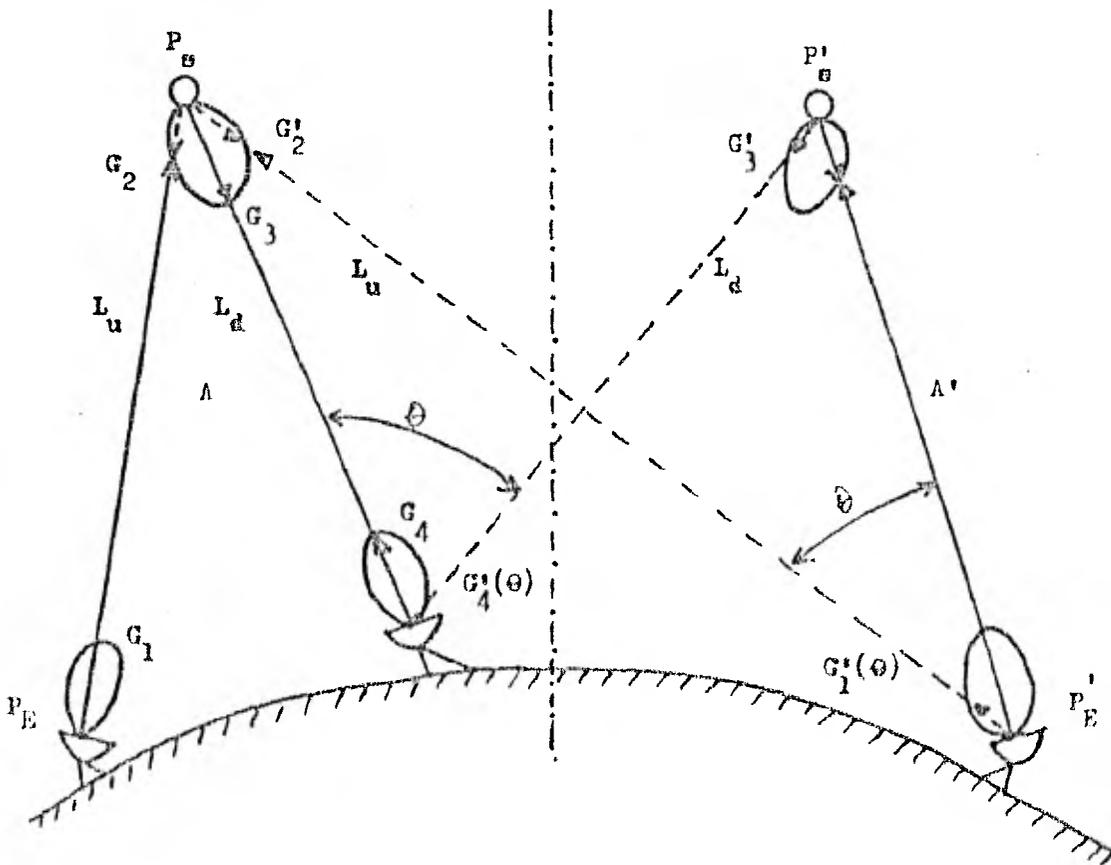
Un sistema de satélites es un sistema espacial que utiliza uno o varios satélites artificiales de la tierra .

Una red de satélite es un sistema de satélites o parte de un sistema de satélites que consta de un sólo satélite y de las estaciones terrenas asociadas .

Un enlace por satélite es un enlace radioeléctrico efectuado entre una estación terrena transmisora y una estación terrena receptora por medio de un satélite y está formado por un trayecto ascendente y un trayecto descendente . Estas definiciones se emplean para calcular el ruido de interferencia y el ángulo de coordinación .

De acuerdo a la figura 1 se tiene :

Sea "A" un enlace por satélite de la red "R" asociada al satélite "S" y "A'" un enlace por satélite de la red "R'" asociada al satélite "S'" .



P_E y P'_E son la potencia de transmisión por Hz de las estaciones terrenas conectadas a los enlaces A y A', respectivamente .

P_S y P'_S son las potencias por Hz de los satélites S y S' respectivamente .

G = ganancia de las antenas ; los índices 1 a 4 indican las antenas que se encuentran sucesivamente en el trayecto que va de la emisión por la estación terrena a la recepción por esta misma estación .

θ = separación angular geocéntrica de los satélites .

La separación angular topocéntrica , vista desde una estación terrena , es ligeramente mayor que el ángulo geocéntrico .

Los cálculos están basados en este último y por consiguiente son más bien moderados .

Para ambas redes se supone la misma pérdida de transmisión de referencia en los trayectos ascendentes (L_u) y descendente (L_d) .

Todos los demás símbolos aparecen en la figura 1 .

ΔT indica el aumento de la temperatura de ruido equivalente , para todo el enlace por satélite , producido por interferencia de la red R' a la entrada del receptor de la estación terrena receptora de la red R .

Este aumento es el resultado de la interferencia que entra en los receptores del satélite y de la estación terrena del enlace A cuando los satélites S y S' están provistos de repetidores que tienen la misma transposición de frecuencia .

$$\Delta T = \gamma \Delta T_s + \Delta T_e$$

En donde " γ " es la ganancia de transmisión del enlace por satélite

"A" . evaluada desde la salida de la antena receptora de la estación espacial "S" hasta la salida de la antena receptora de la estación terrena .

$$\mu = \frac{P_s G_3 G_4 L_u}{P_E G_1 G_2 L_d}$$

ΔT_e = aumento de la temperatura de ruido del receptor de la estación terrena de la red "A" a causa de la interferencia producida por el satélite "S" de la red "A'".

$$\Delta T_e = \frac{P'_s G'_3 G'_4 (\theta)}{K L_d} \quad \text{"K" es la constante de Boltzman .}$$

ΔT_s = aumento de la temperatura de ruido del receptor del satélite "S" de la red "A" a causa de la interferencia producida por la estación terrena de la red "A'".

$$\Delta T_s = \frac{P'_E G'_1(\theta) G'_2}{K L_u}$$

Se calculará del mismo modo el aumento de la temperatura del ruido equivalente $\Delta T'$, para todo el enlace por satélite a la entrada del receptor de la estación terrena de la red "A'", como consecuencia de la interferencia causada por el enlace por satélite "A".

Los valores calculados de ΔT y $\Delta T'$ se compararán con los valores correspondientes predeterminados que se consideran son el 2% de la temperatura de ruido equivalente del enlace por satélite.

El CCIR recomienda los siguientes valores :

- ruido total en un canal telefónico de FM 10000 pWop
- ruido de interferencia producido por otros enlaces de relevadores radiocelétricos terrenales 1000 pWop
- ruido de interferencia producido por otros enlaces por satélite 1000 pWop

Ruido total externo 2000 pWop
 Ruido total interno
 (incluido el ruido térmico de los
 trayectos ascendente y descendente
 y el ruido de intermodulación) 8000 pWop
 El aumento del 2% es igual a 160 pWop

Si el valor calculado de ΔT no llega a 160 pWop, es admisible el nivel de interferencia del enlace "A'" en el enlace "A", con independencia de las características de modulación y de las frecuencias exactas. Pero si es mayor, habrá que hacer cálculos detallados y establecer la coordinación entre las redes.

Para $\Delta T'$ se hará una comparación similar.

Se calculará el ángulo de coordinación θ para ΔT y $\Delta T'$ si ninguno de éstos rebasa el valor prede terminado.

Se tomará el mayor de los ángulos como separación entre los satélites "S" y "S'".

El ángulo de coordinación θ se determina suponiendo el siguiente diagrama de referencia para las antenas de las estaciones terrenas de ambas redes:

$$G(\theta) = G_4'(\theta) = G_1'(\theta) = 32 - 25 \log_{10} \theta$$

$$\Delta T = G(\theta) \left[\gamma \frac{P_E' G_2'}{K L_u} + \frac{P_S' G_3'}{K L_d} \right]$$

$$32 - 25 \log_{10} \theta = \frac{\Delta T K}{\left[\gamma \frac{P_E' G_2'}{L_u} + \frac{P_S' G_3'}{L_d} \right]}$$

Finalmente:

$$25 \log_{10} \theta = 32 + 10 \log_{10} \frac{1}{\Delta T K} \left[\gamma \frac{P_E' G_2'}{L_u} + \frac{P_S' G_3'}{L_d} \right]$$

En el campo de las radiocomunicaciones y más en el aspecto de la propagación de las ondas radioeléctricas , quizá se puede discutir y considerar los fenómenos meteorológicos .

Mas sin embargo nuestro estudio puede llegar a extenderse hasta la ionosfera y penetrar en ella .

Lo que se puede decir es que la ionosfera es una parte variable de la atmósfera terrestre y que sus variaciones se deben en gran parte a influencias solares , igual que ocurre con fenómenos meteorológicos más cerca del suelo .

Deberá hacerse observar que el estudio completo de la propagación de las ondas radioeléctricas muy cortas exige tomar en consideración los efectos de la propia Tierra .

Cuando las ondas radioeléctricas se propagan sobre la Tierra o por ella , las características de la propagación vienen determinadas por las propiedades eléctricas del suelo y también por la configuración física de la superficie de la Tierra , incluidas la vegetación y las contrucciones del hombre .

Debe hacerse mención de un fenómeno troposférico , la radiación de ruido de la troposfera , el cual , independientemente de cualquier otro ruido no originado en la propia tropósfera , puede poner un límite al umbral de recepción de señales débiles .

Los gases que absorben ondas radioeléctricas y las nubes y precipitaciones absorbentes radian también energía , muy marcada en las gamas de longitudes de onda en que hay absorción .

La radiación de ruido de los gases está siempre presente ; la de la nubes y las precipitaciones es intermitente .

Cuando ocurre , el ruido procedente de la lluvia intensa es el más grave y supera con mucho al radiado por los gases atmosféricos .

La transmisión por trayectos Tierra - espacio sería simplemente una cuestión de propagación rectilínea pero la existencia de la atmósfera introduce otra dimensión en el problema .

En términos generales , la troposfera , en tiempo despejado , es un medio en el que el índice de refracción para las ondas radioeléctricas que depende de la temperatura , de la presión y de la humedad , decrece gradualmente con la altura por encima del suelo , excepto cuando las variaciones meteorológicas modifican este estado de cosas .

La siguiente figura muestra un modo de propagación troposférico en tiempo claro .

En una atmósfera bien homogénea , hay un decrecimiento gradual monótono del índice de refracción radio eléctrico con la altura ., que origina una inflexión hacia abajo de las ondas .

Hay condiciones meteorológicas que pueden ser causa de una reducción o de una disminución de esta curvatura del trayecto de los rayos siendo la última más frecuentemente y de mayor importancia en la planificación de los sistemas radioeléctricos .

El incremento de la refracción amplía el horizonte y en casos extremos que puedan generalizarse en ciertos climas , la refracción es capaz de guiar las ondas , si son suficientemente cortas , alrededor de la superficie de la Tierra en una especie de conducto o de guía de onda radioeléctrico .

La situación anticiclónica es particularmente favorable a la producción de estos denominados fenómenos de superrefracción .

En condiciones anticiclónicas , puede formarse en la atmósfera capas elevadas a alturas de hasta unos cuantos kilómetros sobre el suelo en las que se produce una fuerte refracción (ó quizá dispersión) con reflexión efectiva de las ondas muy cortas y la probabilidad

también de una propagación anormal a larga distancia entre terminales cerca del suelo .

Este modo de propagación se manifiesta particularmente en las bandas de ondas métricas y decimétricas y es probablemente el más perturbador por causar interferencias entre los canales comunes de televisión en esas bandas , salvo en los canales de frecuencias más bajas donde pueden ser también perturbadores los efectos de la ionización de la capa E esporádica de la ionosfera .

Los modos de propagación examinados hasta ahora se deben principalmente a que los perfiles del índice global de refracción en función de la altura difieren de lo que se puede denominar el perfil típico que se da en una atmósfera bien homogénea , esos perfiles del índice modificados los causan las acentuadas variaciones de los gradientes de temperatura y de presión del vapor de agua .

Hay que mencionar el modo de propagación troposférico por dispersión .

Entendemos por propagación por dispersión el mecanismo causante de señales que son persistentemente mucho más fuertes de lo que cabe esperar con difracción alrededor de la Tierra , incluso cuando no interviene ninguno de los mecanismos conocidos de superrefracción .

Las señales de dispersión son mucho más débiles que las asociadas a conductos y a los efectos de capas elevadas pero son suficientemente intensas para poderlas utilizar en las comunicaciones con equipo terminal adecuado provisto sobre todo de grandes antenas .

En la actualidad la explicación de la propagación por dispersión troposférica es :

Una estructura de capas no estando bien definida , en las capas relativamente pequeñas , parcialmente reflejantes o dispersantes contribuyen a formar una señal de dispersión algo distinta de una distribución de irregularidades en un volumen totalmente penetrante como suponían las primeras teorías de la turbulencia .

Pero para tener una seguridad más completa para resolución del problema debemos de tener en cuenta las fluctuaciones en pequeña escala del índice de refracción y las condiciones meteorológicas .

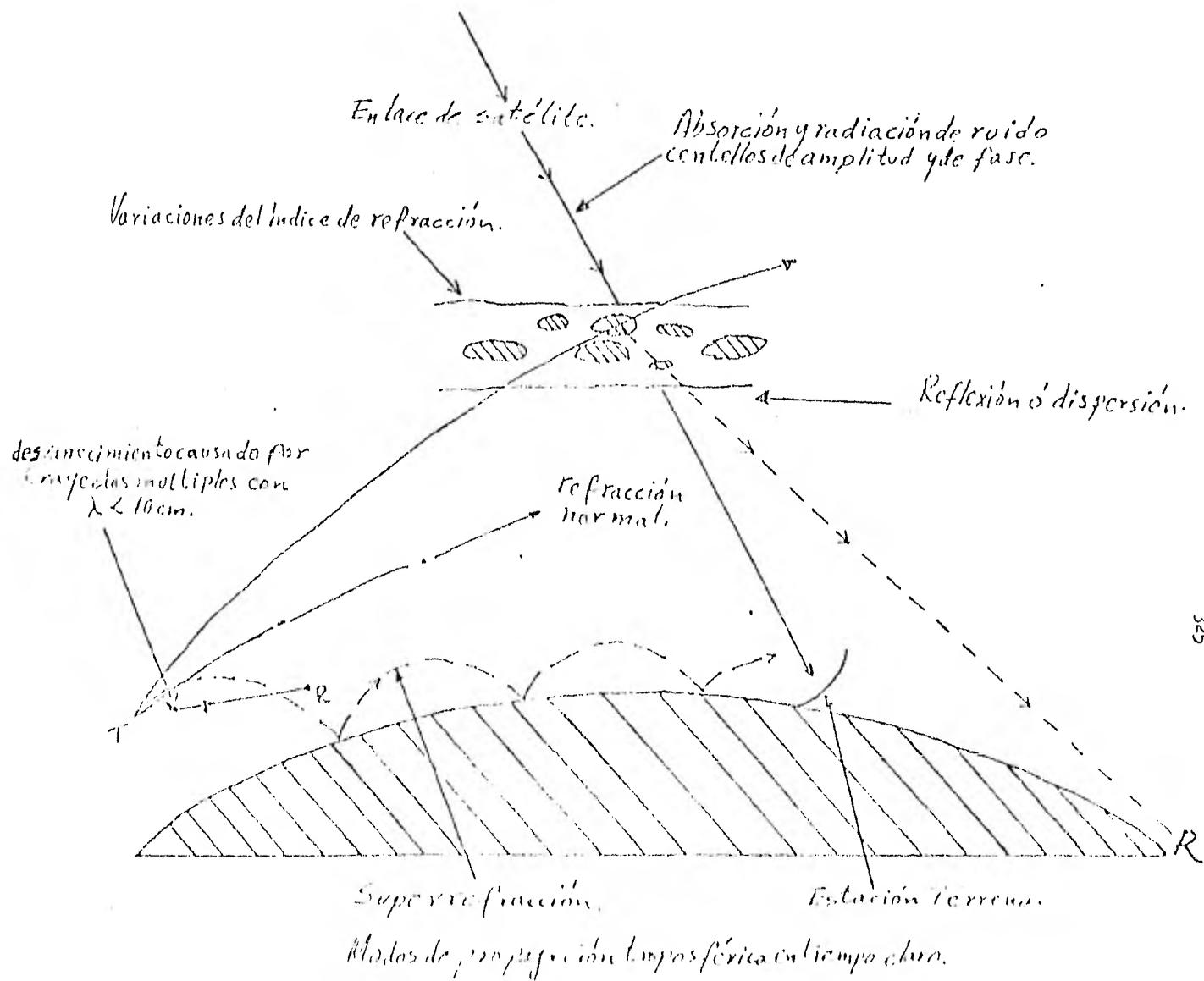
Esto es indispensable , no sólo en lo que concierne a la compresión física total de la propagación por dispersión a larga distancia sino también tomar en cuenta los fenómenos de centelleo .

Hay que tomar en cuenta que la superrefracción (efectos de conducción y de capas elevadas) son principalmente importantes en las ondas que se propagan con pequeños ángulos de elevación cerca de la superficie de la Tierra como por ejemplo en los enlaces terrestres .

Esta superrefracción no es apreciablemente significativa en la propagación Tierra - espacio con grandes ángulos de elevación .

Sin embargo un enlace de satélite estará sujeto a la influencia de su radiación de ruido en todos los ángulos de elevación desde que la frecuencia utilizada pasa de los 3GHz .

En caso de usar frecuencias superiores a los 30 GHz , será importante tomar en consideración los efectos de los centelleos de amplitud y fase en los enlaces de satélite causados por las fluctuaciones aleatorias de pequeña escala del índice de refracción .



b) Efectos de las precipitaciones en la propagación . 326

Las gotas de agua , los cristales de hielo y los copos de nieve actúan exactamente igual que las irregularidades del índice de refracción . Actúan también como centros de dispersión para las ondas radioeléctricas muy cortas siendo las minúsculas gotas de agua de las precipitaciones y de las nubes las más importantes , salvo , quizás los copos de nieve fundidos .

Estas partículas dispersan y absorben la radiación y también aquí ocurre , que los efectos son tanto mayores cuanto más la frecuencia excede de 3 GHz ; algunos casos , puede llegar a ser el factor predominante en la determinación de las características de propagación y de la factibilidad de los sistemas de radiocomunicación .

Es bien sabido que la lluvia intensa limita la gama de detección de los radares de microondas , no sólo porque la intensa absorción limita la penetración del haz de radar en el temporal , sino , también porque la lluvia produce un eco que puede ser mayor que el del blanco deseado dentro del temporal .

La longitud de onda óptima para distintas aplicaciones se encontrará generalmente en distintos lugares de ondas decimétricas y milimétricas . Por lo tanto , frente a los inconvenientes de los efectos de las precipitaciones puede colocarse el uso positivo que cabe hacer el eco del radar procedente de nubes y precipitaciones .

Estos ecos permiten utilizar el radar en la navegación marítima y aeronáutica : permiten así mismo hacer previsiones meteorológicas para seguir el movimiento de los temporales .

Es de tener en cuenta que la planificación de sistemas radioeléctricos existe en un momento determinado la atenuación que puede causar la lluvia en los enlaces de telecomunicaciones , lo mismo terrenales que Tierra - espacio .

Tan pronto como la frecuencia utilizada empieza a acercarse a los 30 GHz y los rebasa , la atenuación causada por la lluvia intensa puede llegar a ser prohibitiva , incluso en trayectos relativamente cortos de no más de unos pocos kilómetros .

Sin embargo es tan diversas las aplicaciones y la demanda de frecuencias que es necesario buscar la manera de minimizar los efectos de lluvia intensa .

Las configuraciones atmosféricas que influyen en nuestra propagación de ondas estan basados de acuerdo a estudios estadísticos que se tienen de acuerdo al estado de la atmósfera y que han sido de base para la planificación de sistemas de radiocomunicación .

Considerando el estudio de la propagación de ondas debemos estudiar y conocer mejor la estructura de las variaciones de pequeña escala del índice de refracción atmosférica y la estructura detallada de las precipitaciones .

Se necesita conocer la magnitud , la distribución en altitud y las características espectrales de la refractividad , de la humedad y de las fluctuaciones de velocidad de los vientos .

Entre las diferentes condiciones atmosféricas se puede citar :

- 1) Capas de turbulencia en aire claro asociadas a las corrientes de chorro a altitudes del orden de los 10 Km , estas capas frecuentemente tienen una estructura ondulada .
- 2) Capas a alturas del orden de 1 a 2 Km , que muy ocasionalmente pueden ser verdaderamente laminares en estructura de chorro ; en otras ocasiones , la mezcla incompleta del gradiente de humedad bajo diferentes capas de viento .
- 3) Analizar el índice de refracción a una cierta capa limitada a una cierta altura .

Ya sea que junto con las capas estables en la atmósfera , los conductos o turbulencias influyen en la propagación de ondas .

En el caso de la precipitación atmosférica , la lluvia atenúa las señales de microondas en dos formas :

El agua absorbe energía y las gotas las dispersan .

La magnitud de la atenuación depende del tamaño de las gotas , la temperatura , el volumen de agua y la frecuencia de la señal .

El aspecto más significativo de esta compleja relación puede resumirse así : mientras más fuerte llueve , mayores son las gotas y mientras más elevada es la frecuencia mayor es la atenuación .

Naturalmente , también hay otras formas de humedad atmosféricas que influyen en la atenuación de las señales , pero la lluvia es el factor dominante .

La neblina y la bruma son esencialmente lluvias ligeras , sin mayores consecuencias .

La atenuación que causa el granizo es sólo una fracción de la que produce la lluvia . El efecto de la nieve es más variable porque depende del contenido de humedad , el tamaño de los copos y el grado de la temperatura .

Generalmente la nieve tiene un volumen de agua mucho menor que el de la lluvia y es menos perjudicial .

Dentro del estudio de la distribución de la precipitación local mientras más fuerte sea la lluvia , más probable es que la intensidad de la precipitación varíe ampliamente de un instante a otro .

Más aún , a veces llueve torrencialmente en un punto del trayecto pero no en puntos cercanos por lo tanto , las cifras acumulativas de precipitación en todo un trayecto de microondas carece de significado .

Recientemente se han realizado muchos estudios e investigaciones sobre la naturaleza de la distribución de la lluvia .

Los resultados no son concluyentes , pero indican que las lluvias intensas , que afectan en mayor grado la propagación de microondas se producen en nubes relativamente pequeñas .

Se ha observado que las nubes de lluvia rara vez exceden de algunos kilómetros de diámetro y que la precipitación varía hasta dentro de la propia nube .

Esta variación significa que ni siquiera una nube de lluvia intensa puede obstaculizar un trayecto de microondas durante todo el tiempo que demora en atravesarla .

Por ejemplo : una nube de 8 Km de ancho que se desplaza a 32 Km/hora tardará 15 minutos en atravesar el trayecto en ángulo recto .

Sin embargo , puede suceder que la lluvia sólo cause breves interrupciones a pesar de su intensidad y es probable que el trayecto quede interrumpido totalmente más de 15 minutos .

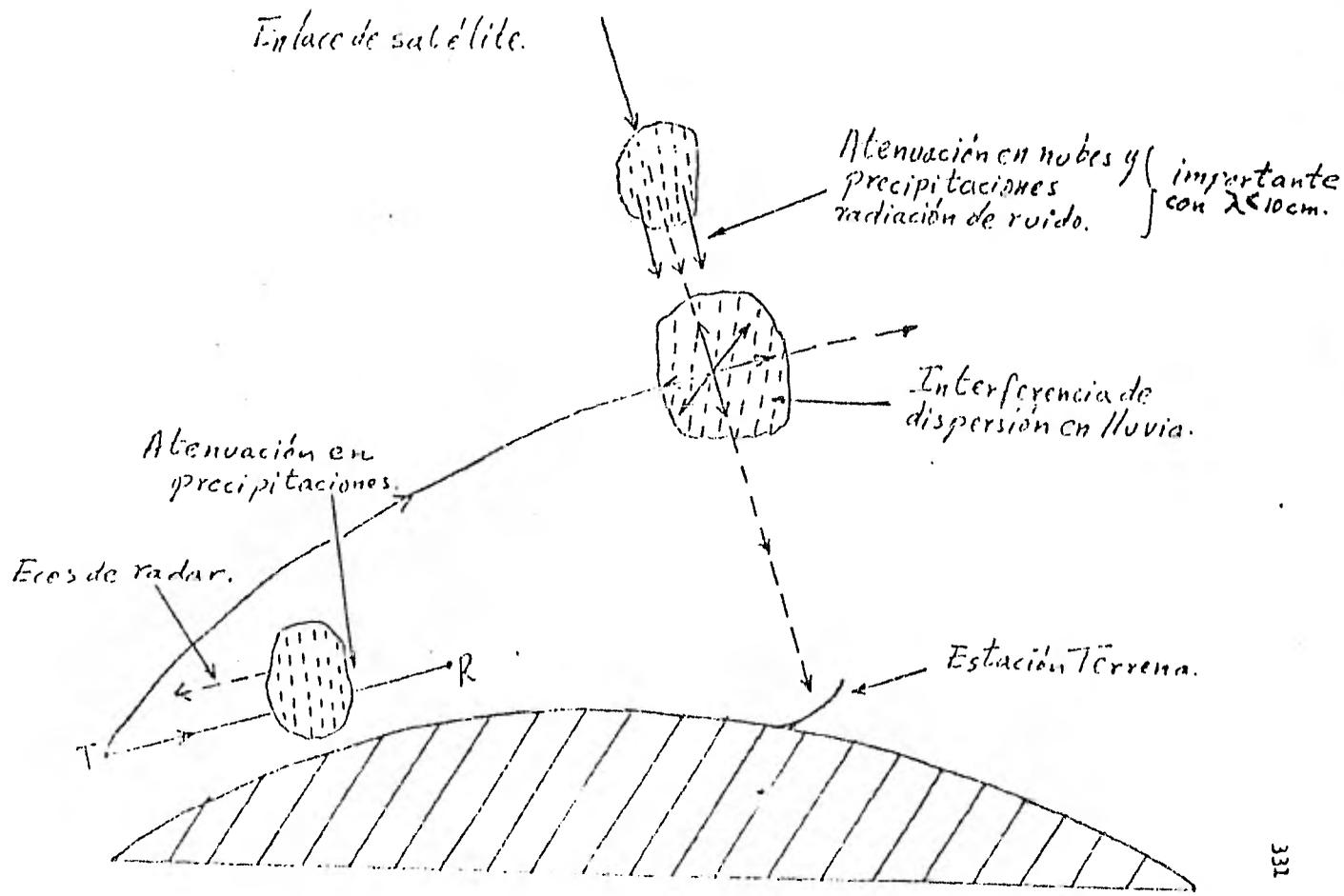
En algunos casos es necesario conocer la distribución de la lluvia . Si bien la distribución total de la lluvia en el año produce escaso efecto en la transmisión en cambio las concentraciones de lluvia pueden ocasionar grandes dificultades .

Por lo tanto en el planeamiento de sistemas de microondas para regiones lluviosas debe tomarse en cuenta la frecuencia con que llueve y la intensidad de precipitación que cabe esperar .

En primer lugar hay casos en que la atenuación de las señales debido a la lluvia ni siquiera constituye un problema .

Si el sistema queda ubicado en una región , donde rara vez caen lluvias torrenciales , es probable que el planeamiento pueda hacerse en forma normal sin mayor preocupación por aumento de interrupción.

En segundo lugar , es probable que el tipo de servicio tolere interrupciones casuales de algunos segundos hasta pocos minutos de duración . Ciertos servicios , especialmente el telefónico demandan una elevadísima confiabilidad pero en otros se aceptan cortos periodos de interrupción .



Efectos de las nubes y precipitaciones en la propagación por espacio libre.

c) Influencia de la estructura fina de la atmósfera .

Para explicar algunos fenómenos de propagación con visibilidad directa y transhorizonte , ha habido que considerar las variaciones del índice de refracción a una escala muy inferior , de algunos metros a algunas decenas de metros y admitir además que esta "estructura fina " dependía del tiempo . Desde el punto de vista teórico , esto equivale a considerar la atmósfera como un medio cuyas características eléctricas son aleatorias , lo que permite utilizar para el estudio todos los recursos de las funciones aleatorias .

Las fluctuaciones se deben a la interferencia entre ondas que llegan al receptor simultáneamente por distintos trayectos a través de la atmósfera , debido a la aparición de laminillas atmosféricas en la superficie de las cuales el índice de refracción experimenta una discontinuidad . Estos trayectos múltiples son la causa principal del desvanecimiento en los radioenlaces por debajo de 10 GHz , cuando el trayecto se ha trazado para evitar las reflexiones en el suelo . La fórmula empírica siguiente permite comprobar la probabilidad

$P_T (W)$ de que la potencia recibida sea superior a "W" en un trayecto de longitud "d" (Km) en la frecuencia F(GHz) , siendo W_0 la potencia recibida en condiciones de espacio libre :

$$P_T (W) = 1.4 \times 10^{-8} (W / W_0) (F) (d)^{3.5}$$

Esta fórmula , válida para desvanecimientos superiores a 15 dB aproximadamente . La existencia de trayectos múltiples tienen también por consecuencia hacer aparecer una fracción de la energía en una polarización ortogonal a la de la emisión .

Este fenómeno puede limitar la utilización de polarizaciones ortogonales en la misma frecuencia sobre el mismo trayecto .

Por último , las diferencias de trayectos , que crean desfases diferentes según la frecuencia , provocan algunas anomalías en la transmisión de las señales (analógicas o numéricas) de banda muy

ancha que se utilizan actualmente debido al incremento de la capacidad de los canales .

Estas anomalías , que se manifiestan en las transmisiones analógicas por variaciones de nivel o de la diafonía y en la modulación numérica por proporciones de errores anormales , se están estudiando .

En los enlaces son satélites , el mismo fenómeno de trayectos múltiples crean fluctuaciones de amplitud , de fase , de ángulo de llegada y de tiempo de propagación sobretodo cuando el ángulo de elevación es muy pequeño porque el trayecto en la atmósfera es entonces muy largo . Por esta razón , se evitan los ángulos de elevación inferiores a 3° y si es posible a 5° .

d) Características básicas de la dispersión y de la absorción en la troposfera .

Los procesos físicos de la dispersión y de la absorción desempeñan un papel predominante en la propagación de las ondas radioeléctricas por la troposfera , sobre todo en la región de las microondas del espectro .

Conviene en estudio , subdividir las características en dos grupos : las importantes en aire claro y las debidas a los hidrometros (gotas de agua en formas líquida o sólida) .

Además en el aspecto práctico , vale la pena clasificar la propagación en :

a) Modos útiles de relativamente elevada confiabilidad (por ejemplo dispersión transhorizonte) .

b) Modos no deseados (absorción , centelleo o dispersión en las precipitaciones) que pueden reducir la confiabilidad o causar interferencias .

Existen ciertas características de cada uno de los medios y se dan en la siguiente tabla .

medio	efecto	causa	importancia práctica
aire claro	dispersión	irregularidades asociadas a la turbulencia atmosférica	<i>a)</i> propagación transhorizonte (dispersión hacia adelante) <i>b)</i> desvanecimientos por centelleo en trayectos de visibilidad directa, en la propagación de las ondas milimétricas <i>c)</i> degradación de la ganancia de las grandes antenas <i>d)</i> limitaciones de anchura de banda
aire claro	absorción	líneas de absorción del vapor de agua y del oxígeno	<i>a)</i> incremento de la pérdida de transmisión, especialmente en las ondas milimétricas <i>b)</i> origen del ruido atmosférico
hidrometeoros	absorción	pérdidas dieléctricas, especialmente en la fase líquida	<i>a)</i> incremento de la pérdida de transmisión, especialmente en las longitudes de onda inferiores a 5 cm
hidrometeoros	dispersión	irradiación de pequeñas gotas líquidas o sólidas	<i>a)</i> contribuye a la atenuación total <i>b)</i> puede producir distorsión e interferencia («dispersión en precipitaciones»)

e) Dispersión en aire claro .

El término "dispersión" se usa mucho en la propagación troposférica en particular cuando se trata de la transmisión más allá del horizonte pero , el mecanismo preciso que representa suele no estar claro .

El término se aplica sólo al modo de propagación en que la señal recibida en cualquier instante es la resultante de un gran número de componentes de amplitud y de fase aleatorias .

De este modo la señal fluctúa con el tiempo ; se dice entonces que el mecanismo es incoherente ; en el caso de la propagación transhorizonte , el campo está en lo general a varias decenas de decibeles por debajo de la propagación en el espacio libre .

En las transmisiones con visibilidad directa las componentes de dispersión se superponen al rayo directo y dan por resultado un efecto de centelleo .

Esta forma de desvanecimiento rápido no suele ser grave en frecuencias de hasta unos 10 GHz , pero , en frecuencias más elevadas puede resultar importante , sobre todo para la propagación Tierra - espacio con pequeños ángulos de elevación .

El mecanismo básico de la dispersión hacia adelante más allá del horizonte , depende de las variaciones espaciales aleatorias e irregulares que ocurren en cierto grado en la troposfera .

La presencia de esas variaciones permite la propagación por dispersión segura .

El índice de refracción "n" tiene un valor ligeramente superior a la unidad y puede definirse así :

$$(n - 1) \times 10^6 = N = \bar{N} + \Delta N$$

N es una función lentamente decreciente de la altura , por término medio y ΔN es una componente fluctuante causada por la turbulencia que actúa en la distribución espacial de la temperatura y del vapor de agua , sobre todo en la última .

ΔN es función del tiempo y de la ubicación y en teorías básicas de la dispersión se considera como una variable aleatoria estacionaria como un valor medio de cero .

Además las variaciones de volumen común del enlace de dispersión se suponen isótropas y homogéneas , es decir , las propiedades estadísticas de ΔN son independientes de la posición en el volumen común y de la dirección a lo largo de la cual se miden .

Por otro lado , hay que subrayar que este modo de dispersión hacia adelante constituye una señal residual relativamente débil (pero detectable) allende el horizonte , osea , que el modo determina la confiabilidad de los enlaces de dispersión .

Contrasta , por lo tanto , con aquellos otros modos (reflexión parcial en capas estratificadas o fuerte refracción en conductos de superficie) que en ocasiones causan señales intensas más allá del horizonte y que por lo tanto están fundamentalmente relacionadas con la interferencia .

Todas las teorías de dispersión hacia adelante predicen que la potencia recibida será proporcional al producto de $\overline{(\Delta n^2)}$ la fluctuación

cuadrática media del índice de refracción y una función que suele denotarse $F_n(k)$. Este término es la fracción de la varianza total asociada a las irregularidades o " burbujas de diámetro (x) " relacionados con el número de ondas "k" por la expresión :

$$x = 2\pi/k = \lambda/2 \operatorname{sen} \theta$$

Según lo muestra la figura , son irregularidades de esta magnitud las que mediante un proceso análogo a la dispersión en una red de cristal , aportan la contribución mayor al campo dispersado en la dirección del receptor .

$F_n(k)$ es una función espectral que decrece cuando "k" crece (es decir que disminuye la magnitud de las burbujas) .

La estructura del volumen común presenta a menudo por naturaleza un sin fin de parches , con parcelas aisladas de fuerte varianza en "n" rodeadas por un medio con menos variaciones intensas .

Desde el punto de vista práctico , las características principales del modo de dispersión son :

a) Una señal débil fluctuante dispersada dentro de un estrecho con alrededor de la dirección hacia adelante con una potencia recibida aproximada prporcional a θ^{-4} .

b) Una profundidad de atenuación más allá del horizonte de aproximadamente 0.1 a 0.2 dB / Km .

c) Un límite de aproximadamente 1 MHz en las anchuras de banda útiles (dependiendo del valor de la frecuencia portadora y de la anchura de los haces de antena) y con grandes antenas de microondas , una pérdida de la ganancia de antena - comparada con el valor en el espacio libre - debida a variaciones de fase a través de la abertura .

La dispersión hacia adelante y la dispersión directa hacia atrás debidas a irregularidades del índice de refracción , se pueden utilizar para el sondeo de la estructura de la troposfera .

Lo mismo el oxígeno que el vapor de agua absorben la radiación de microondas en la atmósfera .

La absorción en el vapor de agua es resultante del momento de dipolo eléctrico de la molécula H_2O .

En ambos gases , la curva absorción - frecuencia presenta varias crestas o líneas de absorción . Ver figura siguiente .

En la mayoría de los casos prácticos , la absorción no es un factor grave en frecuencias inferiores o casi iguales a 100 GHz y fuera de la línea de fuerte absorción centrada en 60 GHz .

Los efectos de la lluvia intensa en la confiabilidad del enlace son mucho más graves .

La lluvia muy intensa se circunscribe , por lo general a células pequeñas de unos pocos kilómetros de diámetro y las técnicas de diversidad de encaminamiento pueden reducirse considerablemente su influencia . En frecuencias muy por encima de unos 60 GHz , el efecto residual de la absorción en aire claro puede ser importante , especialmente para los enlaces Tierra - espacio con ángulos pequeños de elevación y para los sistemas en que la relación señal / ruido es solo marginalmente adecuada .

Las principales características de la absorción atmosférica en la región de las microondas , pueden calcularse satisfactoriamente mediante la teoría espectroscópica .

Sin embargo , los valores previstos para frecuencias exteriores a las bandas de absorción (es decir , en las ventanas de absorción relativamente baja) son menores que las realmente medidas .

Las ondas milimétricas tienen una importancia considerable en potencia para las comunicaciones espaciales , sobre todo en los sistemas espacio - espacio que trabajan en la troposfera por encima de las nubes y la lluvia .

Además , en estos sistemas sería posible utilizar frecuencias cercanas o coincidiendo con las líneas de absorción sin experimentar graves pérdidas .

Eso tendría la ventaja adicional de proporcionar una protección valiosa , como consecuencia de la fuerte absorción en la troposfera contra la interferencia producida por sistemas terrenales en canales comunes .

Otros elementos constitutivos de menor importancia (ozono , bióxido de sulfuro , óxidos nítricos y nitrogénicos) tienen líneas de absorción en la región milimétrica de considerable interés para la colaboración de técnicas destinadas al estudio de la contaminación atmosféricas y de la estructura de la estratosfera .

También es importante la absorción de los gases atmosféricos por ser la causa de "ruido térmico" .

Un medio absorbente irradia también .

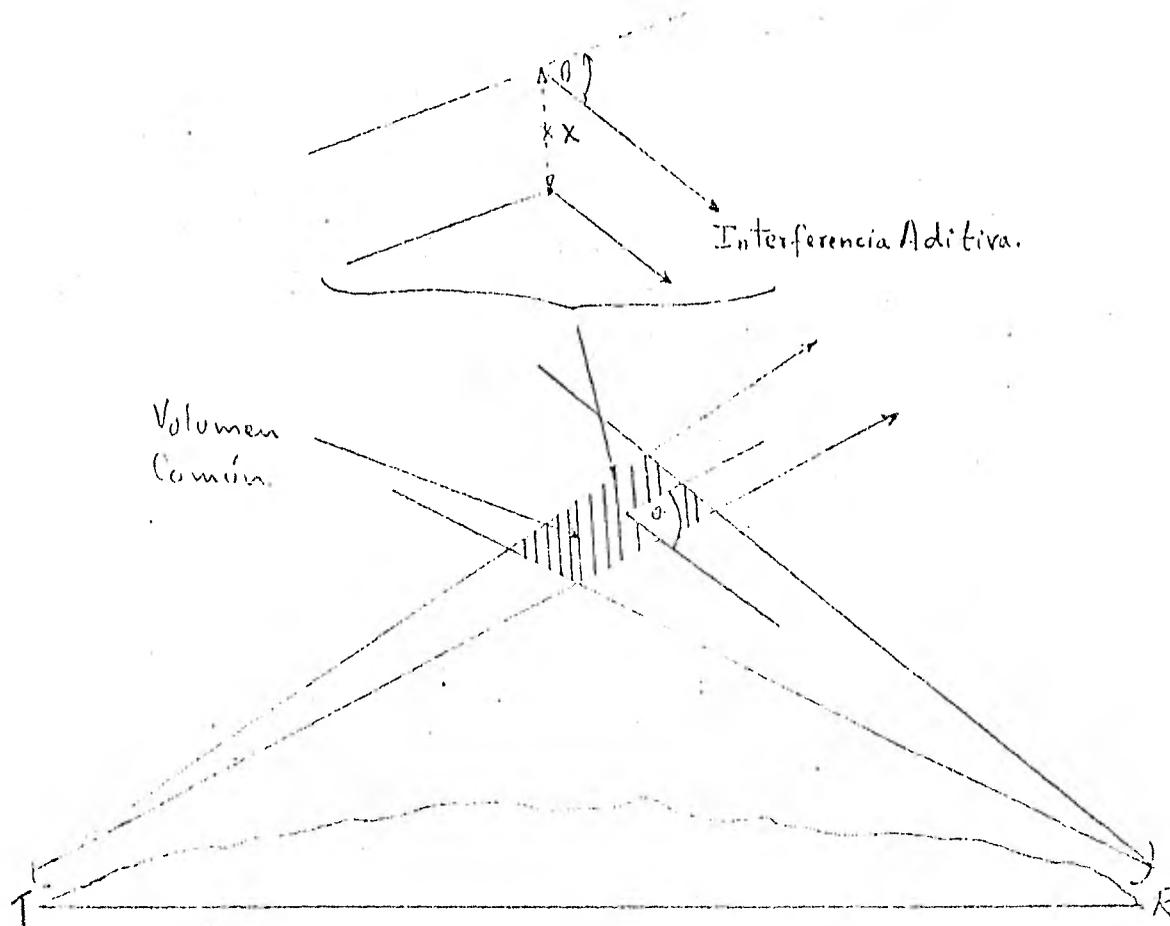
Por tanto , en la atmósfera real existe un nivel mínimo de ruido que puede sentirse en un receptor .

Este ruido está directamente relacionado con el coeficiente de absorción de la atmósfera y varía con el lugar , frecuencia y el ángulo de elevación de la antena .

El ruido de la emisión puede calcularse en función del que se observa procedente de un cuerpo negro o absorbedor perfecto .

La potencia de ruido recibida puede expresarse así :

$$P = K (\alpha T) B$$



Geometría de la dispersión hacia adelante. Las irregularidades importantes del volumen común son las de la magnitud $\chi = \lambda / (2 \sin \frac{\theta}{2})$.

K : constante de Boltzman (1.4×10^{-23} Joule/°K)

B : Ancho de banda de radiofrecuencia .

$\propto T$: Temperatura equivalente del cuerpo negro o simplemente " temperatura de ruido " ó " temperatura de cielo " .

A medida que " " tiende a la unidad (es decir con elevada absorción) el valor "P" se acerca a la de un cuerpo negro a una temperatura T (°K) , aproximadamente 4×10^{-15} W por MHz de anchura de banda con una temperatura de 300 °K .

La siguiente figura muestra (figura 3) muestra los valores de la temperatura de ruido representativos de una atmósfera clara de clima templado , con varios ángulos de elevación .

La presencia de nubes y lluvia (en particular la última) acrecentará considerablemente estos valores a causa del mayor coeficiente de absorción de esos medios .

En la práctica , es también necesario evaluar el efecto de ruido térmico procedente del suelo , que se recibe a través de los lóbulos laterales y traseros del diagrama polar de la antena .

En caso de la absorción de aire claro , de la misma manera que en la propagación por dispersión , se puede utilizar el efecto indeseable en el plano de las comunicaciones , como instrumento valioso para el sondeo atmosférico .

Las mediciones del ruido de emisión se pueden utilizar para determinar las temperaturas atmosféricas y la concentración y la distribución en altitud de los gases atmosféricos .

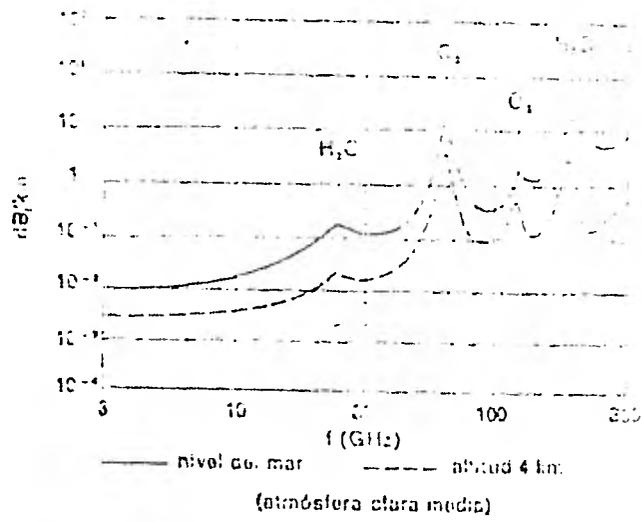


Figura 1. Atenuación (dB/km) en el aire claro

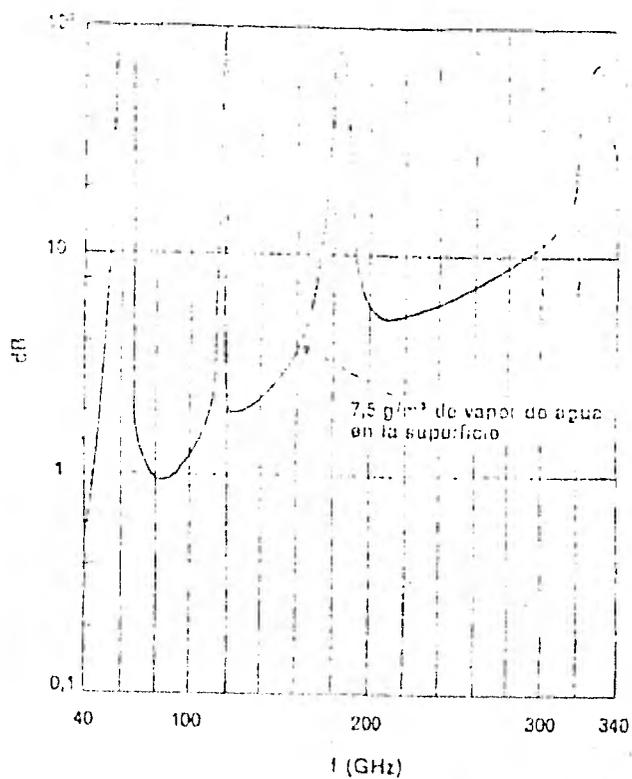
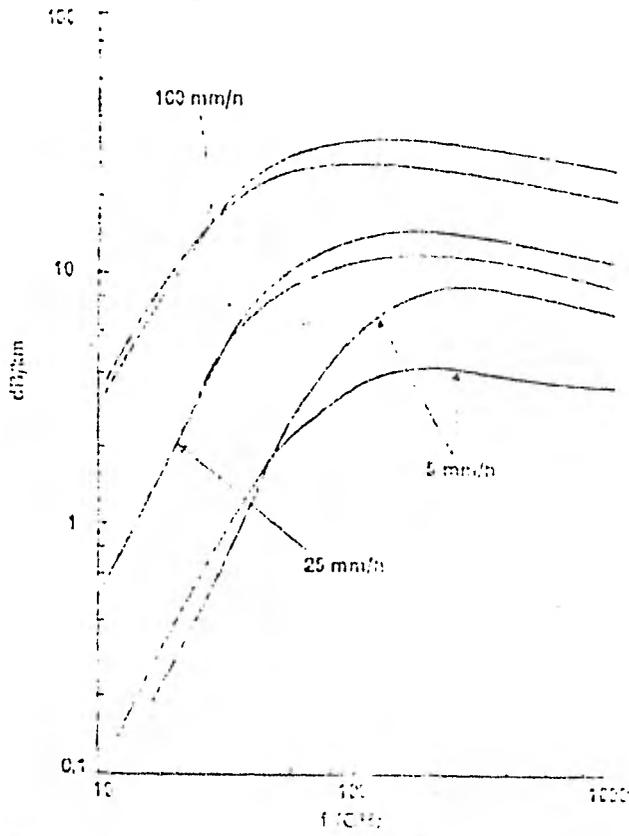


Figura 2 . Atenuación cenital (dB) en aire claro



1. distribución promedio para todas las lluvias — 2. local.
 3. lluvia extendida — 4. tormenta.

Figura 3. Atenuación en la lluvia, con diversas distribuciones de magnitud de las gotas.

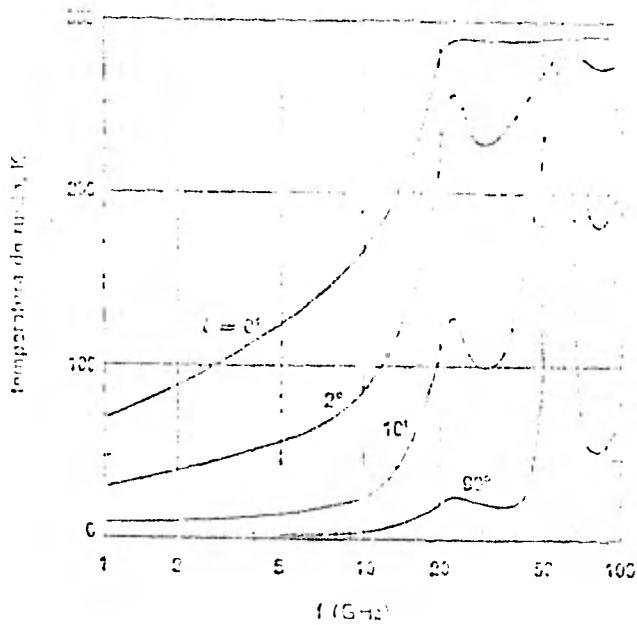


Figura 4 .

Temperatura de ruido en función de la frecuencia
y del ángulo de elevación 0° en aire claro .

Presión de la superficie : 760 mm Hg .

Temperatura en la superficie : 20°C .

Densidad de vapor de agua : 10 gr/m^3 .

Cuando una onda radioeléctrica pasa a través de una atmósfera que contiene pequeñas gotas de agua o partículas de hielo , una parte de la energía incidente es absorbida como calor y otra es dispersada fuera de la dirección hacia adelante .

La atenuación total es la suma de estos dos efectos .

Las dos contribuciones pueden calcularse con la teoría electromagnética clásica . Los valores obtenidos dependen del diámetro de las gotas y de la constante dieléctrica compleja del material es en sí misma función de la temperatura y de la frecuencia .

Se dispone de soluciones exactas unicamente para modelos sencillos y de distribución de la magnitud de las gotas .

Por consiguiente , uno de los más importantes problemas de la propagación de las microondas consiste en determinar hasta que punto los cálculos basados en tales modelos son representativos de la variación de la absorción y de la dispersión en la atmósfera real .

En la mayoría de los sistemas prácticos , es la lluvia una parte constitutiva más importante que contribuye al acrecentamiento de la pérdida en transmisión .

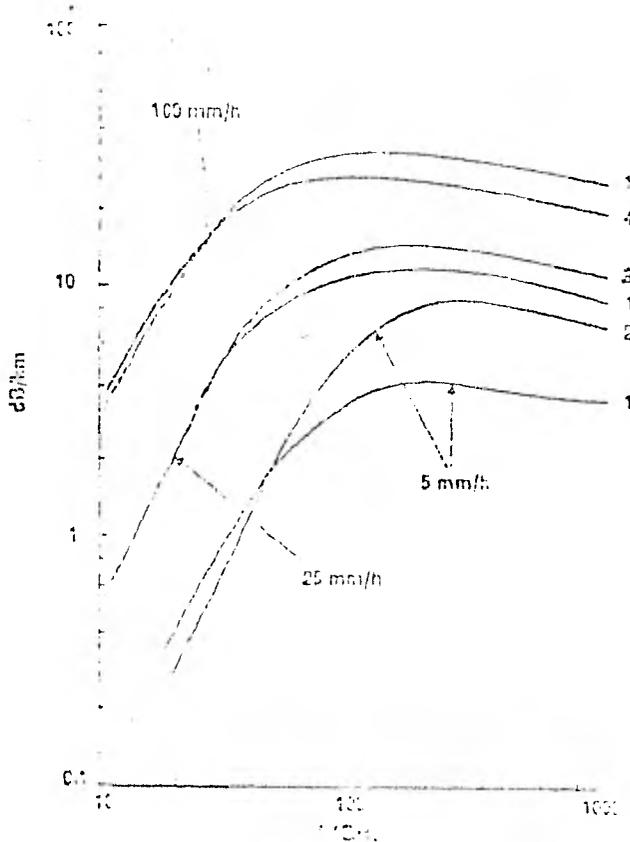
El diámetro de las gotas oscila entre 0.01 y 0.6 cm , aproximadamente pero esta distribución varía considerablemente con la corriente de aire locales .

Con una lluvia muy ligera y en frecuencias inferiores a unos 30 GHz la atenuación se debe casi enteramente a la absorción y es aproximadamente proporcional a la masa de agua por unidad de volumen .

Con lluvia intensa y en frecuencias mayores el efecto es más complicado .

La siguiente figura indica como la atenuación en la lluvia depende de la distribución de la magnitud de las gotas y de la frecuencia en la gama de 10 - 1000 GHz .

Mientras la atenuación es aproximadamente constante en las frecuencias de 100 - 1000 GHz , es considerable la variación debido a los cambios de la distribución de la magnitud de las gotas en una frecuencia dada .



1. distribución promedio para todas las lluvias — 2. tropical
3. lluvia extendida — 4. tormento

Atenuación en la lluvia , con diversas distribuciones de magnitud de las gotas .

La atenuación debida a la lluvia intensa en los enlaces y Tierra - espacio es una limitación grave en las frecuencias superiores a 15 GHz , en los climas templados y a 5 GHz , en los climas de monzón . No obstante por las gráficas anteriores y dada la ventaja de las técnicas de diversidad para minimizar el efecto de las tormentas locales , se podría utilizar frecuencias mucho más elevadas para enlaces terrenales cortos y sistemas Tierra - espacio , salvo en las regiones en que la lluvia extremadamente intensa es frecuente y generalizada .

Un problema suplementario e importante es la evaluación del efecto de las gotas no esféricas .

Si las gotas de lluvia son notablemente no esféricas , las polarizaciones horizontal y vertical sufrirán atenuación en proporciones diversas , la diferencia depende de la frecuencia utilizada .

Más importante es la distorsión de polarización que puede ser una limitación grave para la aplicación de la diversidad de polarización (es decir sistemas en canales comunes con transmisiones de polarización ortogonal) . Esta distorsión de polarización puede ocurrir también en ciertas condiciones en el aire claro y es un ejemplo de los diversos problemas causados por la dispersión en los enlaces de visibilidad directa .

Los efectos de las nubes y de la niebla en cuanto a la atenuación son mucho menos graves que los de la lluvia .

Por ejemplo : en una nube típica con una concentración de agua líquida de 2 gr/m^3 , la atenuación no pasa de 2 dB/Km en una frecuencia de 35 GHz . Análogamente , el granizo y la nieve carecen generalmente la importancia frente a la lluvia si la nieve y el granizo están secos .

Sin embargo , si los copos de nieve y los granizos son grandes y fundentes , la atenuación puede ser grave .

En ciertas condiciones , puede rebasar la atenuación causada por las gotas de agua del mismo diámetro .

Este efecto puede tener importancia especialmente en los sistemas Tierra - espacio , cuando el enlace atraviesa una capa de hielo o nieve fundente en altas altitudes .

La capa fundente puede contribuir a si mismo de modo importante a la temperatura de ruido del receptor de la estación en Tierra , si el haz de la antena intercepta la capa .

La dispersión en los hidrometeoros es importante en la radiometeorología en dos aspectos importantes .

Una es detectar las precipitaciones y otra es la dispersión en precipitaciones .

Dentro del aspecto de la dispersión , el campo disperso depende como depende de la absorción de la intensidad de las precipitaciones .

El uso del radar para estudiar la ubicación y la intensidad de las tormentas es óptimo en una frecuencia de unos 6 GHz .

Las frecuencias muy inferiores presentan menos dispersión , en tanto que las frecuencias mucho más altas sufren atenuación si la lluvia es extensa y por tanto no puede determinarse claramente ni la distribución ni la intensidad de lluvia .

Una combinación semejante de dispersión y absorción prevalece en el "modo de dispersión en precipitaciones" .

Como la dispersión en las precipitaciones es isótropa puede resultar una interferencia en canales comunes incluso cuando los haces de antena de dos sistemas independientes se interceptan fuera del plano del círculo máximo .

En lo que concierne a la dispersión como en la interferencia en canales comunes, la ecuación básica de la potencia recibida P_r en función de la potencia transmitida P_t presenta la forma:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(G_a / 4\pi d_a^2 \right) \left(\eta \mathcal{V} / 4\pi d_b^2 \right) \left(G_b \lambda^2 / 4\pi \right)$$

donde G_a y G_b son las ganancias de las dos antenas, con distancias d_a y d_b respectivamente a la región de dispersión; η es el corte vertical de la dispersión por unidad de volumen; \mathcal{V} es el volumen de dispersión. λ es la longitud de onda.

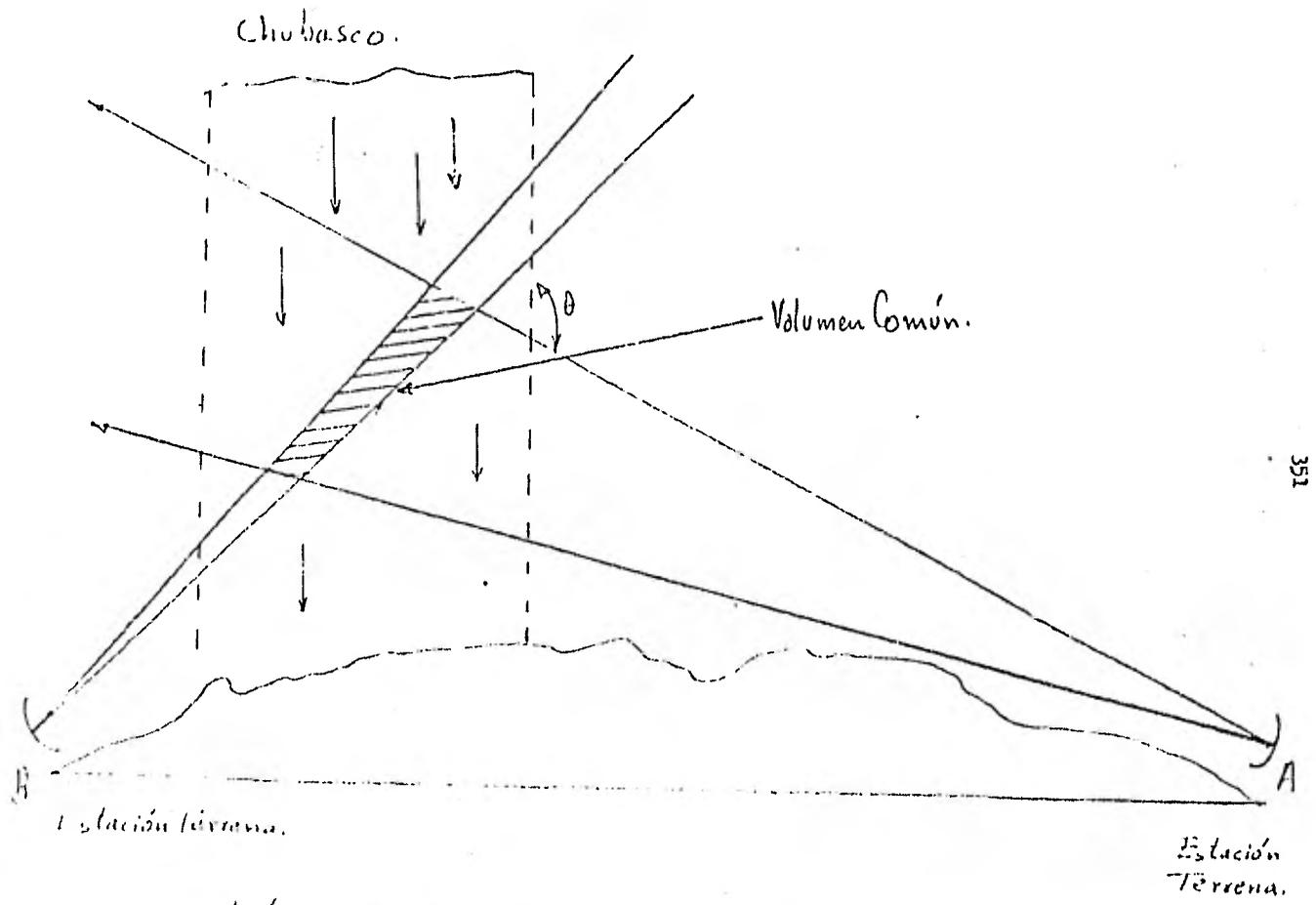
Si G_b es mucho mayor que G_a y el haz de la antena B tiene una elevación de varios grados sobre el horizonte (como en el caso de la estación terrena):

$$P_r / P_t = \sqrt{G_a} \lambda^2 \eta / 4\pi d_a^2 \sin \theta$$

puede a su vez, expresarse en función de un factor de reflectividad "Z" donde:

$$\eta \approx (Z / 3.6) \times 10^{-15} \times \lambda^{-4}$$

La distribución de la magnitud y de la altura de "Z" son pues factores importantes en la dispersión en precipitaciones y se necesita urgentemente datos de estas magnitudes para una serie de climas, como ayuda para el cálculo de los campos interferentes.



351

geometría de la dispersión en precipitaciones.

Los cambios del índice de refracción en intervalos limitados de altitud (capas) generalmente asociados a inversiones de temperatura pueden provocar una reflexión, una curvatura anormal hacia abajo (superrefracción) o una propagación guiada de las ondas en un "conducto radioeléctrico" (guía de ondas atmosféricas).

El efecto predominante será uno u otro de los mencionados, en función de la longitud de onda, del espesor de la capa y del perfil.

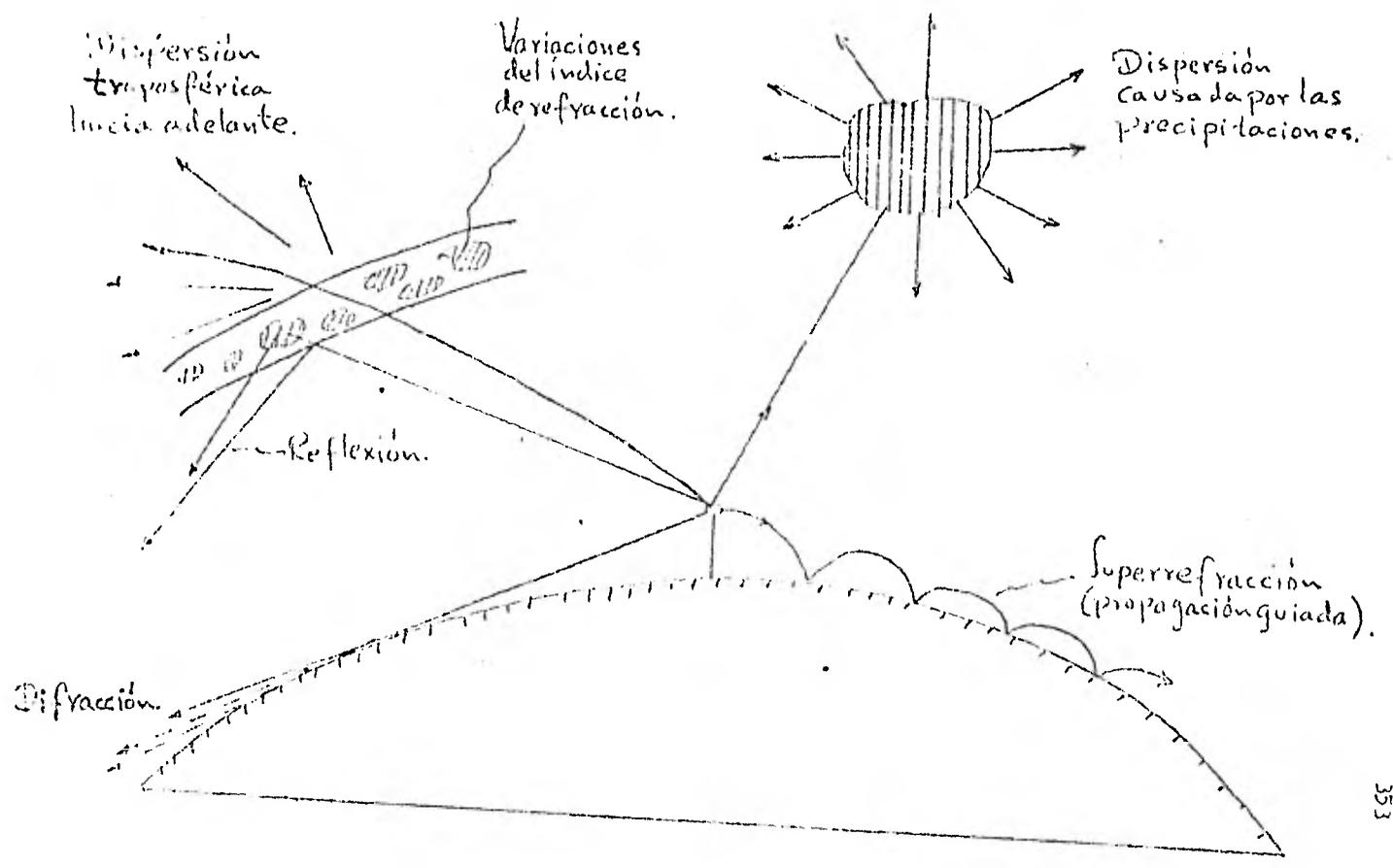
Las fluctuaciones irregulares del índice de refracción que se consideran que están asociados a turbulencias provocan una dispersión tal es el caso de que cuando la longitud de onda es pequeña comparada con las dimensiones lineales de las irregularidades, es decir, cuando es máximo la dispersión hacia adelante y en direcciones próximas. Por ello, este proceso se denomina: "dispersión troposférica hacia adelante".

Los hidrometeoros, especialmente las partículas de las precipitaciones dan lugar a otro proceso de dispersión.

Como la mayor parte de las longitudes de onda que interesan actualmente son grandes comparadas con el diámetro de los hidrometeoros, esta dispersión es casi isótropa.

Por lo tanto, este proceso es único que produce variaciones angulares muy grandes, mientras que en todos los demás procesos mencionados la propagación sigue esencialmente el arco de círculo máximo en la superficie terrestre.

En la siguiente figura se puede representar los mecanismos de propagación ya mencionados. Lo más importante, independientemente del mecanismo que se trate, que la pérdida de transmisión no haya sido rebasada para determinados niveles de probabilidad e intervalo de tiempo, en función de la longitud de onda, de la distancia o de otros parámetros del trayecto y de las condiciones climatológicas.



h) Dispersión causada por las precipitaciones .

En la medida en que la longitud de onda " λ " sea grande comparada al diámetro " D " de una gota de agua , la sección transversal total de la dispersión de la gota es :

$$\sigma(D, \lambda) = 8\pi^2 \left| \frac{\epsilon_w - 1}{\epsilon_w + 2} \right|^2 \frac{D^6}{\lambda^4}$$

ϵ_w : permitividad relativa compleja del agua a la longitud de onda y a la temperatura consideradas .

La dependencia de " σ " con respecto a D^6 indica que las partículas de nube pueden descartarse ampliamente en comparación con las partículas de las precipitaciones mientras que la dependencia con $1/\lambda^4$ significa que este proceso es importante en longitudes de onda más corta dentro de la gama de interés a saber en ondas centimétricas y milimétricas .

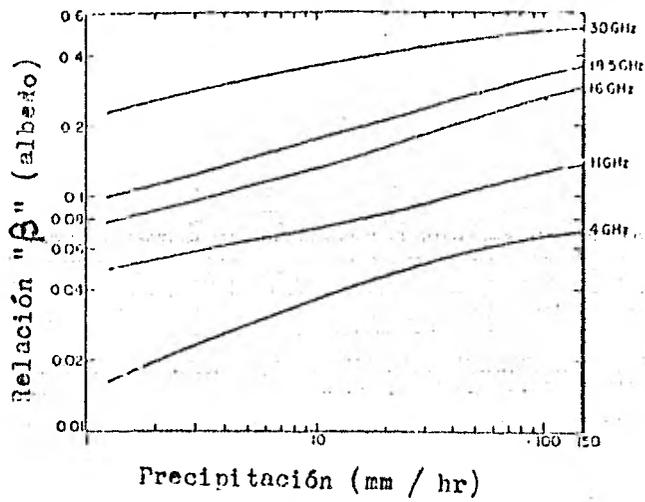
Para estas últimas y para las partículas de las precipitaciones no se cumple la condición $\lambda \gg D$.

El principal problema de la dispersión causada por las precipitaciones consiste en determinar la sección transversal de dispersión por unidad de volumen de intersección de los haces o de los lóbulos laterales de la antena .

Esta ecuación expresada como $\sigma(D, \lambda)$ para todas las gotas en una unidad de volumen , es aplicable para una dispersión independiente e incoherente de manera que hay que sumar las potencias dispersadas y las secciones transversales de cada gota .

Más aún conveniente , establecer una correlación entre este volumen de sección transversal de dispersión y las características de las precipitaciones que se pueden obtener como ejemplo la intensidad de precipitación .

Es necesario conocer las características espaciales de las precipitaciones (amplitud horizontal y vertical de los chubascos intensos para establecer correctamente la configuración geométrica del proceso de dispersión .



Sistema de Comunicaciones

Un modelo general de un sistema de comunicaciones vía satélite es el mostrado en la figura 1 .

La señal es generada por el usuario y ontra al sistema terrestre .

En algunos sistemas , este sistema terrestre es simplemente un enlace que se realiza a la estación terrestre , mientras que en otros casos , se interconecta a un sistema telefónico .

En la estación terrena , la señal de banda base es procesada y luego se transmite en una banda RF al satélite , donde ésta señal es procesada y retransmitida a la estación terrena receptora .

La estación terrena receptora procesa la señal , trasladando a una señal de banda base y que luego se envía a través de un sistema terrestre al usuario .

Un diagrama simplificado de la estación terrena se muestra en la figura 2 .

Para mostrar un modelo de sistema de comunicación para una frecuencia intermedia , se tiene la figura 3 .

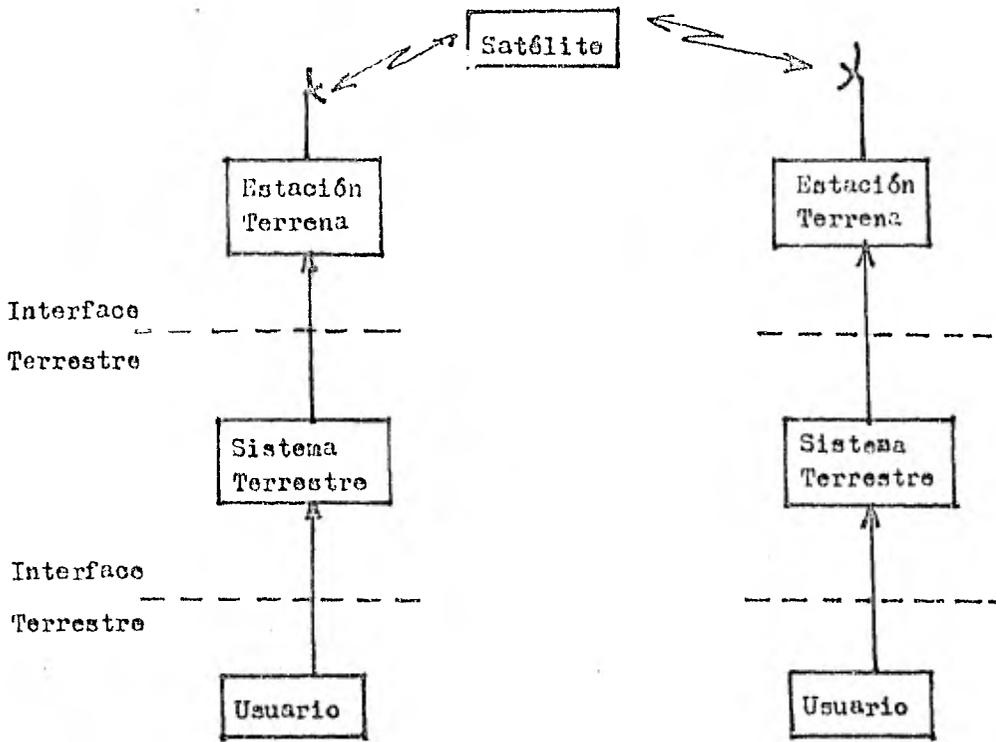
En este modelo se toma en cuenta que existe un sólo haz desde la antena del satélite en el cual ilumina todas las estaciones terrenas en el sistema .

Consideremos la trayectoria de transmisión desde una sola estación terrena y enviamos una señal a través del satélite para que así llegue a una estación terrena receptora .

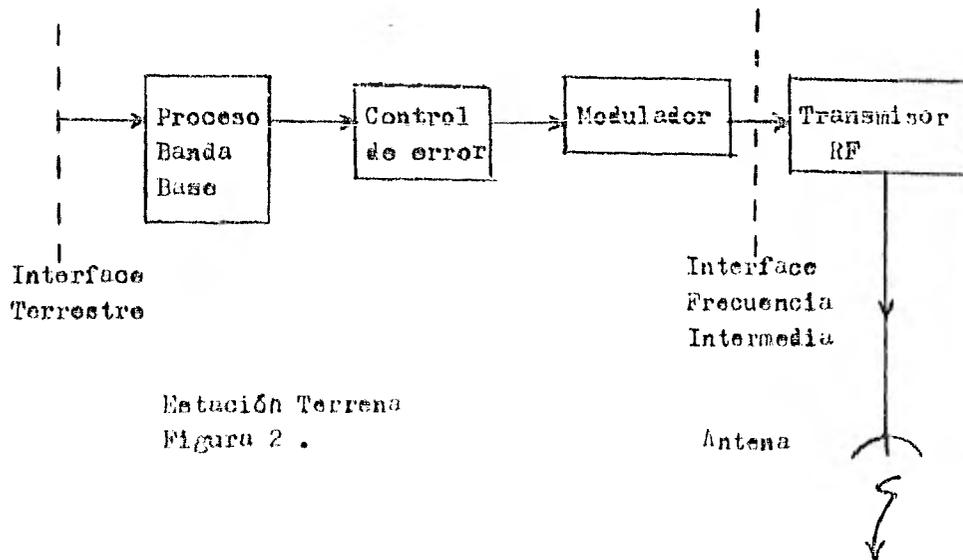
El paso inicial es derivar las ecuaciones de enlace .

El modelo para el enlace ascendente se muestra en la figura 4 .

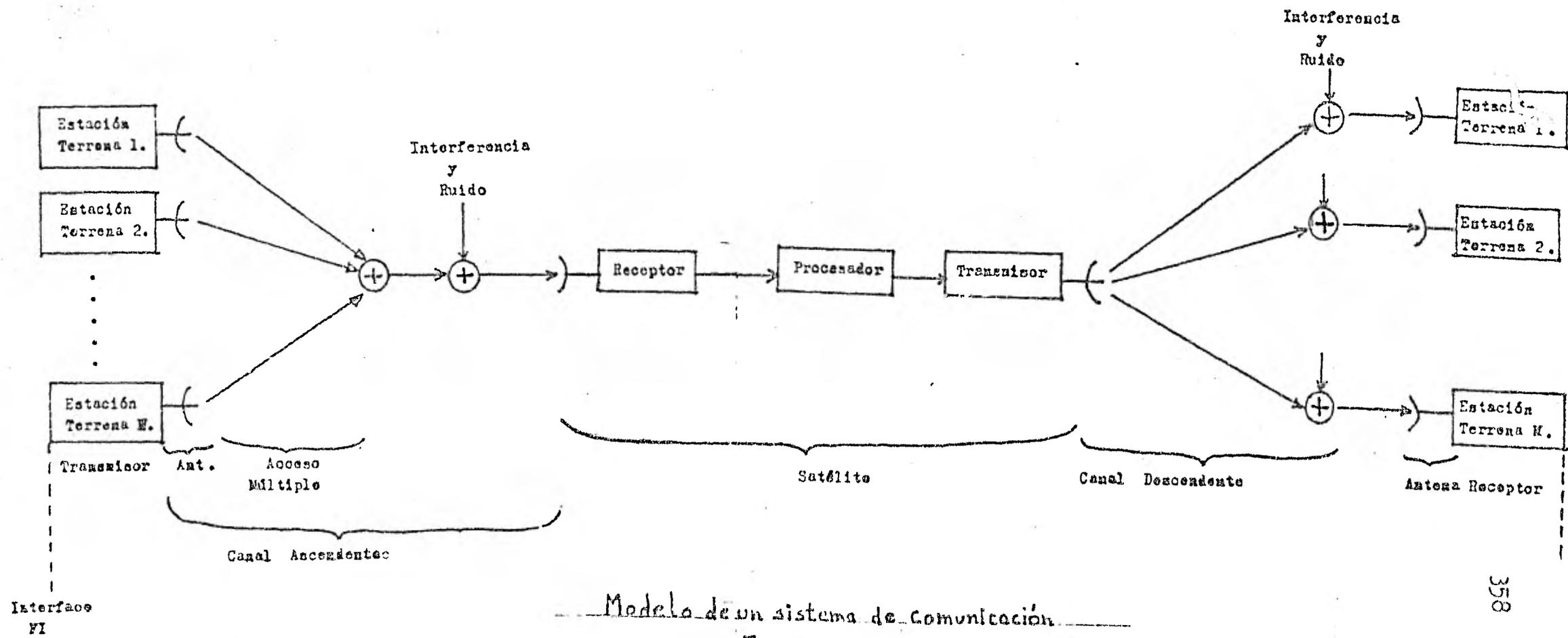
La densidad de flujo en el satélite se da por medio de la siguiente ecuación :



Sistema de Comunicación por satélite
Figura 1 .

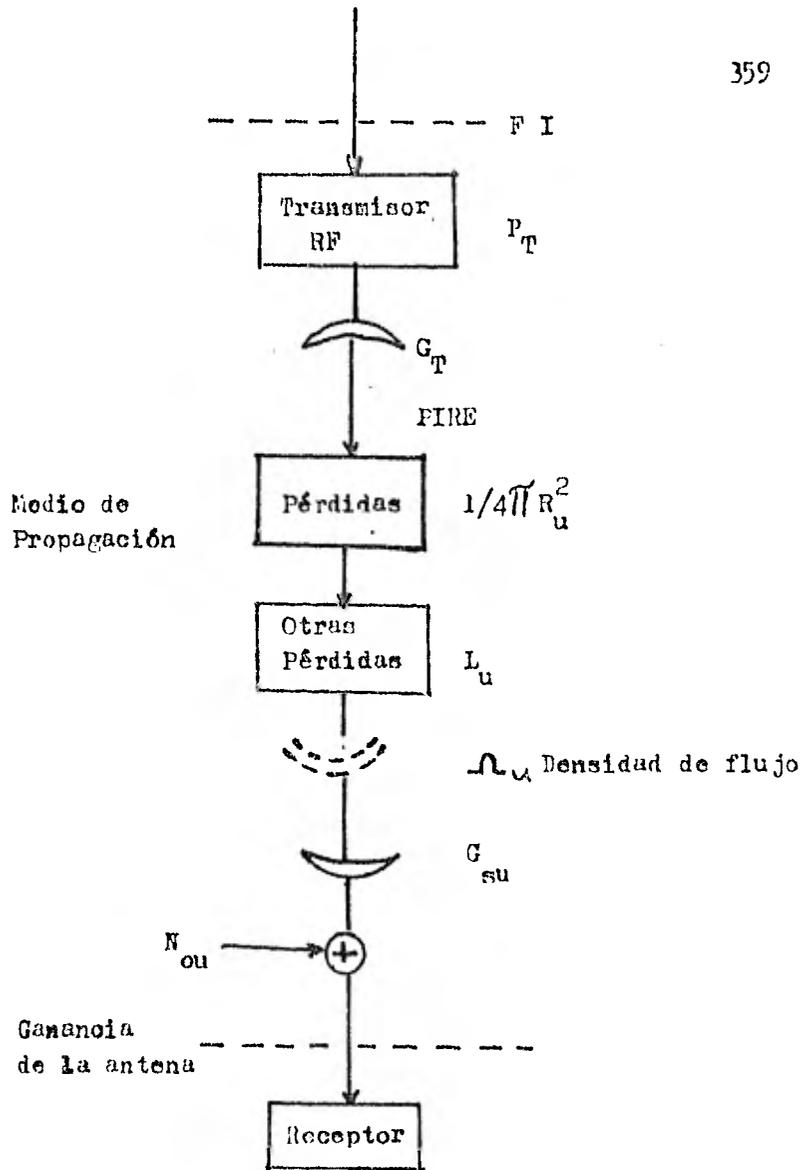


Estación Terrena
Figura 2 .



Modelo de un sistema de comunicación

Figura 3.



Modelo de un enlace ascendente

Figura 4 .

La densidad de flujo en el satélite se da por medio de la siguiente

ecuación : $\Omega_u = P_T G_T L_u / 4 \pi R_u^2$ (watt/m²) 1

donde :

P_T : potencia transmitida (watts) .

G_T : ganancia de la antena transmisora .

R_u : distancia del enlace ascendente (metros) .

L_u : pérdidas en el enlace ascendente .

La potencia de la señal recibida en el satélite es :

$P_u = \Omega_u A_{su} = \Omega_u G_{su} \lambda_u^2 / 4 \pi$ (watts) 2

donde :

A_{su} : área efectiva de la antena del satélite .

G_{su} : ganancia de la antena del satélite .

λ_u : longitud de onda en el enlace ascendente .

El ruido que se presenta consiste en ruido térmico en el receptor , ruido inducido por la lluvia y ruido del fondo de la Tierra .

Se considera que el ruido tiene una densidad espectral por encima del ancho de banda del receptor , esto se designa como N_{ou} (watt/Hz) .

Así , la relación de la potencia de la señal a la densidad de ruido es :

$$C_u / N_{ou} = P_u / N_{ou} \text{ } 3$$

Frecuentemente N_{ou} es expresada en términos de una temperatura

efectiva de ruido : $N_{ou} = K T_s$ 4

donde :

K : constante de Boltzman (1.38×10^{-23} Joule / °K)

T_s : Temperatura efectiva de ruido a la entrada del receptor (°K) .

Sustituyendo la ecuación 1, 2 y 4 en 3 :

$$C_u / N_{ou} = (P_T G_T) \left(\frac{\lambda u}{4 \pi R_u} \right)^2 (G_{su} / T_s) (L_u) (1/K) \dots 5$$

Expresando esta expresión en decibeles :

$$C_u / N_{ou} = \underbrace{10 \log_{10} (P_T G_T)}_{\textcircled{1}} - \underbrace{20 \log_{10} (4 \pi R_u / \lambda u)}_{\textcircled{2}} + \underbrace{10 \log_{10} (G_{su} / T_s)}_{\textcircled{3}} + \underbrace{10 \log_{10} L_u}_{\textcircled{4}} - 10 \log_{10} K$$

- 1) PIRE de la estación terrena .
- 2) Pérdida en el espacio libre .
- 3) G/T del satélite .
- 4) Pérdidas adicionales en el enlace ascendente .

Esta es la ecuación básica para el enlace ascendente .

La ganancia de una antena parabólica es la siguiente :

A una frecuencia dada la ganancia de una antena parabólica es una función del área efectiva y puede expresarse por la fórmula :

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

donde el área efectiva esta relacionada con el área física de la parábola por la eficiencia de apertura η : $A_e = \eta A$

Podemos considerar que el área física de un antena parabólica de diametro "D" esta dada por : $A = \pi D^2 / 4$

Por lo tanto el área efectiva será : $A_e = \eta \pi D^2 / 4$

y la ganancia de la antena :

$$G = \frac{4 \pi A_e}{\lambda^2} = \frac{4 \pi}{\lambda^2} \left(\eta \frac{\pi D^2}{4} \right) = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2$$

como $\lambda = c / f$; $G = \eta (\pi Df/c)^2$

362

Las antenas parabólicas comercialmente disponibles tienen una eficiencia del 54% o algo mejor .

Expresando en decibeles la ganancia tenemos :

$$G_{db} = 10 \log_{10} \eta + 20 \log_{10} (\pi Df/c)$$

Teniendo unidades métricas , D esta en metros , f en GHz , $c = 3 \times 10^8$ m/seg .

$$G_{db} = 17.72 + 20 \log_{10} D + 20 \log_{10} f \quad \dots\dots 6$$

De acuerdo a las pérdidas en el espacio libre , la potencia radiada se pierde en el espacio primordialmente por la dispersión de ella en el frente de onda a medida que viaja a través del espacio .

Solo una pequeña cantidad de la potencia que es radiada desde la antena transmisora llega a la antena receptora .

La atenuación en el espacio libre esta dada por la ecuación :

$$L_p = (4\pi R_u / \lambda_u)^2 = (4\pi R_u f_u / c)^2$$

Siendo "R_u" en kilometros , "f_u" en GHz y tomando en cuenta que para el espacio libre $c = 3 \times 10^8$ m/seg .

En decibeles se expresa :

$$L_p = 92.44 + 20 \log_{10} R_u + 20 \log_{10} f_u \quad \dots\dots 7$$

Siendo :

R_u : distancia de la trayectoria en kilometros .

f_u : frecuencia en GHz .

el transponder del satélite , se tiene una característica típica mostrada en la figura 5 .

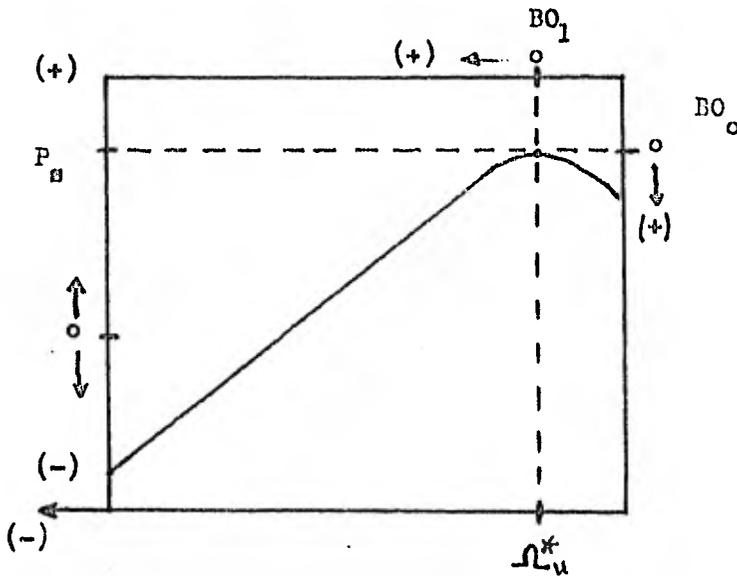


Figura 5 . Características del ATOP

La densidad de flujo necesaria para saturar el ATOP es considerada como ρ y la potencia de salida correspondiente es P_B .

Frecuentemente , el satélite opera en el punto back - off desde la región de saturación para evitar distorsiones no lineales .

Los puntos back - off de entrada y salida se denotan como : BO_1 y BO_0 respectivamente .

El canal de enlace descendente se muestra en la figura 6 .

La expresión C/N pero ahora para este caso se tiene :

$$C_d / N_{o,d} \text{ db} = \underbrace{10 \log_{10} (P_B G_{sd})}_{(1)} - \underbrace{20 \log_{10} (4 \sqrt{R_d} / \lambda d)}_{(2)} + \underbrace{10 \log_{10} (G_d / T_d)}_{(3)} \\ + \underbrace{10 \log_{10} L_d}_{(4)} - 10 \log_{10} K \dots\dots 8$$

- 1) PIRE del satélite .
- 2) Pérdida de espacio libre .
- 3) G/T de la estación terrena .
- 4) Pérdidas adicionales en el enlace descendente .

La PIRE del satélite puede también ser expresado como :

$$P_s G_{sd} = P_s^M B O_o G_{sd}$$

La figura 6 es una presentación gráfica del resultado $(C/N_o)_T$ como una función del punto de operación del ATOP.

(El punto de operación óptimo del ATOP es definida como el punto donde $(C/N_o)_T$ alcanza el máximo punto).

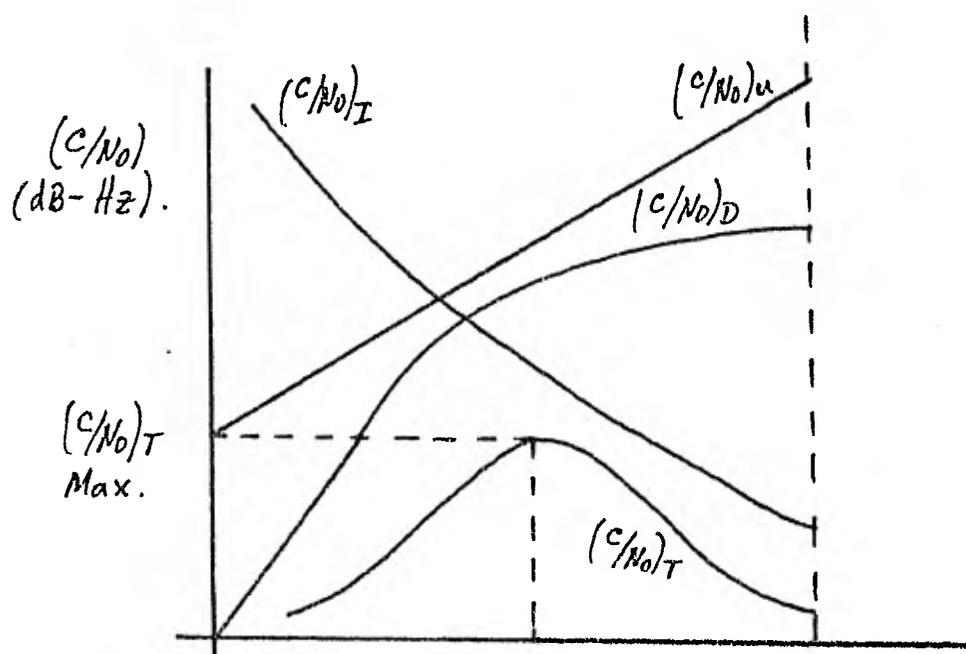


Figura 6

Las alteraciones sufridas por las portadoras FDM/FM que pasan a través de un transponder, operando de tal forma en el acceso múltiple son causadas por muchos factores.

La característica no lineal del ATOP en el satélite creará un ruido de intermodulación y por lo tanto causa ruido de interferencia en las señales portadoras deseadas.

La cantidad de ruido de intermodulación encontrado en un canal telefónico es función del punto de operación del ATOP, cabe señalar también el nivel y composición del espectro RF, la relación del espectro RF y el espectro de la portadora deseada.

Para el cálculo del sistema, es útil expresar el ruido de intermodulación en el canal como una densidad equivalente de la relación portadora a ruido de intermodulación $(C/N_o)_I$.

La proporción total de la relación portadora a densidad de ruido $(C/N_o)_T$ como función del punto de operación del ATOP, es la suma del ruido térmico en el enlace ascendente, ruido térmico en el enlace descendente y el ruido de intermodulación en el satélite:

$$\frac{1}{(C/N_o)_T} = \frac{1}{(C/N_o)_u} + \frac{1}{(C/N_o)_D} + \frac{1}{(C/N_o)_I} \dots 9$$

Siendo esta expresión:

$$(C/N_o)_u = W_s + (G/T)_s - 10 \log_{10} \frac{4\pi}{\lambda^2} - 10 \log_{10} K - BO_1 \dots 10$$

W_s : Densidad de flujo de saturación en el centro del haz, dB/m²

$(G/T)_s$: relación ganancia a temperatura del satélite en el centro del haz, dB/°K

$10 \log_{10} \frac{4\pi}{\lambda^2}$: ganancia de apertura de 1 m² en el centro de frecuencias del transponder, dB.

$10 \log_{10} K$: Constante de Boltzman ($-228.6 \text{ (dB/°K - Hz)}$)

BO_1 : Entrada back - off en el centro del haz y saturación de una portadora , dBW .

$$(C/N_o)_D = PIRE_{\text{sátélite}} - P L_d + (G/T)_E - \Delta D - 10 \log_{10} K - BO_o \dots \dots 11$$

PIRE satélite : Pire del satélite en el centro del haz y saturación de una portadora , dBW .

$P L_d$: Pérdidas en la trayectoria , provenientes desde el satélite al punto subsatélite .

$(G/T)_E$: Relación ganancia - temperatura de la estación terrena con - siderando que se tiene la frecuencia en el enlace descendente .

ΔD : factor de ajuste promedio en el enlace descendente debido a las pérdidas en la trayectoria y la ganancia de la antena , dB .

BO_o : Salida back - off relativa del ATOP a la saturación de una portadora , dB .

La selección de portadoras se requiere porque el tráfico es requerido en el sistema global ya que las capacidades de las portadoras ha de ser acomodada por el satélite .

Es deseable obtener diversas medidas de portadoras ya sea en grupos y supergrupos de canales .

Las características de varias señales aparecen en la parte interface terrestre a la parte interface del sistema del satélite .

Se incluyen canales de voz , grupos (12 canales) y supergrupos (60 canales) ; estos tienen que ser multiplexado en división por frecuencia ya sean señales analógicas y señales digitales .

Los parámetros de transmisión para cada tamaño de las portadoras se puede analizar por medio de la ecuación estandar de la FM .

$$S/N = (C/N) (B/b) (Fr/Fm)^2 PW \dots \dots 12$$

$$B = 2 (3.16 g Fr + Fm)$$

S/N : relación señal a ruido a un nivel de tono de prueba de 1 mW .

51.2 dB para un canal de ruido de 7500 pWop .

C/N : relación portadora a ruido de acuerdo a un ancho de banda, B .

b : Ancho de banda del canal = 3.1 KHz .

Fr : desviación del tono de prueba , rms .

Fm : frecuencia máxima de banda de base , $4.2 \times n$, en KHz .

n : número de canales telefónicos .

P : factor psfométrico = 1.78 ($P \triangleq 10 \log_{10} P = 2.5 \text{ dB}$)

W : factor de preénfasis = 2.5 ($W \triangleq 10 \log_{10} W = 4.0 \text{ dB}$)

$g = \text{antilog} (L/20)$

$L = -15 + 10 \log_{10} n$, $n \geq 240$ canales .

$= -1 + 4 \log_{10} n$, $12 < n < 240$ canales .

Ya que la señal es gaussiana , la desviación del tono de prueba no es definido .

El factor "g" nos relaciona la desviación multicanal rms a la desviación del tono de prueba rms .

Se debe de considerar el caso de la portadora por transponder .

En este caso el ancho de banda del transponder B_T y C/N_0 son disponibles . El número máximo de canales que se necesitan , se requiere que Fr sea incrementado hasta que la señal ocupe enteramente el ancho de banda .

Para el caso de la modulación digital , existen diferentes modulaciones ya sea : ASK,FSK,PSK,DPSK,QPSK .

En cualquier sistema de comunicación digital , la modulación es más efectiva para su uso de acuerdo a la disponibilidad de la potencia y el ancho de banda .

En estos casos , laplaneación en un sistema de comunicación digital debe ser considerada bajo la presencia de las no linealidades del canal , filtros de canal y las interferencias .

El modelo a seguir en una comunicación digital es la figura 7 y de acuerdo a esto , existe la llamada probabilidad de error " que es una función del modo o forma de la modulación y de la relación señal a ruido E_b / N_o , donde E_b es la energía por bit .

Siendo $E_b / N_o = C / N_o R$; R (bit / seg) .

La forma de poder realizar una transmisión para una comunicación libre de error esta dada por medio de la fórmula de Shanon .

$$R \leq C_B = B \log_2 \left(1 + \frac{C}{N_o B} \right)$$

Una forma de medir la eficiencia del ancho de banda es R/B .

Usando la ecuación nos da un límite más bajo en E_b / N_o como una función de la eficiencia del ancho de banda :

$$\frac{E_b}{N_o} \geq \frac{\exp (0.69 R/B) - 1}{(R / B)}$$

Existen algunos puntos a considerar en un modo de sistema de comunicaciones . Se puede considerar que un solo haz ilumina a todas las estaciones terrenas en un sistema .

Hay dos desventajas para este tipo de sistemas .

El primero es que la capacidad es limitada por un ancho de banda disponible y el segundo es que la ganancia de la antena es inversamente proporcional a la área que cubre el satélite .

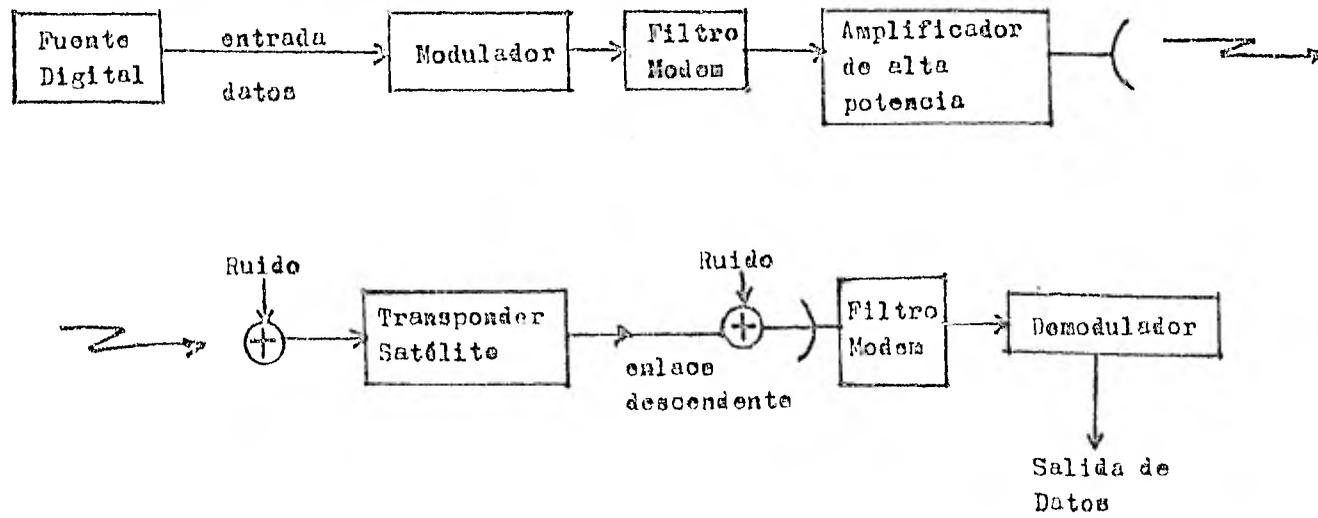


Figura 7
 Sistema de modulación digital

Para ilustrar la limitación , pondremos como ejemplo al satélite que opera en 6/4 GHz con 12 transponders de 40 MHz de ancho de banda . Con bandas de guarda , se utiliza un ancho de banda completo que es de 500 MHz .

Si todos los transponders fueron usados para el tráfico de voz en un acceso múltiple de FDM/FM , se tiene una capacidad total del satélite en forma aproximada: $n_T = (500)(12) = 600$ canales .

Como se nota se puede llegar a tener un ancho de banda en estado de saturación .

En caso de tener un incremento en el ancho de banda saturado se considera lo siguiente :

- a) Usar bandas de frecuencias más altas .
- b) Reusar los 500 MHz disponibles en 6/4 GHz .

Hasta ahora se ha conseguido utilizar sistemas de satélite que tienen que operar en 14/11 GHz y 30/20 GHz .

Desde el punto de vista en los sistemas de comunicaciones , existe la diferencia en el caso de las características de propagación del canal .

El hecho de reusar frecuencias puede hacerse a través de polarizaciones dual o antena de haces múltiples .

En el caso de la polarización dual , hay un canal completo de transmisión operando en una polarización (ya sea polarización vertical o polarización circular derecha) y el segundo canal esta operando en la polarización contraria (ya sea la polarización horizontal o polarización circular izquierda) .

Un simple ejemplo del sistema de haz múltiple es que brinda un incremento del ancho de banda .

Hay un haz global y cuatro haces para las zonas correspondientes . El haz global utiliza un transponder de 80 MHz y para cada haz de la zona se tienen 5 transponders de 80 MHz .

El ancho de banda total disponible es :

$$B_{\text{sat}} = 1 \times 80 + 4 \times 5 \times 80 = 1680 \text{ MHz .}$$

La ganancia de las antenas para los haces de las zonas será más alto , así que la capacidad por transponder será más alta .

Los dos problemas centrales en el sistema de reuso de frecuencia :

- 1) Aislamiento de frecuencia es necesaria para conseguir un nivel de interferencia cocanal satisfactorio .
- 2) Enlace entre diferentes haces .

Relación Señal a Ruido

- 1) Potencia de la portadora .

La transmisión entre la estación terrena y el satélite consiste de un transmisor y la antena , en el cual están conectados a un sistema de alimentación .

La ganancia de la antena transmisora , se da por medio de la siguiente ecuación :

$$G_T = \frac{4\pi A_T}{\lambda^2} \eta = \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \eta \dots\dots 1$$

A_T : Area de apertura de la antena .

D : diámetro de la antena .

λ : longitud de onda de la frecuencia portadora .

η : eficiencia de la antena .

La potencia ha de ser radiada a la dirección normal del plano de apertura de una antena de la estación terrena .

Se denotará como P_E y que significa PIRE y se define por la siguiente expresión :

$$P_E = P_T - L_{FT} + G_T \quad (\text{dbW}) \quad \dots\dots 2$$

donde :

P_T : Potencia de salida del transmisor (dbW) .

L_{FT} : Pérdidas del sistema de alimentación (db) .

G_T : Ganancia de la antena transmisora (db) .

2) Pérdidas en el espacio libre .

Las pérdidas en el espacio libre (L_P) se define por la ecuación 3 , cuando un receptor está a la distancia "d" del transmisor .

$$L_P = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad \dots\dots 3$$

De acuerdo a la figura 1 , esta nos indica la relación que hay entre la distancia de un punto a otro y las pérdidas en el espacio libre .

La figura 2 , muestra la distancia de inclinación a un satélite geo - estacionario como una función del ángulo de inclinación que tiene la antena de una estación terrena .

En una comunicación comercial vía satélite se debe de considerar que la antena de una estación terrena no se ha de permitir su operación a un ángulo de elevación abajo de 5° ya que hay una atenuación adicional por la atmósfera a lo sumo de 1 db y que este debería ser tomado en consideración para el diseño utilizando las bandas de 4 GHz y 6 GHz .

3) Potencia de recepción .

La potencia de la portadora recibida "C" , en la entrada de un satélite o en el receptor de una estación terrena es :

$$C = (P_T - L_{FT} + G_T) - (L_P + L_A) + G_R - L_{FR} \quad (\text{dbW}) \quad \dots\dots 4$$

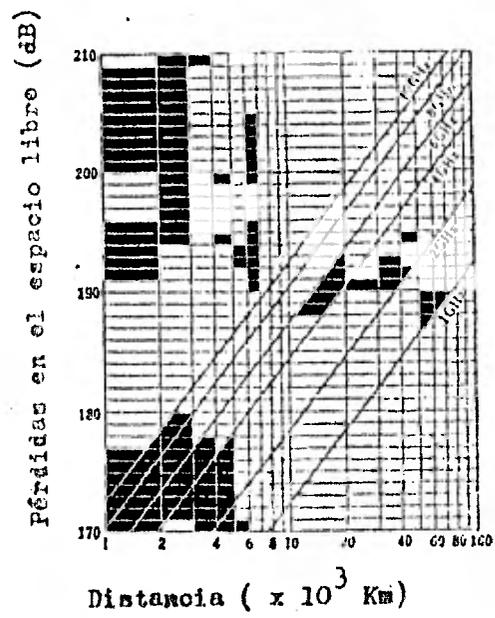


Figura 1. Pérdidas en el espacio libre .

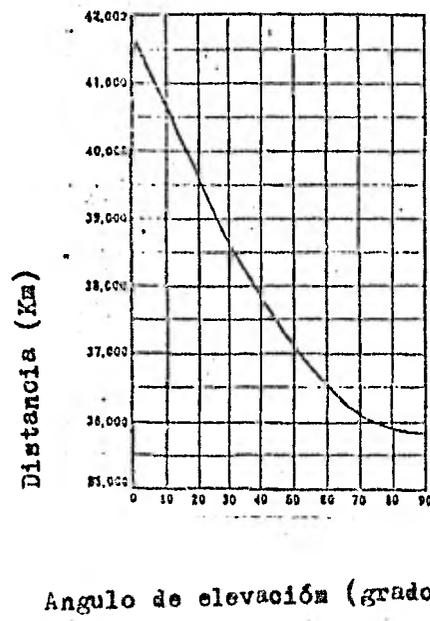


Figura 2. Distancia de inclinación al satélite geostacionario .

donde :

L_a : Atenuación debida a la atmósfera (db) .

G_R : Ganancia de la antena receptora (db) .

L_{FR} : Pérdidas en el sistema de alimentación (db) .

La forma de como se debe de tomar en cuenta al ruido se debe de señalar ante todo ciertos conceptos :

La potencia de ruido N_s se refiere a la entrada de una antena seguida por un amplificador , teniendo el equilibrio de la temperatura de ruido T_a y T_e respectivamente .

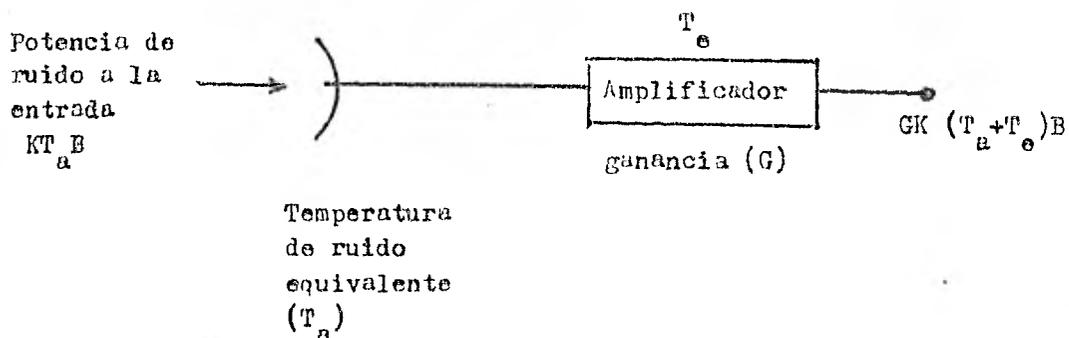


Figura 3

Siendo $N_s = K (T_a + T_e) B = K T_s B$

T_s temperatura de ruido equivalente del sistema .

$$N_s = K \left(1 + \frac{T_e}{T_a} \right) B \quad \dots 5$$

$$\frac{T_s}{T_a} = F_{op} \quad \text{la figura de ruido en operación} \quad \dots 6$$

La temperatura de ruido a lo que opera un sistema de comunicación convencional excluye el sistema del satélite y que es de 10 °b .

Esta temperatura de ruido es la temperatura de ruido equivalente del sistema y que es de 3000 °K .

Se debe hacer notar que la recepción de la estación terrena para una comunicación vía satélite ha sido diseñado el valor más bajo de la figura de ruido .

3) Ruido en el enlace descendente .

Una parte del ruido total es permitido para el enlace descendente y el diseño del sistema podría ser afectado .

El ruido en el enlace descendente consiste de componentes del ruido externo e interno como lo muestra la figura 4 .

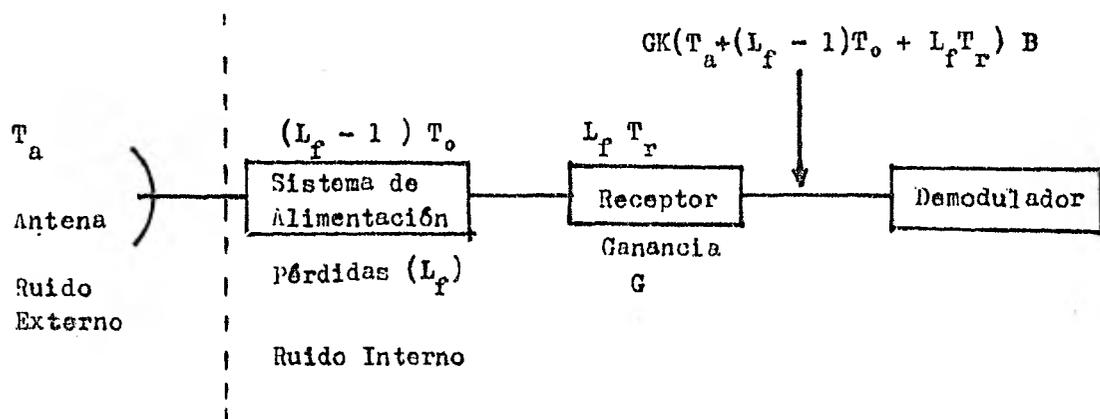


Figura 4

a) Ruido externo .

El ruido externo se compone del ruido cósmico y atmosférico , ruido de lluvia , ruido en forma de interferencias y otros .

El ruido se incrementa durante una tormenta o nevada .

Previamente la antena esta operando en un ángulo de elevación , el ruido del terreno no se manifiesta en forma directa en el haz principal de la antena .

Sin embargo , en el diseño de la antena , es esencialmente minimizar el nivel del lóbulo lateral para evitar el ruido aún en altos niveles de elevación .

b) Ruido Interno .

Considerando la configuración de la recepción de una estación terrena como lo muestra la figura 4 .

La potencia de ruido referido a la entrada del sistema N_R , se da bajo la siguiente ecuación : $N_R = K T_R B$

siendo $T_R = T_a + (L_f - 1) T_o + L_f T_r$?

T_a : Temperatura equivalente en la antena .

T_o : Temperatura ambiente del sistema de alimentación .

L_f : Pérdidas del sistema de alimentación (>1)

T_r : Temperatura equivalente de ruido en un receptor de bajo ruido y los amplificadores subsecuentes .

En el sistema de comunicación terrestre , el ruido generado por el sistema de alimentación , dichas pérdidas no han sido tomadas en cuenta , pero , en un sistema de comunicación vía satélite , el ruido no será ignorado puesto que el funcionamiento a bajo ruido es sustancialmente requerido.

La razón del porque el ruido $(L_f - 1) T_o$ se debe ya que es generado por las pérdidas del sistema de alimentación . Ver la figura 5 .

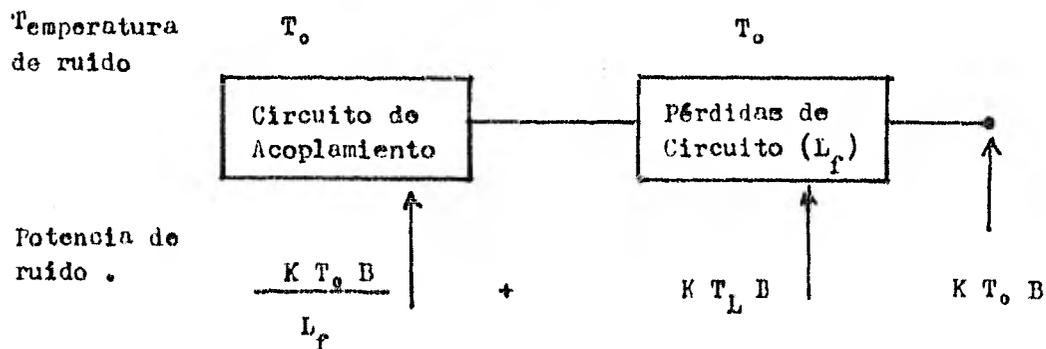


Figura 5

El ruido del sistema de acoplamiento implica pérdidas en el circuito con pérdidas L_f en una temperatura T_0 y es expresada por $K T_0 B$, en el cual la suma del ruido es :

Considerando el acoplamiento y las pérdidas de circuito .

Por lo tanto , la temperatura de ruido del circuito con pérdidas

(L_f) es como sigue :
$$T_L = T_0 \left(1 - \frac{1}{L_f} \right) \dots 8$$

Si T_0 es igual a la temperatura ambiente (290°K) la temperatura T_L

viene a ser aproximadamente a : $T_L \approx 66.7 L_f \text{ (db) } \dots 9$

Esto significa que las pérdidas de un sistema de alimentación si son 0.1 db , corresponde a un incremento de la temperatura de ruido cerca de 7 °K . Por lo tanto , en los sistemas actuales , es necesario colocar un receptor de bajo ruido a la antena para minimizar las pérdidas de alimentación .

Consideraciones en la transmisión y recepción

Una simple comparación con la banda "C" en el enlace de satélite dan ciertos factores en el enlace de satélite con banda "E" .

Si el diámetro de una antena es fijo , la ganancia de una antena es proporcional al cuadrado de la frecuencia .

Por lo tanto , si los diámetros de las antenas transmisor y receptor potencia de transmisión y temperatura de ruido de recepción están fijas , la relación de densidad señal a ruido (C/N_0) , la cual representa la calidad de enlace es proporcional al cuadrado de la frecuencia .

Así , un sistema de 30 / 20 GHz debe tener C/N_0 cerca de 14 dB y que es más grande que un sistema de 6/4 GHz , si en el mismo diámetro de la antena y la misma calidad de transmisión y recepción son consideradas .

actualmente puesto que la antena en banda "K" , la antena tiene una área a cubrir (el diámetro efectivo de una antena es más pequeña) y los transponders de banda "K" tiene una temperatura de ruido más alta cerca de 7 - 8 dB de desventaja .

En la comunicación vía satélite en banda "K" , la desventaja debe ser la localización de la atenuación por lluvia .

Por lo tanto si la atenuación por lluvia esta con 7 - 8 dB , la calidad del enlace vía satélite puede ser considerada en forma comparable con el sistema "C" .

En contraste a la banda "C" y "K" en el enlace vía satélite los niveles de recepción no han sido de valores fijo , debido a la atenuación pues ésta tiene variaciones .

En el sistema "K" , su diseño es de gran confiabilidad pues existen pérdidas en el enlace .

Además se debe determinar la combinación óptima de la potencia de transmisión de la estación terrena y una temperatura de ruido en el momento de la recepción .

En el caso de la comunicación entre dos estaciones terrenas , si ocurre una fuerte lluvia , normalmente no ocurre en forma simultánea en ambas estaciones terrenas .

Por lo tanto , es suficientemente considerar la degradación por lluvia en cada estación terrena en forma independiente .

Si la lluvia es una estación terrena es considerada la calidad del enlace esta determinada por el enlace ascendente y descendente de esta estación terrena .

El enlace óptimo puede ser considerado en forma simultánea teniendo los dos caminos de enlace en una atenuación por lluvia .

La calidad del enlace ascendente y descendente esta dado por: C/N .
 La relación C/N es la relación señal portadora a potencia de ruido.
 La C/N en la potencia de entrada del satélite $(C/N)_{sat}$, se define por la siguiente ecuación :

Se denota PIRE de la estación terrena denominada como P_E , pérdidas en el enlace ascendente L_{up} , la ganancia de la antena del receptor del satélite G_{sr} y las pérdidas del sistema de alimentación en el receptor del satélite L_{Fsr} .

La ecuación es :

$$(C/N)_{sat} = (P_E - L_{up} + G_{sr} - L_{Fsr}) - 10 \log_{10} (K T_{sat} B_{sat}) \quad (dB) \dots 10$$

Donde T_{sat} y B_{sat} son la temperatura equivalente de ruido y el ancho de banda de la frecuencia en el receptor de satélite , respectivamente .

Las relaciones C/N en el enlace ascendente y descendente :

$$(C/N)_{up} = P_E + G_{up,E} - L_{up} - L_{up, lluvia} + G_{up, sat} - 10 \log_{10} (K T_{sat} B) \quad (dB) \dots 11$$

$$(C/N)_{Dn} = P_{sat} + G_{Dn, sat} - L_{Dn} - L_{Dn, lluvia} + G_{Dn, E} - 10 \log_{10} (K T_E B) \quad (dB) \dots 12$$

donde :

P_E y P_{sat} son la potencia transmitida de la estación terrena y del satélite .

$G_{up,E} / G_{Dn,E}$ y $G_{up, sat} / G_{Dn, sat}$ son la ganancia de la antena en la estación terrena y satélite en orden de enlace ascendente / enlace descendente .

L_{up} / L_{Dn} son la pérdida de espacio libre en el enlace ascendente / enlace descendente .

$L_{up,lluvia} / L_{Dn,lluvia}$ son la pérdida de lluvia en el enlace ascendente / enlace descendente .

T_E y T_{sat} : son la temperatura de ruido en la recepción de la estación terrena y el satélite .

K es la constante de Boltzman .

B : es el ancho de banda que se utiliza ya sea en la estación terrena o el satélite .

El diseño óptimo en el enlace ascendente y descendente puede ser obtenido por la ecuación : $C/N_{up} = C/N_{Dn}$ 13

Puesto que $G_{up,E} = G_{Dn,E} + (f_{up} / f_{Dn})^2$

$$L_{up} = L_{Dn} + (f_{up} / f_{Dn})^2$$

$$\text{y } G_{up, sat} \approx G_{Dn,sat}$$

La ecuación 13 puede representarse como :

$$P_E = P_{sat} - (T_{sat} - T_E) \text{ (dB)} + (L_{up,lluvia} - L_{Dn,lluvia}) \text{ (dB)} \dots 14$$

Este tercer término representa la diferencia en la atenuación por lluvia (enlace ascendente y enlace descendente) .

La demanda de servicios a través del uso de las comunicaciones vía satélite esta aumentando rapidamente a un ritmo superior al 15 % anual . Se debe de considerar que se debe realizar una investigación previa , para poder así satisfacer la demanda .

Pero el tiempo necesario para desarrollar nuevos sistemas de satélites es de cuatro a seis años .

Estos dos factores , combinados , dificultan , la labor de quienes se encargan de la planificación .

Uno de los parámetros que se siempre se han de considerar son los límites de la tecnología y que ésta se tiene que verificar la disponibilidad de anchura de banda en el espectro de frecuencias radioeléctricas .

En la actualidad se tiene el satélite INTELSAT V en operación con la capacidad de 1200 circuitos , pero , cabe mencionar que de acuerdo a la demanda , se tenderá a desarrollar los satélites INTELSAT V - A y que serán capaces de cursar hasta 1500 llamadas telefónicas simultáneas . Considerando los avances que se tienen , se marcará la época de planificar el satélite INTELSAT VI .

Aquí se tendrán innovaciones ya que la planificación del sistema INTELSAT tienen una perspectiva una serie de ideas interesantes : Plataformas espaciales de aplicaciones múltiples , conglomerados de satélites e hileras de satélites é hileras de satélites conectados entre sí por medio de enlaces radioeléctricos .

Las plataformas de aplicación múltiple podrían ser ensambladas en el espacio y contener el equipo de comunicaciones que se encargarán de suministrar diversas clases de servicios .

Dichos equipos compartirían una serie de sistemas comunes en la plataforma .

El concepto de conglomerado consistiría en un satélite central de conmutación , alrededor del cual se agruparían satélites que prestarán diversos servicios , los que se comunicarían con el satélite central por medio de enlaces radioeléctricos muy cortos .

La comunicación entre satélites valiéndose de la técnica de enlaces podría proporcionar cobertura compartida al mundo entero .

El campo de la competencia se ha incrementado a nivel mundial desarrollando tecnología para el uso de satélites .

El uso principal que se dará a la banda "K" es :

la transmisión de datos en un ancho de banda más amplio y sistemas digitales de comunicación voz / datos .

La tecnología a desarrollar es :

Antenas de haces múltiples para satélites .

Sistemas de conmutación de satélite para marcar una determinada ruta cuando se transmite una señal .

Sistemas de alta frecuencia / alta potencia .

Estaciones terrenas a bajo costo .

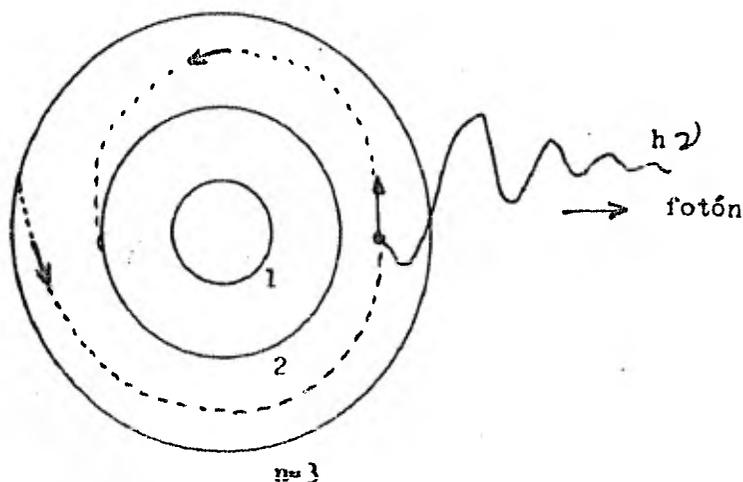
APPENDICE I

El satélite necesita para su funcionamiento de la energía eléctrica pero cabe tomar en cuenta que nos encontramos en el espacio y la única forma de energía que existe es la energía del Sol .

Solo mediante un dispositivo que es en este caso la celda fotoeléctrica es capaz de generar una corriente eléctrica por efecto de la luz solar.

El fenómeno de convertir energía solar a energía eléctrica es conocido como efecto fotoeléctrico . ¿ Realmente que es esto ? .

Partiendo de la estructura del átomo se estableció que un electrón no emite luz cuando se mueve sobre una de sus órbitas fijas , sino sólo cuando salta desde una órbita a otra.



Se ha considerado que el electrón gira alrededor con una frecuencia. Pero claro esta que cuando existe el cambio de una órbita a otra realizada por el electrón se ha emitido luz , pero , la frecuencia de esta luz no está determinada por la frecuencia de revoluciones del electrón , sino también por la diferencia de energía entre la órbita inicial y la final .

$$E_2 - E_1 = h\nu$$

386

donde E_2 es la energía de la órbita inicial, la E_1 la energía de la órbita final, h es la constante de Planck ($h = 6.62 \times 10^{-34}$ Joule-seg) y ν es la frecuencia de la luz

Podemos ilustrar lo siguiente :

Sean $E_1, E_2, E_3, E_4, \dots$, los valores de la energía total del electrón cuando está en la órbita $n = 1, 2, 3, 4, \dots$, respectivamente.

Cuando por ejemplo, el electrón está en la órbita $n = 3$, donde su energía es E_3 y brinca a la órbita $n = 2$, donde la energía es E_2 .

La diferencia de energía $E_3 - E_2$ es expulsada del átomo en forma de onda de luz de energía $h\nu$, llamada fotón.

Aquí está entonces el origen de las ondas de luz procedentes del interior del átomo.

Esto puede considerarse que $h\nu$ es una onda luminosa llamada fotón o cuantos y que nos representa una forma de energía.

¿ Viaja esta onda luminosa con una velocidad ?

Sí, la velocidad del fotón condujo a que la velocidad no aumenta a medida que crece la intensidad de la luz.

Al elevarse la intensidad se incrementa el número de fotones, pero, no su velocidad.

Diversos experimentos demostraron que para aumentar la velocidad del fotón, se debe aumentar la frecuencia de la luz, es decir, usar radiaciones luminosas de longitud de onda más corta.

Cuanto más corta sea la longitud de onda de la luz empleada, más alta será la velocidad de los electrones.

Pero claro está que con el tiempo se pudo dar al menos otra explicación con respecto al efecto fotoeléctrico.

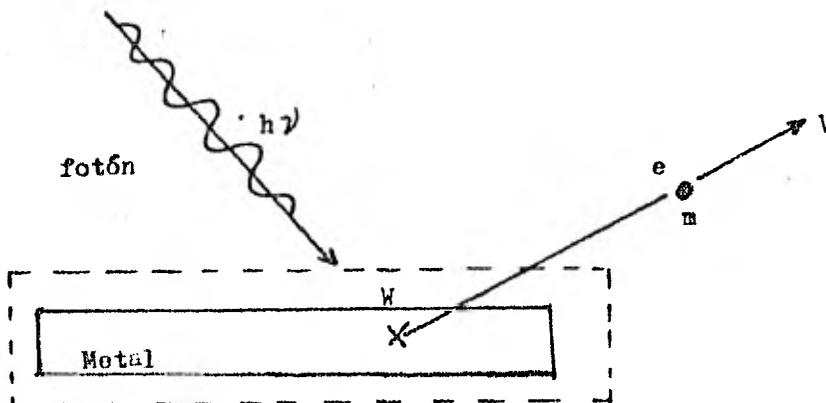
Fue por medio de Albert Einstein, se pudo explicar el efecto fotoeléctrico haciendo una hipótesis y que fue :

Si la energía en un haz de luz avanza por el espacio en haces con -
centrados llamados fotones. La energía E de un solo fotón se expresa
mediante la fórmula $E = h \nu$ (Ecuación de Planck)

ya que Planck creía que la luz, aún cuando emitida por su fuente
discontinua avanzaba por el espacio en forma de ondas electro -
magnéticas. La hipótesis de Einstein sugería que la luz al avanzar
por el espacio no se comportaba como onda sino como partícula .

Se llegó al siguiente concepto de los fotones para el efecto foto -
eléctrico y que fué : $h \nu = W + \frac{1}{2} m v^2$

El primer término $h \nu$ representa la energía total que contiene un
sólo fotón es decir la energía luminosa incidente sobre una super -
ficie metálica como se ve en la siguiente figura :



En o bajo la superficie del metal , este fotón , es completamente absorbido y al desaparecer imparte su energía total a un único electrón. Parte de esta energía W se consume en lograr que el electrón se libere de los átomos y se aleje de la superficie metálica ; el remanente se usa en dar al electrón una energía cinética $1/2 m v^2$ y por lo tanto una velocidad .

La energía cinética $1/2 m v^2$, no depende de la intensidad luminosa , el duplicar la intensidad luminosa simplemente duplica el número de fotones y de esta forma duplica la corriente fotoeléctrica .

Para algunos metales como el platino , la energía requerida para arrancar el electrón de la superficie es grande , mientras que para otros metales como los alcalinos es muy pequeña , W se llama trabajo de extracción (función del trabajo) del metal .

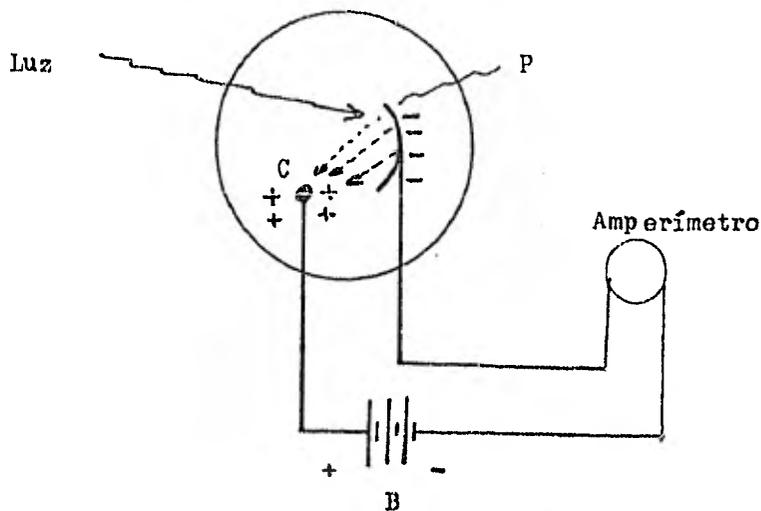
Si consideramos $h\nu = W + 1/2 m v^2$

haciendo $1/2 m v^2 = 0$ $W = h\nu$ $E = h\nu$

donde la energía del fotón aumenta proporcionalmente con la frecuencia.

APENDICE II

Un transductor fotoeléctrico convierte la energía luminosa a una señal eléctrica .



La luz choca con el cátodo (-) y los electrones que se dejan la superficie metálica son atraídos y recogidos por el ánodo (electrodo " C " (+)) .

La carga negativa sobre la película metálica y la carga positiva sobre el electrodo central se mantienen a un potencial constante por medio de la batería B .

Un haz de luz brillando a través de la ventana de una celda fotoeléctrica actúa igual que un interruptor que completa un circuito eléctrico .

Cuando la luz choca contra el metal P , hay un flujo de electrones hacia el colector C , produciendo así una corriente que fluye por el circuito . Esta corriente se puede medir por medio de amperímetro .

Al haber una emisión de fotones muy grande la intensidad de la luz crece y por lo tanto aumenta la corriente .

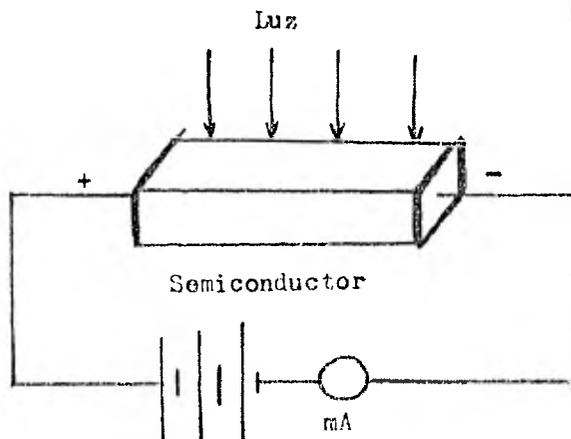
Cuando no hay luz , no hay acción fotoeléctrica y se detiene la corriente .

En la actualidad se han aprovechado el uso de los semiconductores para la generación de energía eléctrica usando como recurso la energía luminosa . En los satélites de comunicaciones se usan en la actualidad celdas fotoeléctricas , cuyo material son los semiconductores y que los cristales de semiconductores son : tipo N y tipo P .

Se ha considerado que ciertos metales son buenos conductores de electricidad , mientras que otros materiales como la cerámica son aisladores o sea malos conductores eléctricos .

Puesto que la diferencia de resistencia entre estos dos grupos es grande , muchos materiales quedan comprendidos entre estos grupos . Estos materiales se llaman semiconductores .

De cientos de semiconductores conocidos por la ciencia , algunos son considerados de importancia . Existen varios en forma cristalina . Dos de los más importantes son el silicio y el germanio .



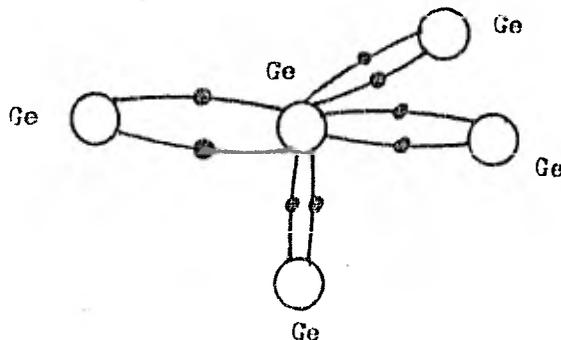
De acuerdo con la figura mostrada cuando se permite que la luz incida sobre el cristal , su resistencia eléctrica decrece y la corriente aumenta . Esta respuesta a la luz es instantánea y se llama fotoconductividad .

Si se calienta el cristal de germanio, la corriente se eleva de nuevo indicando un descenso de la resistencia eléctrica.

Este efecto calorífico no es instantáneo, sin embargo, puesto que toma bastante tiempo para que la corriente retorne a su valor original es decir para que la temperatura del cristal vuelva a la temperatura ambiente. La resistencia de los conductores metálicos se comporta de modo opuesto, su resistencia crece con el aumento de la temperatura. Para explicar los efectos de la luz y del calor descritos anteriormente, debemos referirnos al retículo cristalino de los semiconductores.

Los átomos de silicio y de germanio tienen cada uno lo que los químicos llaman cuatro electrones de valencia o sea cuatro electrones que entran en el enlace químico en sólidos.

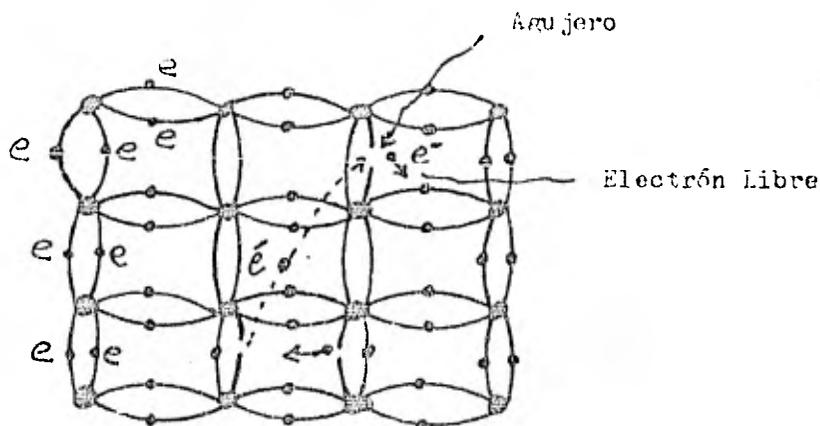
La figura cristalina de los átomos en ambos cristales es una estructura tetraédrica como se muestra a continuación.



Cada átomo compartiendo uno de sus electrones con cada vecino, el vecino a su vez comparte con el uno de sus cuatro.

Dicha forma de compartir los electrones, entre dos átomos se llama enlace covalente.

Debido a la dificultad de dibujar un retículo de estructura tetraédrica tridimensional es conveniente aplanar el dibujo y representar el enlace como un retículo cuadrado.



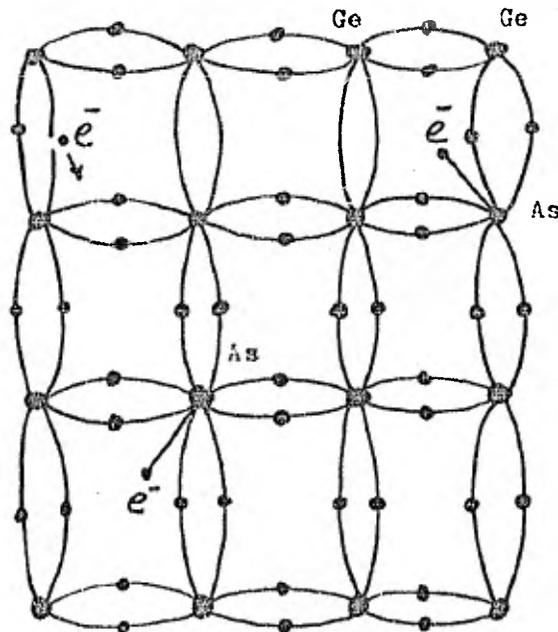
A temperaturas próximas al cero absoluto, todos los electrones de un cristal están fuertemente ligados por estos enlaces químicos. Cuando el cristal se eleva a la temperatura ambiente, sin embargo, los movimientos térmicos de los átomos son suficientes para romper algunos de los enlaces y liberar algunos de los electrones para que circulen por todo el cristal.

Donde se liberó un electrón rompiendo su enlace, como se muestra en la parte superior derecha y más abajo a la izquierda, se ha creado un agujero (laguna).

Puesto que la parte del cristal era neutra, ahora que pierde un electrón, el agujero vacío es equivalente a una carga positiva. Debido también a la agitación térmica, un electrón próximo ligado al agujero se puede mover para llenar el hueco, el corrimiento de la carga negativa desde una posición del enlace a otra tiene un efecto equivalente al movimiento de un agujero en sentido opuesto.

El movimiento de un agujero es, por lo tanto, equivalente al desplazamiento de una carga positiva.

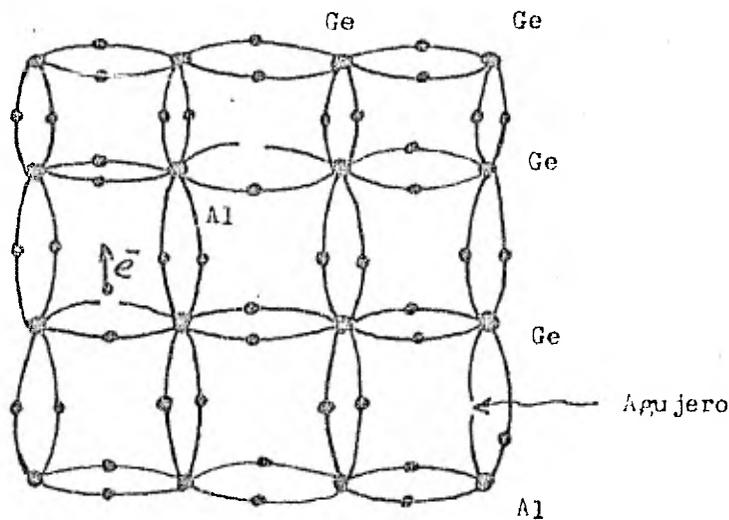
La mayoría de los cristales como el silicio y el germanio no son puros , sino que contienen pequeñas cantidades de otros elementos . Si los cristales están formados con arsénico como impurezas , los átomos de arsénico , con cinco electrones de valencia cada uno , proporcionan un retículo cristalino con exceso de electrones . Dicho cristal como se presenta en la siguiente figura .



tiene por consiguiente un electrón sin enlazar por cada átomo de arsénico . Debido a la agitación térmica , se aflojan los electrones adicionales por la vibración y se crea de esta manera un número igual de agujeros . Con más electrones libres (portadores N) que agujeros (portadores P) .

La aplicación de un potencial a través de dicho cristal encuentra más cargas negativas moviéndose que positivas. Por esta razón el retículo con exceso de portadores N se llama cristal tipo N.

Si los cristales crecen con aluminio como impurezas los átomos del aluminio, con sólo tres electrones de valencia forman un retículo cristalino con deficiencia de electrones esto es con agujeros.



Retículo cristalino tipo P con átomos de aluminio como impurezas.

Dicho cristal a la temperatura ambiente, tiene más agujeros que electrones libres y se llama cristal tipo P.

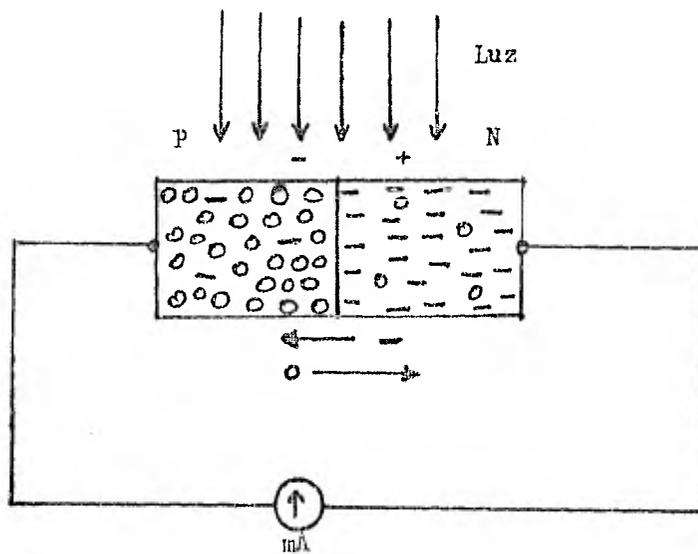
Ninguno de estos cristales, por sí mismo, tiene una carga total.

El exceso de cargas negativas libres en un cristal tipo N está compensado por las cargas positivas de los núcleos de arsénico, mientras que el exceso de agujeros en el cristal de tipo P está compensado por la deficiencia en la carga positiva nuclear de los núcleos de aluminio.

Cuando la luz incide sobre un cristal como se mostró en la primera figura , la luz es absorbida por una pocas capas atómicas .
 La energía absorbida rompe algunos de los enlaces de los electrones y crea agujeros . Este proceso se llama fotoionización .
 Los potenciales aplicados a los extremos del cristal hacen que los electrones se muevan a la izquierda y los agujeros a la derecha .
 Este flujo de carga constituye una corriente .

BATERIA SOLAR

Cuando dos semiconductores de los tipos P y N se encuentran en contacto como se muestra en la siguiente figura .



forman lo que es una unión PN .

En la región de contacto , los electrones libres en el cristal N se difunden en los agujeros a través del límite , estableciendo así una diferencia de potencial entre los cristales que antes eran neutros .

Puesto que los electrones han dejado el cristal tipo N , ese lado adquiere un potencial positivo , mientras que el cristal tipo P que tiene algunos agujeros llenos , adquiere un potencial negativo . Si la unión se mantiene a una temperatura constante dentro de un cuarto oscuro , no se observará corriente en el miliamperímetro. La razón de esto es que se forman potenciales inversos entre las extremidades del cristal y los electrodos metálicos , de modo que no existe diferencia de potencial entre A y B . Si ahora prendemos una luz sobre la unión , la luz es absorbida liberando electrones adicionales y creando agujeros . Debido a la diferencia de potencial en la región cercana a la unión , los electrones se mueven a la derecha , los agujeros a la izquierda y tenemos una corriente . Puesto que el proceso de ionización proviene de la absorción de la luz unicamente se produce en las capas superficiales de átomos , las baterías solares se construyen con cristales muy delgados depositados sobre algún material aislante .

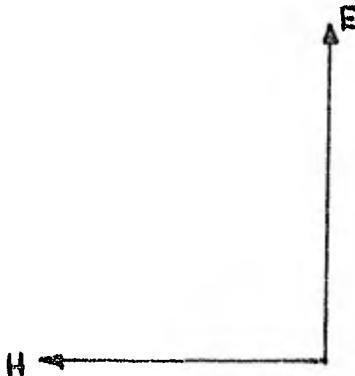
POLARIZACION

En nuestro estudio que corresponde a las regiones opera el satélite realizando la comunicación considerando el comportamiento de la onda electromagnético compuesto del campo eléctrico "E" y el campo magnético "H" al realizar la transmisión y la recepción de las señales .

Podemos considerar que se expondrá en esta sección como una introducción la explicación de lo que consiste la polarización y sus variantes .

Los campos eléctrico "E" y magnético "H" que constituyen un campo de radiación se propagan en el espacio constituyendo una onda electromagnética . Se tiene que la onda posee variación en el tiempo teniendo tambien esta variación en "H" y "E" .

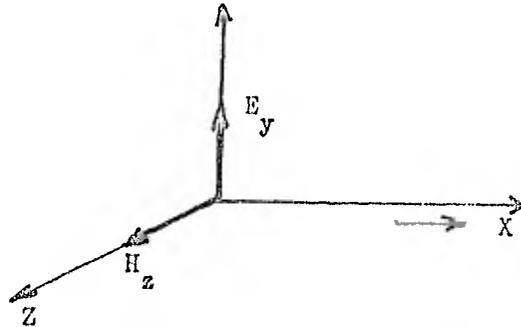
La dirección de propagación de una onda se puede considerar perpendicular a la hoja de papel , de acuerdo a la gráfica que sigue :



Considerando a esta onda como uniforme se tiene el mismo valor de "E" y "H" en el plano .

APPENDICE III

Nos referimos a la siguiente gráfica :



Se puede notar que esta onda está viajando en la dirección del eje "X". El campo eléctrico "E" tiene solamente una componente "E_y" en la dirección "y" y el campo magnético "H" solamente tiene la componente "H_z" en la dirección "z". Esto quiere decir que la onda se encuentra polarizada en la dirección "y".

Se puede señalar que la polarización de una onda como se señala anteriormente es la orientación del vector del campo eléctrico en la dirección de propagación que tiene la onda electromagnética. Aquí de acuerdo al análisis de nuestra onda electromagnética, se tiene la polarización vertical.

Como la onda tiene un comportamiento en el espacio, se ha hecho un análisis con la ayuda de ecuaciones diferenciales y que cuyo resultado se ha llegado al siguiente.

Tomando en cuenta la dirección de propagación de la onda y un medio sin pérdidas en este caso se toma en cuenta el vacío.

Las soluciones a las ecuaciones de onda son :

Onda en sentido derecho.

$$E_y = E_0 \text{ sen } (\omega t - \beta x) , \quad H_z = E_0 \text{ exp } (j(\omega t - \beta x))$$

Onda en sentido izquierdo.

$$E_y = E_0 \text{ sen } (\omega t + \beta x) , \quad H_z = E_0 \text{ exp } (j(\omega t + \beta x))$$

Onda en sentido derecho.

$$H_z = H_0 \operatorname{sen} (\omega t - \beta x) , H_z = H_0 \exp (j(\omega t - \beta x))$$

Onda on sentido izquierdo.

$$H_z = H_0 \operatorname{sen} (\omega t + \beta x) , H_z = H_0 \exp (j(\omega t + \beta x))$$

Definiendo $\beta = 2\pi / \lambda$

λ : longitud de onda velocidad angular $\omega = 2\pi f$

t : tiempo .

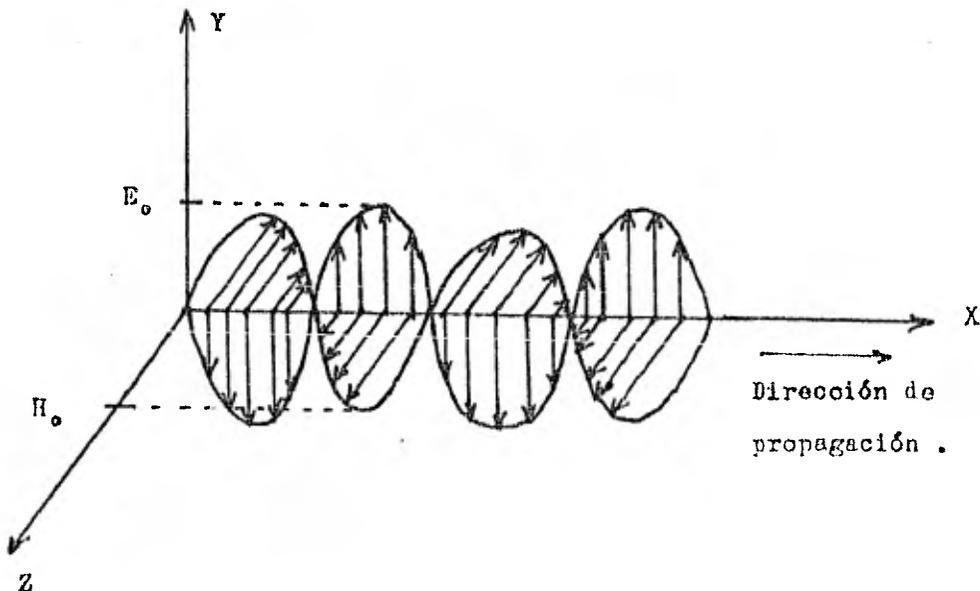
β : desfaseamiento .

f : frecuencia .

Para nuestro estudio en el caso de que el medio es el espacio libre consideremos :

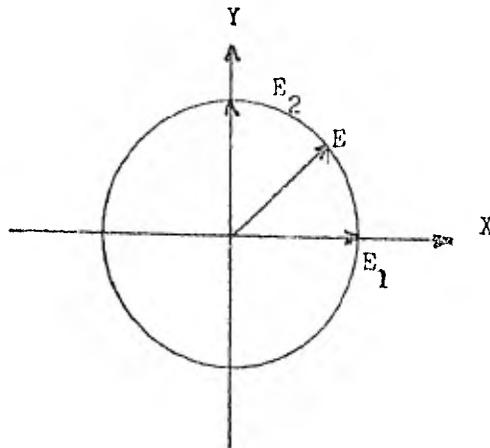
$$E_y = E_0 \operatorname{sen} (\omega t - \beta x) , E_y = E_0 \exp (j(\omega t - \beta x))$$

$$H_z = H_0 \operatorname{sen} (\omega t - \beta x) , H_z = H_0 \exp (j(\omega t - \beta x))$$



Polarización Circular

Consideremos una onda electromagnética viajando en dirección positiva del eje Z , teniendo en cuenta que el campo eléctrico se encuentra siempre en la dirección "X" y "Y" .



Las componentes del campo eléctrico en la dirección "X" y "Y" son :

$$E_x = E_1 \operatorname{sen} (\omega t - \beta z)$$

$$E_y = E_2 \operatorname{sen} (\omega t - \beta z + \delta)$$

donde :

E_1 = amplitud de la onda polarizada linealmente en la dirección "X" .

E_2 = amplitud de la onda polarizada linealmente en la dirección "Y" .

δ = ángulo de fase formado por E_y y E_x .

El vector total E es :

$$E = x E_1 \text{ sen } (\omega t - \beta z) + y E_2 \text{ sen } (\omega t - \beta z + \delta)$$

Si consideramos $z=0$

$$E = x E_1 \text{ sen } (\omega t) + y E_2 \text{ sen } (\omega t + \delta)$$

Para el caso de la polarización circular se considera que las componentes "X" y "Y" son iguales en magnitud y ambas se encuentran defasados 90° .

Si $E_1 = E_2$ y si $\delta = \pm 90^\circ$ se puede realizar el siguiente análisis.

Cuando $\delta = +90^\circ$ la onda se encuentra en polarización circular izquierda.

Cuando $\delta = -90^\circ$ la onda es de polarización circular derecha.

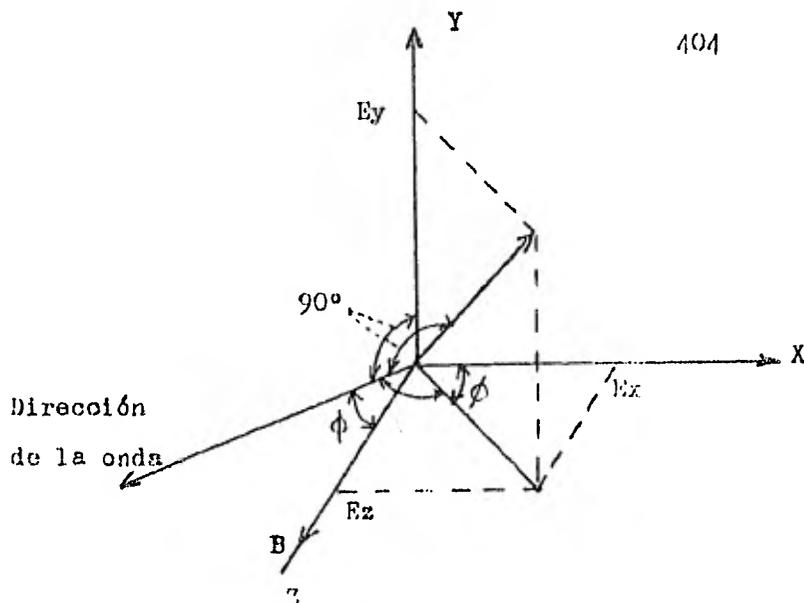
Efecto Faraday

Consideremos que la propagación de una onda electromagnética se realiza en un medio ionizado y que este se clasifica como un medio conductor. Este medio ionizado se comporta en forma anisotrópica es decir la propagación es variable considerando del mismo modo la trayectoria que tenga la onda electromagnética en presencia de un cuerpo magnético estable.

El medio a considerar es un plasma y que consiste un número igual de cargas positivas y negativas.

Consideremos la siguiente figura para considerar la dirección de la onda de propagación para un sistema de coordenadas.

La dirección de propagación de la onda está en el plano XZ siendo un ángulo θ con respecto al eje Z. El campo eléctrico E de la onda yace en un plano perpendicular de acuerdo a la dirección de propagación de la onda.



Esta grafica nos ayudará para explicar el efecto Faraday :

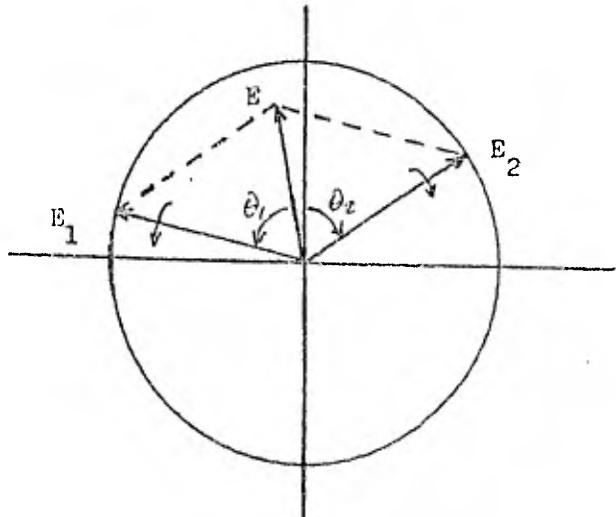
Se ha considerado que una onda polarizada linealmente es la resultante de dos ondas polarizadas circularmente siendo de la misma amplitud y de sentidos opuestos en la rotación .

Si la onda resultante se propaga en la dirección del campo magnético en el plasma , las dos componentes polarizadas circularmente viajarán con diferente fase y así el plano de polarización formado por estas dos componentes girará conforme atraviere el plasma .

El cambio de ángulo del vector campo eléctrico , como consecuencia de la rotación de Faraday , depende de la dirección de propagación en relación con el campo magnético de la Tierra , las condiciones de la parte de la ionosfera atravesada por la onda y la intensidad del campo magnético de la Tierra . La cuantía de la rotación es también inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia .

Las condiciones ionosféricas dependen de muchos factores , comprendidos la estación del año , la hora del día y la actividad solar . La rotación de Faraday puede alcanzar a veces un valor de cresta de hasta 9° en 4 GHz , 4° en 6 GHz y 1° en 12 GHz . Sin embargo , este valor de cresta depende de la ubicación geográfica de la estación terrena y del satélite , pudiendo ser despreciable muchas veces

para frecuencias superiores a 10 GHz . Si la rotación de Faraday es importante en la frecuencia de trabajo , debe asegurarse en la estación terrena la rotación diferencial de los planos de polarización puesto que los sentidos de la rotación para transmisión y recepción son opuestos entre sí , vistos desde la dirección de propagación .
Teniendo el comportamiento de las ondas polarizadas circumentemente :



Donde la rotación angular de una onda define : $d\theta = \beta dr$

A partir de la figura anterior se tiene :

$$\tan \theta = \frac{E_1 \operatorname{sen} \theta_1 - E_2 \operatorname{sen} \theta_2}{E_1 \operatorname{cos} \theta_1 + E_2 \operatorname{cos} \theta_2}$$

$$\text{Si } E_1 = E_2, \quad \tan \theta = \frac{\operatorname{sen} \theta_1 - \operatorname{sen} \theta_2}{\operatorname{cos} \theta_1 + \operatorname{cos} \theta_2}$$

$$\tan \theta = \tan \frac{\theta_1 - \theta_2}{2}$$

$$\text{El ángulo de rotación resultante es : } \theta = \frac{\theta_1 - \theta_2}{2}$$

Se tiene una ϕ pequeña, pero, cabe mencionar que la onda electro - magnética consiste de dos componentes polarizadas circularmente en sentidos opuestos de rotación.

Con este criterio se considera $\phi = \theta$, ya que la onda se propaga paralelamente al campo magnético a esta condición se le conoce como propagación longitudinal y que se reduce la siguiente expresión:

$$\beta = w \sqrt{\mu_0 (\epsilon_{11} \pm \epsilon_{12})}$$

$$\epsilon_{11} = (1 + (w_0^2 / (w_g^2 - w^2))) \epsilon_0$$

$$\epsilon_{12} = w_0 w_g \epsilon_0 / w (w_g^2 - w^2)$$

w : frecuencia de la onda. $w = 2\pi f$, f (Hz)

w_g : frecuencia de giro. $w_g = (e/m) / B$

e : carga de la partícula. (Coulomb)

m : masa de la partícula. (Kg)

B : densidad de flujo magnético. (Wb / m²)

w_0 : frecuencia del plasma = $e \sqrt{N / \epsilon_0 m}$

N : densidad de electrones. (m⁻³)

ϵ_0 : permitividad en el vacío = 8.85(pF / m)

μ_0 : permeabilidad en el vacío = 400 π (nH/m)

Donde a partir de $d\theta = \frac{\beta}{2} dr$

teniendo en cuenta ϕ pequeña, la rotación de Faraday es:

$$\theta = \frac{e^3 \lambda^2}{8 \pi^2 \epsilon_0^3 \epsilon_0 m^2} \int_0^r N B \cos \phi dr$$

e : carga de la partícula. (Coulomb)

c : velocidad de la luz (3×10^8 m / seg)

ϕ : ángulo entre B y la dirección de la onda de propagación.

r : distancia en la dirección de propagación (m).

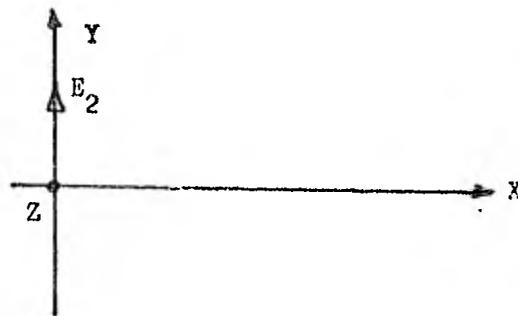
Si B y ϕ son constantes :

$$\theta = \frac{\epsilon^3 B \lambda^2 \cos \phi}{8\pi^2 \epsilon^3 \epsilon_0 m^2} \int_0^r N dr \text{ (radianes)}$$

Polarización Lineal .

La polarización lineal tiene la característica que el campo eléctrico sigue una trayectoria en una determinada dirección .

La polarización en este caso es función del tiempo y posición del campo eléctrico de una onda que posee la polarización lineal , viajando en la dirección positiva Z .



La expresión en que se define es : $E_y = E_2 \text{ sen } (\omega t - \beta z)$

APPENDICE IV

AMPLIFICADOR DE TUBO DE ONDA PROGRESIVA (ATOP)

Este dispositivo , es un tubo que se emplea en la etapa de amplifi - cación final y de todos los dispositivos existentes como éste es el que ofrece un mayor ancho de banda siendo posible modificar más de una portadora simultáneamente .

Al igual que el Klystron , el ATOP resuelve el problema de tránsito que normalmente se presenta en los tubos convencionales de rejilla negativa y además ofrece la posibilidad de utilizarse como oscilador ó como oscilador siendo ésta última aplicación más común en los equipos de transmisión de las estaciones terrenas terminales , principalmente por las amplias bandas de frecuencias que pueden ser cubiertas instantáneamente y que cubren totalmente la banda de transmisión .

El ATOP se basa en el principio de " Modulación de velocidad " ; sin embargo un análisis profundo de éste principio queda fuera de los objetivos del presente trabajo , por tanto únicamente nos concretaremos a una exposición generalizada de su constitución y su comportamiento poniendo particular interés en las características primordiales con objeto de dar una idea clara y objetiva del funcionamiento y de los problemas que están íntimamente ligados al comportamiento de este tipo de tubo amplificador .

El tratamiento analítico de los fenómenos que acontecen dentro de un ATOP constituyen por sí solos un bastante problema complejo , por lo que los aspectos relacionados con " Productos de intermodulación " "Generación de armónicas " , "Características de fase " , "Conversión AM / FM " , únicamente se definen y se enfatizan las repercusiones que se ponen de manifiesto en la señal que se desea amplificar .

Un ATOF posee cualidades muy particulares entre las cuales podemos enunciar las siguientes :

- a) Capaz de amplificar una señal comprendida en un gran ancho de banda sin necesidad de alterar sus parámetros y su estado físico de operación .
- b) Alta ganancia .
- c) Capacidad de manejar una alta potencia .
- d) Alta eficiencia .
- e) Buenas características en la señal amplificada .

Un ATOF consiste especialmente de cuatro elementos principales a saber :

- a) Cañon de electrones , constituido por el cátodo y filamentos .
- b) Estructura de interacción entre la señal de radio - frecuencia y el haz de electrones , conocido con el nombre de hélice dependiendo de su forma física puede adquirir otros nombres como : Barra de anillo , circuitos de anillo o cavidad acoplada .
- c) Estructura de enfoque magnético .
- d) Colector .

La selección de una determinada estructura de interacción entre el haz de electrones y la señal de RF a amplificar depende de varios factores como son :

Potencia de salida , voltaje de haz , ancho de banda de RF , etc , destacando en cada caso , ventajas muy significativas de uno con respecto a otro , no obstante un factor común es el que se refiere a la necesidad de poseer una buena conductividad térmica en todas las estructuras de RF ; así por ejemplo para tubos de baja potencia la estructura de hélice es muy recomendable ; para tubos de gran potencia es decir arriba de 1 KW se recomienda la estructura de cavidad acoplada .

El ATOP forma agrupamientos de electrones que pueden llegar a estar en fase con la señal de microondas en una distancia física relativamente grande .

Esto hace necesario que la velocidad de propagación de la señal sea casi igual que la velocidad del haz de electrones .

Este requerimiento de sincronismo , también limita el ancho de banda debido a que la velocidad de propagación de RF es constante únicamente sobre una banda de frecuencia limitada .

En un caso ideal , cuando una señal de microondas es aplicada a la entrada de la estructura de RF ésta origina una onda de RF que viaja en dirección del circuito de salida , en términos generales cuando la estructura de interacción de la señal de RF es una de tipo hélice , el haz de electrones que se desplaza en su interior viaja a una velocidad ligeramente mayor que la onda de RF .

Dependiendo de la fase de la señal de microondas con respecto al tiempo , los electrones se incorporan al circuito de RF .

De esta manera algunos electrones serán acelerados y otros serán frenados , formando agrupaciones de electrones dentro del haz .

La corriente en el haz de electrones viene a ser modulada con la señal de RF y los grupos formados de electrones reaccionan con los campos de RF creados por las ondas de señal que se desplaza a lo largo de la hélice .

Una transferencia de energía toma lugar de tal forma que causa pérdida de energía cinética del haz , al ser éste frenado .

La energía perdida del haz es convertida a energía de radiofrecuencia sobre la hélice de tal forma que se incrementa continuamente , conforme el haz de electrones y la onda RF , viaja a lo largo de la longitud del tubo .

A causa de esta interacción es obtenida sin el uso de cavidades resonantes , da como resultado la más importante ventaja del tubo de ondas progresivas y que es su gran ancho de banda .

Este tipo de tubos amplifica la señal en una sola dirección en que viaja el haz , el haz se dirige a todo lo largo del tubo junto con la onda RF ; sin embargo , cualquier señal de microondas en la salida del tubo puede ser reflejada hacia atrás a causa de la pérdida de acoplamiento , en la salida de RF , esto ocasiona variaciones de ganancia regenerativa u oscilaciones .

Para evitar esta condición la mayoría de los ATOFs emplean un atenuador cerca del centro longitudinal del circuito de RF .

El atenuador puede incluir un separador del circuito en dos o más secciones o bien únicamente una atenuación a base de carbón para absorber cualquier potencia reflejada .

Esta técnica provee una pérdida en la dirección opuesta a la salida de RF de unos 80 dB ó más .

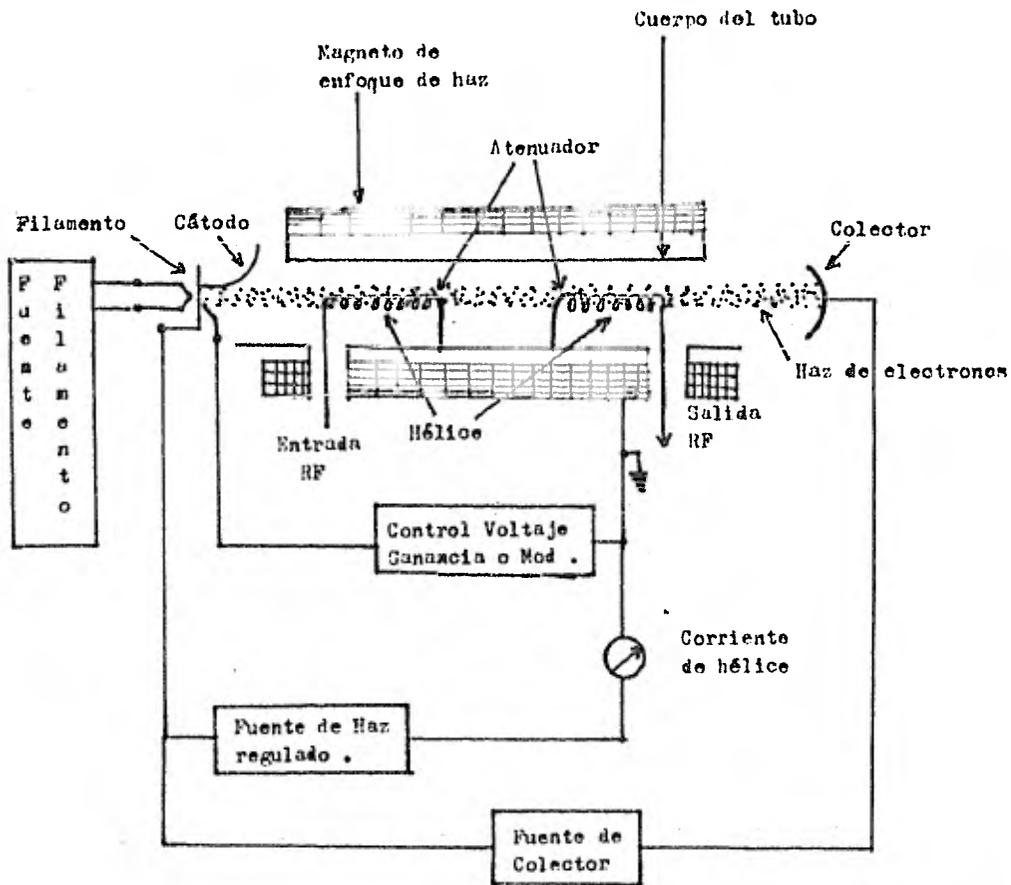


Figura 1

Esquema de un tubo de onda progresiva típico

Los siguientes términos son utilizados en la definición de las características del ATOP :

1) Compresión de ganancia .

Para comprender este concepto , haremos referencia a la figura 2 y 3 en la cual puede apreciarse que mientras la potencia de entrada o excitación crece en la región lineal de operación , la región de la señal pequeña es aproximadamente constante y la potencia de salida se eleva en una forma proporcional .

Conforme el máximo nivel de potencia es alcanzado la ganancia comienza a decrecer ; esto es causado por el hecho de que el haz es frenado lentamente conforme es extraída la energía de éste .

La compresión de ganancia es la cantidad en que la ganancia decrece a partir de la condición de señal pequeña .En un ATOP , la reducción de ganancia a partir de la señal pequeña hasta el punto de saturación es típicamente de 6 dB .

2) Atenuador separador .

Es un material absorbente de RF que separa las secciones de entrada y salida del circuito .

Este material de absorción puede ser aplicado a los circuitos o bien estos pueden ser determinados con una carga externa .

Su finalidad es absorber energía de RF sin producir reflexión .

3) Eficiencia .

La eficiencia de un tubo de onda progresivas es definida como :

$$E_f = \frac{\text{Potencia RF a la salida}}{\text{Potencia total de entrada}} \times 100 (\%)$$

La potencia total de entrada está constituida por la potencia del haz , potencia de filamento , potencia de la señal de RF de entrada y por último la potencia de magneto si es que ésta es utilizado . De aquí que la ganancia de un ATOP es usualmente 30 dB o más , considerando normalmente la potencia de RF de excitación como despreciable . Existe diferencia entre la eficiencia medida en razón de la potencia de RF saliente y entrante y la eficiencia global de un amplificador siendo generalmente ésta mucho menor .

Las razones de potencia y eficiencia deben ser satisfechas aún en las condiciones más deficientes de operación . (Ver figura 4)

4) Productos de Armónicas .

El ATOP es un amplificador no lineal y por lo tanto la señal RF a la salida no es una función lineal de la señal de entrada .

De aquí que se generan armónicas tanto como la señal fundamental de entrada es amplificada .

Las armónicas dominantes son aquellas que son el doble de la frecuencia fundamental es decir segunda armónica sin embargo hay que considerar que armónicas de orden mayor tampoco están presentes .

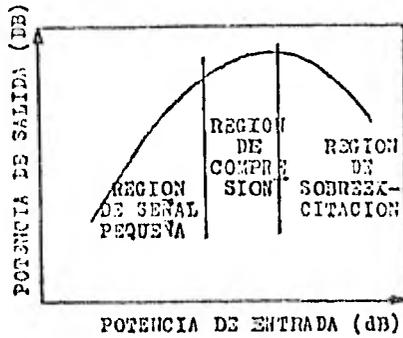
La amplitud de las armónicas con respecto a la fundamental , depende del tipo de circuito y el punto donde se esté operando el tubo .

Cuando un tubo es excitado en una frecuencia cercana al extremo inferior de su banda , la segunda armónica puede estar dentro del ancho de banda del tubo y la potencia de ésta puede ser de un valor muy significativo .

Es difícil predecir con exactitud las armónicas que estarán presentes a la salida del ATOP en virtud de que estas dependen de parámetros tales como voltaje de haz , frecuencia , potencia de salida , ganancia y principalmente del nivel de excitación a la entrada del tubo .

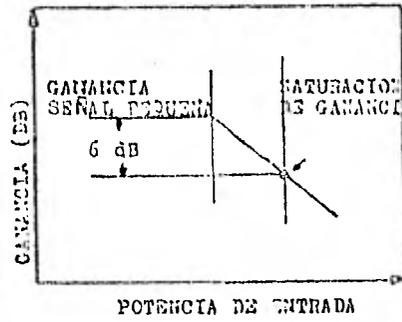
En cualquier frecuencia dentro de la banda útil una ligera disminución en el nivel de excitación o del voltaje del haz ocasionará que las armónicas disminuyan substancialmente .

El tubo no debe ser operado con niveles de sobreexcitación ya que en estas circunstancias , el nivel de armónicas es muy grande y consecuentemente también puede ser reflejadas hacia el interior del tubo .



CARACTERISTICAS TÍPICAS DE GANANCIA

Figura 2



COMPRESION DE GANANCIA TÍPICA

Figura 3

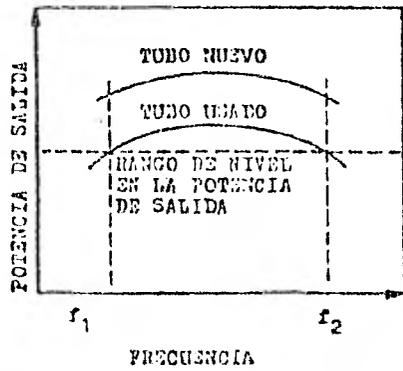


Figura 4

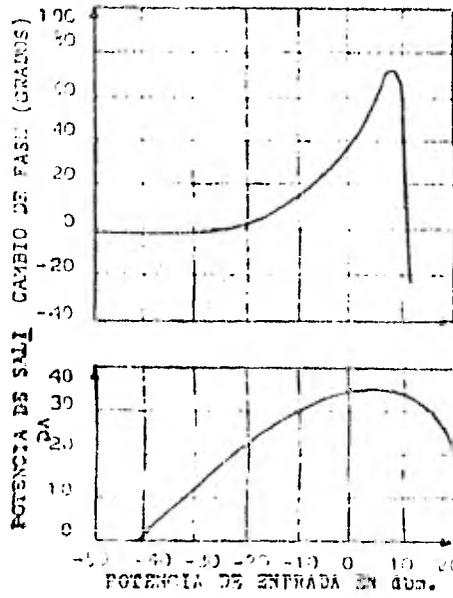


Figura 5

5) Características de fase .

418

El corrimiento de fase en un ATOP es definido como la fase de la señal a la salida , con respecto a la fase de la señal de entrada .

El corrimiento de fase ocurre a consecuencia de muchos parámetros y depende sobre todo de las condiciones de operación del tubo .

Un pequeño cambio en estos parámetros , pueden hacer que la fase cambie en una considerable fracción de ciclo .

La sensibilidad de fase es definida como la razón de cambio de fase con un parámetro de operación específico .

Un ATOP típico experimenta un corrimiento de fase de 3° para un cambio en el voltaje de haz de 0.1% .

Otros factores que originan cambios de fase son por ejemplo la corriente del haz , corriente de magneto y voltaje de filamentos .

La fase particularmente no es sensitiva al voltaje de colector , sin embargo ésta también cambia al variar el nivel de excitación .

El corrimiento de fase ocasionado por el nivel de excitación suele tener un valor típico de $5^\circ / \text{dB}$.

Esta variación es conocida como conversión AM / PM .

La linealidad del corrimiento de fase a través de un ATOP es determinado por los efectos de pérdida de acoplamiento la cual causa variaciones en fase aún teniendo todos los parámetros de operación constantes , con excepción de la frecuencia de la señal de entrada y las pérdidas de acoplamiento se localizan en forma externa al tubo o dentro de los circuitos terminales .

6) Diafonía no lineal .

419

Cuando varias señales moduladas en frecuencia se amplifican simultáneamente en forma lineal en un amplificador , se produce diafonía . Debido a las variaciones de la ganancia en función de la frecuencia , así como a una conversión adicional de modulación de amplitud a modulación de fase pueden afectarse mutuamente los canales de portadoras distintas , pero pertenecientes a la misma banda básica . Una medida del efecto de esta perturbación es el factor de modulación , definido por la ecuación :

$$D_k = 20 \log \left(\frac{\pi}{90} f_B \Delta G K_p \right)$$

D_k se vuelve tanto mayor , cuanto mayor es el ancho de banda básica f_B , cuanto mayor es la variación de ganancia G (dB / MHz) y cuanto mayor es el factor de conversión AM / PM , K_p (°/dB) que indica la variación de la diferencia de fase entre la entrada y la salida del amplificador por decibel de variación en la potencia de entrada . Se entiende por conversión AM/PM a la relación que existe entre la modulación de amplitud y modulación de fase y es definido como el cambio en la fase angular del voltaje de RF de salida producido por variaciones en el nivel de entrada .

Esta relación es usualmente expresada en grados / dB .

Para valorar esta relación es necesario efectuar mediciones dinámicas y los resultados obtenidos son referidos a un nivel de potencia de salida específico .

La pendiente de la curva que relaciona la fase de la señal de salida en grados y el nivel de excitación en dB es aproximadamente cero para señales muy pequeñas ; pero comienza a incrementarse conforme la señal de entrada crece hasta un valor de 18 a 20 dB por debajo del nivel necesario para saturar al tubo .

Conforme crece la potencia de salida en un ATOP la respuesta de éste se hace simultáneamente menos lineal y en valores de potencia que están entre 6 y 10 dB por debajo del punto de saturación hace que éste efecto sea más pronunciado . (Ver figura 5)

La principal razón que hace que la conversión AM / PM ocurra con un ATOP , es que el promedio de velocidad del haz decrece conforme la señal de entrada es amplificada , debido al intercambio de energía entre el haz y la creciente onda de RF .

La disminución en la velocidad del haz origina el mismo efecto que se produciría si el haz fuera constante y la longitud eléctrica del tubo fuera aumentada .

Este fenómeno produce funciones que varían con la fase en relación al nivel de la señal de entrada .

7) Distorsión por intermodulación .

Cuando dos o más señales son aplicadas a un ATOP , existe una interacción de una con respecto a la otra debido a que el ATOP es un amplificador no lineal .

Esta interacción produce nuevos componentes de frecuencia y modifica la fase y la amplitud de las señales originales .

Este efecto es mostrado en la figura 6 y es llamado distorsión por intermodulación .

Nominalmente la potencia RF disponible en la señal es de 1 a 1.5 dB cuando se trata de una aplicación con multipotadoras en relación al uso con una sola portadora .

Para minimizar el nivel de productos de intermodulación dentro de la banda útil y además fijar un nivel 23 dB menos que el nivel de las señales deseadas , el ATOP son operados en un punto que se encuentra a 6 ó 7 dB abajo del punto de saturación . (Ver figura 7)

En un ATOP al igual que cualquier otro tubo electr3nico , genera por si s3lo ruido . La fuente primaria de ruido en un ATOP lo constituyen las variaciones en la densidad de corriente del haz .

Variaciones en la velocidad de los electrones y la intercepci3n de electrones y la intercepci3n de electrones sobre elementos del tubo no asociados con el proceso de interacci3n .

La figura de ruido es definida como la proporci3n que hay entre la relaci3n se3al a ruido de entrada a la relaci3n se3al a ruido de salida , usualmente expresada en dB .

En algunas aplicaciones es deseable conocer la salida de ruido de un ATOP sin aplicar se3al alguna a su entrada .

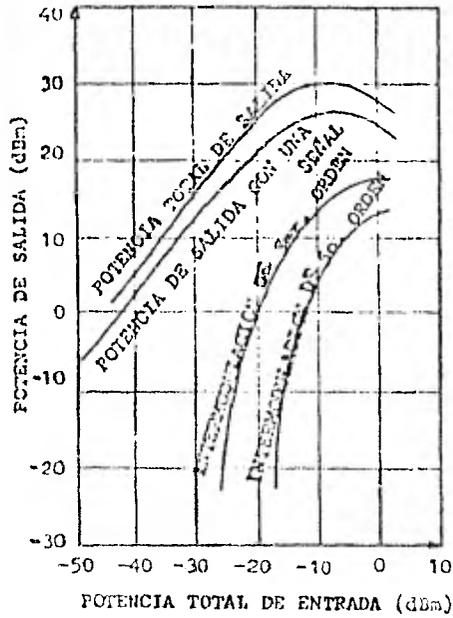
Para un amplificador perfecto con una figura de ruido cero dB , la potencia de ruido a la salida , es determinada por el ancho de banda y la ganancia . Para fines de medici3n se termina la entrada del tubo a la impedancia caracterfstica y asf se procede a medir la potencia de ruido a la salida . La potencia de ruido puede ser determinada por la siguiente ecuaci3n con todos los valores en dB .

$$NP_0 = -114 + (BW) + (G_{ss} + (NF))$$

El primer t3rmino en la ecuaci3n de - 114 dBm / MHz representa el nivel de ruido t3rmico producido por la terminaci3n en la entrada del tubo . El segundo t3rmino en la ecuaci3n depende del ancho de banda bajo consideraci3n y puede ser determinado de la siguiente ecuaci3n :

$$N_{BW} = 10 \log_{10} BW \text{ (MHz)}$$

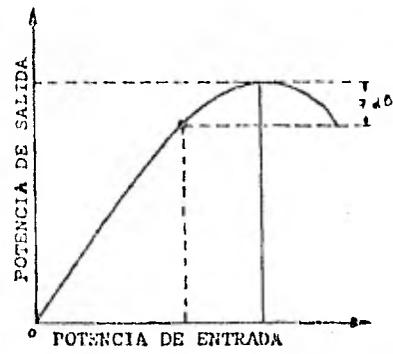
El tercer t3rmino en la ecuaci3n es la ganancia del tubo con la se3al pequena y en el 3ltimo t3rmino representa la figura de ruido del tubo .



POTENCIA TOTAL DE ENTRADA (dBm)

CARACTERISTICA DE DISTORSION---
POR INTERMODULACION

Figura 6



CARACTERISTICA TIPICA DE POTENCIA
DE ENTRADA EN FUNCION DE LA POTEN
CIA DE SALIDA MOSTRANDO PUNTO OP-
TIMO DE OPERACION DE 7 dB.

Figura 7

8) Intermodulación en los sistemas de multiportadoras .

La intermodulación , es en los sistemas de multiportadoras , una de las más graves degradaciones en términos de pérdida de potencia .

Por lo general , se necesita una importante reducción de potencia para disminuir el nivel de la distorsión de intermodulación .

Se puede a veces disminuir la degradación causada por la intermodulación asignando inteligentemente las frecuencias para que los productos perturbadores de intermodulación caigan lejos de las portadoras de la información .

Sin embargo , el aprovechamiento óptimo de ambos elementos , potencia y anchura de banda , significa forzosamente una aglomeración de portadoras en la banda atribuida y por consiguiente , rara vez se pueden disponer hábilmente las frecuencias .

La utilización óptima de la potencia , es decir el máximo aprovechamiento de la capacidad del satélite , significa hacer máxima la relación entre cada portadora y la potencia de ruido total .

(De momento se supone que todas las portadoras son iguales .).

Por depender en gran manera de los más o menos cerca que esté trabajando el amplificador de su punto de saturación de salida , la intermodulación se puede disminuir reduciendo el punto de trabajo del amplificador . No obstante ello reduce la potencia de salida disponible y para una configuración de multiportadoras dada , se llega a un punto a partir del cual la reducción de la potencia de intermodulación no es suficiente para justificar la pérdida de potencia de salida .

El punto de reducción de potencia óptimo depende mucho del número de portadoras y variaría de uno a otro sistema .

Es también función de la característica particular del amplificador de potencia . En todo sistema práctico , el proceso de optimización es por tanto , bastante complicado y es difícil dar normas más precisas que unas simples orientaciones generales en cuanto al modo de proceder . En la figura 8 , ilustra un ejemplo de ruido de intermodulación en un caso de portadoras iguales y con igual separación , en un repetidor que utiliza un ATOP común .

De este ejemplo se desprende que el ruido de intermodulación es muy elevado , salvo si el ATOP trabaja muy por debajo del punto de saturación . (Hay que hacer notar que la figura 8 no se puede usar directamente para optimizar un sistema , porque falta información acerca de la potencia de salida en función de la potencia de entrada) .

El efecto de los productos de intermodulación que caen en un canal de transmisión determinado dependerá del tipo de modulación utilizado y del nivel relativo de esos productos .

Un método para reducir el nivel de intermodulación , es el consistente en utilizar dispositivos de distorsión previa para convertir en lineal la característica global del amplificador .

Hay ciertos límites en cuanto al tamaño y peso del satélite cuando se encuentra en órbita , pero , se debe de considerar también que el satélite genera una potencia limitada .

El uso del ATOP es el de amplificar la potencia de la señal que recibe y transmite el satélite en forma de microonda en un ancho de banda ; para hacer uso máximo de la potencia de corriente directa consumida por el ATOP , este debe operar cerca del punto de máxima potencia de salida y que esta cercano a la región de saturación .

Cuando el ATOP esta operando en la región de saturación , este muestra una propiedad indeseable y que incluye una ganancia no uniforme contra las características de frecuencia y distorsión de fase .

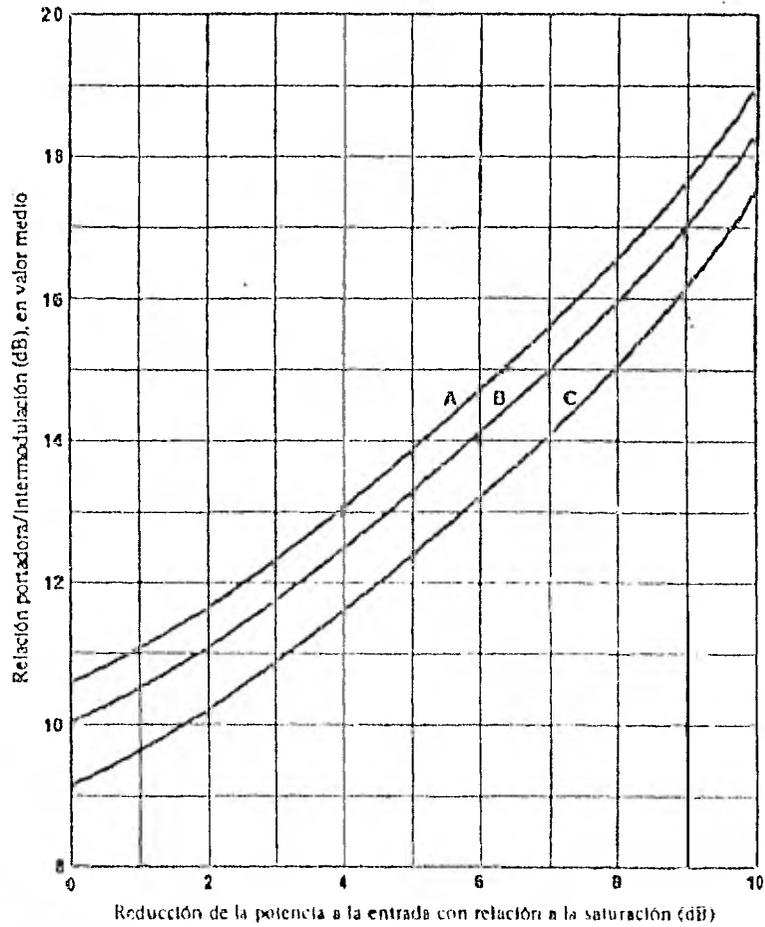


FIGURA 8 - Intermodulación en un tubo de ondas progresivas (ATOP) de tipo corriente.

- Curvas A : 6 portadoras
- B : 12 portadoras
- C : 500 portadoras

Una típica gráfica de transferencia de un ATOP es como se muestra a continuación .

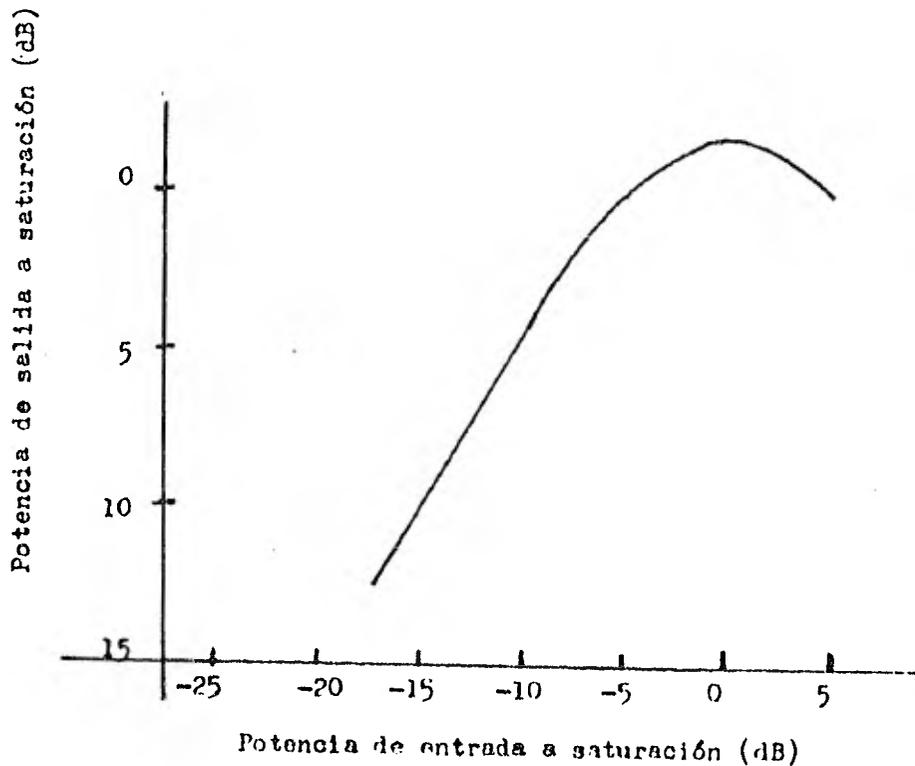


Figura 9

La curva de transferencia exhibe una región lineal y otra no lineal de transición que termina en un punto de saturación , que se llega a notar en cuanto se incrementa el valor de la potencia de entrada se produce un decremento en la potencia de salida .

En el caso de que el ATOP del satélite se encuentra saturado , esto significa que la potencia de enlace ascendente en la entrada del transponder puede estar variando en forma significativa sin producir una variación que corresponda a la potencia de enlace descendente .

Las variaciones que se tienen al manejar un cierto nivel en la entrada de un amplificador de alta potencia (AAP) de la estación terrena bajo la condición de saturación, no producirán variaciones significativas en la potencia que se requiere para realizar el enlace ascendente. La manera convincente para especificar el punto de operación de un ATOP está en términos de la proximidad al punto de saturación del amplificador. La región de operación varía y parte desde un punto de referencia (consideremoslo como un origen), llega a un nivel máximo y después retorna al mismo origen. Es de considerarse las siguientes características :

El punto de saturación puede ser expresado en términos de su potencia de entrada requerida para lograr la saturación ó de la potencia de salida en saturación .

De la figura 9 se puede observar que la potencia de entrada y la potencia de salida del ATOP están relacionadas por una transferencia característica de potencia .

Se considera que se transmite desde la estación terrena al satélite . Existen pérdidas en esta fase del enlace y la ganancia del transponder en el satélite se mantiene en forma constante , la potencia de salida a la saturación del AAP se comporta en forma lineal con la ayuda de la potencia de entrada a la saturación del transponder del satélite . Cabe resaltar que el punto óptimo de operación se debe a un incremento en la potencia de salida considerando a una región de potencia muy cercana a la saturación .

Se debe tener en cuenta que debe estar balanceado el sistema porque se trabaja contra la distorsión de la señal en la banda de frecuencia asignada . Esta distorsión es producida por la potencia no lineal y que es una característica de la función de transferencia en esta región .

Los puntos óptimos de operación en el AAP y en el ATOP , dependen sobre todo del tipo de arreglo en el canal empleado .

Puede considerarse que cuando se trabaja fuera de la región de saturación existe alteración en la señal que se transmite , tal es el caso de una ganancia no uniforme contra la frecuencia y distorsión de fase .

Estas propiedades pueden causar interferencias en las señales cuando opera el satélite .

Se ha considerado que teniendo un satélite trabajando en un ancho de banda y con limitaciones tiene una gran versatilidad , ya que acomoda muchas señales ya designadas .

Los parámetros a considerar en el satélite son :

Potencia de la salida en el ATOP y el ancho de banda .

La mayoría de los circuitos en el satélite usan portadoras FDM - FM donde las portadoras , tienen uno o varios destinos .

Algunas transmisiones deben ser consideradas bajo el uso del ATOP de acuerdo al diseño del sistema de acceso múltiple .

Dependiendo ante todo del método de modulación que se emplea hay que considerar la amplitud y la no linealidad en la fase para minimizar la intermodulación , interferencia y otros efectos para considerar el número y tamaño de las portadoras que se usan para tener acceso al satélite .

Estas consideraciones son mantenidas en el límite aceptable para que llegue a operar al ATOP en condiciones necesarias para asegurar el funcionamiento .

Se ha considerado que es necesario manejar potencias más grandes para aprovechar la capacidad del transponder , de acuerdo a cierto ancho de banda que dispone el transponder ya que puede operar con unas cuantas portadoras cerca de la región de saturación .

Como se está operando en saturación se encuentra en la máxima capacidad y es aquí donde se debe considerar los siguientes parámetros :

- 1) Daños al amplificador de tubo de onda progresiva del satélite .
 - a) Intermodulación en la banda porque la fase y la amplitud no tienen ninguna linealidad .
 - b) Interferencias en las señales causada por la conversión AM/PM bajo la operación de multiportadora .
- 2) Daños en la transmisión de FM y que no están directamente asociados con el transponder del satélite .
 - a) Interferencia de portadoras adyacentes causadas por traslapes en el espectro de frecuencia entre las portadoras adyacentes .
 - b) Distorsión de la fase entre los transponders .
 - c) Interferencia debida a la intermodulación adyacentes de transponders .
- 3) Contrastes generales .
 - a) Potencia disponible y distribuida en el ancho de banda .
 - b) Control de potencia en el sentido ascendente .
 - c) Coordinación de frecuencia .

- 1) SALVAT
Los satélites artificiales
Salvat 1974 . (Grandes Temas) . Barcelona , España .
- 2) Rosen , Harold A .
"Satélites geoestacionarios para telecomunicaciones " .
Ericsson Review. Vol.53 , Número 3 . 1976 .
Estocolmo , Suecia .
- 3) Bargellini, Pier L .
"Satélites Comerciales " .
IEEE Spectrum . Octubre 1979. Nueva York, EUA .
- 4) Quaglione , Guiseppo .
"La generación Intelsat 5 " .
IEEE Spectrum . Octubre 1979 . Nueva York , EUA .
- 5) Fuenzalida J.C , Rivalan P, Weiss H.J .
"Sumario INTELSAT V " .
Comsat Technical Review . Vol 7 , Número 1 . 1977
- 6) White , Harvey E .
Fisica Moderna .
Ed. Montaner Simon . 1972 . Barcelona , España .
- 7) Jordan , Edward C .
Sistemas de radiación para ondas electromagnéticas
Prentice Hall . Englewood Cliffs . 1968 .
New Jersey , EUA .
- 8) Collette René C , Herdan Bernard L .
"Problemas de diseño en naves espaciales para misiones de comunicaciones " .
Proc . IEEE . Vol 65 . Pag 342-356 , Marzo 1977 .
Nueva York , EUA .
- 9) Rosenblatt Joachim , Stroh Diether .
"Satélites de Comunicaciones y su potencial en el sistema Telefónico Internacional " .
Reportes de Ingeniería Telefónica VII . SIEMENS .
Número 4 . 1971 . Munich , República Federal de Alemania .

- 10) Dicks , J.L , Schultze P.H , Schmitt C.H .
"Sistemas de Planeación" .
Comsat Technical Review . Vol 2 . Otoño 1972 .
- 11) Colby , R.J .
"Implicaciones en el uso del amplificador de tubo de onda progresiva " .
ESA Journal . Vol 1 . Número 2 . 1977 .
Noordwijk , Holanda .
- 12) Gross Franz , Weinzierl Franz .
"Válvula de onda progresiva para pequeñas estaciones de comunicaciones por satélite " .
Revista Siemens 39 . Número 2 . 1971 .
Munich , República Federal de Alemania .
- 13) Schwartz J.W , Aein J.M , Kaiser J .
"Técnicas de Modulación para acceso múltiple para un satélite " .
Proc. IEEE . Vol 54 . Mayo 1966 . Nueva York, EUA .
- 14) Salazar Morán Tomás .
"Proyecto de la segunda estación terrena de Tulancingo para comunicaciones vía satélite " .
TESIS . ESIME . IPN . 1977 . México DF .
- 15) V. Neill Dennis .
"Lanzamiento y posición orbital" .
Comsat Technical Review . Vol 2 , Número 2 . Otoño 1972 .
- 16) INTELSAT .
"Especificaciones del sistema SPADE" .
Documento del Director General . BG-14-303 . INTELSAT 1980 .
Washington , EUA .
- 17) Gabbard Gene , Pradman Paul .
"Acceso Múltiple por División en el Tiempo" .
IEEE (BASSON) . Octubre 1974 . Nueva York , EUA .

- 18) INTELSAT
"Especificaciones del sistema TDMA/DSI"
Documento del Director General . BG-42-65S. INTELSAT 1980.
WASHINGTON , EUA .
- 19) UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones) .
"Técnicas de Acceso Múltiple y de Modulación para el
servicio fijo por satélite"
Informe 708 . CCITT. Ginebra, Suiza 1974 .
- 20) UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones) .
"Actas finales de la Conferencia Administrativa Mundial
de Telecomunicaciones Espaciales" .
Ginebra, Suiza 1974 .
- 21) Colavito C .
"Transmisión digital para sistemas radioeléctricos" .
Boletín de Telecomunicaciones .
UIT. Volumen 45. Julio 1978 . Ginebra , Suiza .
- 22) Deutscher Forschungsdienst .
"Nueva generación de satélites" .
Volumen 13. Número 7 .
Bonn, República Federal de Alemania . 1982 .
- 23) Yamane Noboru .
"Fundamentos de propagación de microondas" .
Secretaría de Comunicaciones y Transportes .
Publicaciones Telecomex . México DF. 1974 .
- 24) Boithias L.
"Estructura del índice de refracción troposférico y
propagación " .
Boletín de Telecomunicaciones . UIT .
Vol. 43 , Junio 1976 . Ginebra , Suiza .
- 25) Lane , A.J.
"La dispersión y la absorción en la troposfera" .
Boletín de Telecomunicaciones . UIT .
Vol.43 . Julio 1976 . Ginebra , Suiza .
- 26) Abel N .
"La propagación de señales interferentes" .
Boletín de Telecomunicaciones . UIT .
Vol. 43 . Julio 1976 . Ginebra , Suiza .

- 27) Dr.K.Miya .
Ingeniería de comunicaciones vía satélite
 Ed. Lattice Company. 1957 . Tokio , Japón .
- 28) IEEE
 "Enlace de comunicación vía satélite" .
 IEEE Transactions on communications .
 Vol. COM 28 . Febrero 1980 . Nueva York , EUA .
- 29) Brookner , Eli .
 "Dispersión ionosférica de pulsos electromagnéticos" .
 IEEE Transactions on antennas and propagation .
 Vol. AP - 21 . Mayo 1973 . Nueva York , EUA .
- 30) Brookner , Eli .
 "Dispersión ionosférica de pulsos de tiempo incluyendo los efectos del campo magnético terrestre" .
 Transactions on antennas and propagation .
 Vol. AP - 26 . Número 2 . Marzo 1978 . Nueva York , EUA .
- 31) Chu . T.S.
 "Interferencia bajo la presencia de la dispersión de la lluvia " .
 IEEE . Transaction on antennas and propagation .
 Julio 1977 . Nueva York , EUA .
- 32) AIAA Review .
 "El espacio una fuente para la tierra".
 Editada por : Jerry Gray , Peter Downey , Bruce Davis .
 Abril 1977 . Nueva York , EUA .
- 33) NASA .
 "Programa de comunicaciones vía satélite 30/20 GHz" .
 Octubre 1980 . NASA . Cleveland , Ohio . EUA .
- 34) INTELSAT .
 "Inte Link"
 Vol. 1 Número 10. Primer cuarto 1981 .
 INTELSAT , Washington DC , EUA .
- 35) INTELSAT .
 "Intellink" .
 Vol. 1 Número 12 . Tercer cuarto 1981 .
 INTELSAT . Washington DC , EUA .
- 36) Mehl Blum David Wolf .
 "Satélites artificiales para comunicaciones" .
 Tema presentado como ponencia en el IV Seminario de Comunicaciones y Control en México.
 Octubre 1968 . México DF .