

Comunicaciones Eléctricas

Edición española de ELECTRICAL COMMUNICATION

revista técnica publicada trimestralmente por

INTERNATIONAL TELEPHONE and TELEGRAPH CORPORATION

VOLUMEN 49 (1974) NÚMERO 3

NÚMERO ESPECIAL
DEDICADO A
COMUNICACIONES POR SATELITES



Editor principal: Pierre Mornet

Director en Español: J. A. Gómez García, Ramírez de Prado 5, Madrid - 7

En este número	212
Introducción general — Comunicaciones espaciales, por <i>A. E. Cookson</i>	215
Editorial — Una perspectiva histórica del pasado y una reflexión sobre el futuro, por <i>J. H. Van Horn</i>	216
Sección I	
Introducción — Sistemas terrenos, por <i>J. H. Van Horn</i>	219
Nuevo interferómetro de VHF — Sistema de seguimiento de naves espaciales, por <i>M. Nollet, G. Verfaillie, H. Goessl y D. Hounam</i>	220
El radioheliógrafo del Real Observatorio de Bélgica, por <i>R. J. Wislez y R. Gonze</i>	234
Segmento terreno para el proyecto SATCOM Phase II, por <i>H. Seither</i>	244
Terminal de comunicaciones por satélites a bordo de un barco AN/WSC-2, por <i>D. Surenian</i>	255
Sección II	
Introducción — Satélites, por <i>J. H. Van Horn</i>	269
Emisor de teledida en banda S para satélites, por <i>J. Dupraz y J. d'Hollander</i>	270
El sistema de proceso de datos del satélite Aeros, por <i>K. G. Gramann y H. Kallerhoff</i>	273
Memoria de megabits para la sonda espacial HELIOS, por <i>M. Florjančič y H. Reiner</i>	281
INTASAT — Descripción general, por <i>J. Jiménez Dólera</i>	287
Sección III	
Introducción — Tecnología en relación con los satélites, por <i>J. H. Van Horn</i>	294
Amplificadores paramétricos no fríos para estaciones terrenas, por <i>J. Dupraz y M. Creac'h</i>	295
Amplificadores de potencia de 6 GHz para estaciones terrenas, por <i>J. Lisimaque y J. de Coudenhove</i>	300

Reutilización de frecuencia por diversidad de polarización en enlaces vía satélite, por <i>E. Laborde, E. Vilar y A. Vázquez</i>	308
Receptores de adquisición de datos y seguimiento terrestre para aplicaciones espaciales, por <i>C. Moens y K. Roesems</i>	319
 Sección IV	
Introducción — Sistemas futuros, por <i>J. H. Van Horn</i>	329
Sistema europeo de comunicaciones mediante satélites, por <i>O. G. Williams y S. E. Dinwiddy</i>	330
Estudios de transmisión digital de TV para comunicaciones europeas por satélite, por <i>J. D. Weston</i>	338
Transmisión digital de TV por satélites, por <i>H. Häberle, P. C. Ulrich y W. Zschunke</i>	347
Integración de las señales de sonido en la señal de video para la transmisión de TV, por <i>E. Adler, H. Häberle y G. Stendel</i>	354
Satélites para uso marítimo, por <i>C. F. Holmboe</i>	358
Evaluación económica de los sistemas de comunicación marítima vía satélite, por <i>G. Brunvoll</i>	363
Nuevas realizaciones	368

Sección I: Sistemas terrenos

Nuevo interferómetro de VHF — Sistema de seguimiento de naves espaciales

En este artículo se discuten las características de un radio-interferómetro de VHF, que opera en la banda de 136 a 138 MHz, y el diseño para obtenerlas.

El interferómetro consta de tres antenas orientables (en azimut y elevación), un equipo de recepción y un ordenador.

La precisión total del interferómetro está limitada por los errores de propagación, que una vez corregidos son del orden de 20" de arco (ángulos de azimut y de elevación).

Las fuentes de errores de fase se pueden dividir en cuatro grupos principales, esto es, debidos a instrumentación, reflexión, paralaje y propagación.

Se analizan todos estos errores y se utilizan diferentes técnicas (tales como el uso de señales piloto, bucles de enclavamiento de fase de orden superior, equipo de medida de longitud de cable eléctrica, y vallas de malla de alambre para atenuar reflexiones de tierra) para reducir al mínimo estas fuentes de error.

El radioheliógrafo del Real Observatorio de Bélgica

El primordial interés del Real Observatorio de Bélgica por el estudio teórico y práctico del sol y el espectacular desarrollo de las técnicas de la radioastronomía, han llevado al departamento de Física Solar de este Observatorio a considerar, en la década de los 50, la instalación en Bélgica de un interferómetro de grandes dimensiones. La elección recayó en el desarrollo de un interferómetro de barrido que permitiera la comparación directa de imágenes radioeléctricas del sol con imágenes ópticas registradas por medio de una mesa ecuatorial solar.

El artículo básicamente describe las razones para escoger la configuración del equipo, así como los circuitos empleados para obtener la forma de utilización deseada y muestra algunos de los resultados obtenidos.

Segmento terreno para el proyecto SATCOM Phase II

El segmento de tierra de la fase II del proyecto SATCOM con sus estaciones terrenas en 12 países proporciona comunicaciones eficaces y fiables.

El sistema emplea un satélite geostacionario de acceso múltiple que permite facilidades de transmisión de canales de telefonía, telegrafía y datos, tanto en comunicaciones punto a punto como en múltiples.

Las 12 estaciones utilizan acceso múltiple por división de frecuencia operando entre 7 y 8 GHz, divididas en siete estaciones de gran capacidad y cinco estaciones de capacidad media.

Las primeras tienen un ancho de banda de 20 MHz y contienen 24 canales de telefonía, dos de los cuales pueden transportar 48 canales telegráficos.

Las últimas tienen un ancho de banda de 2 MHz y contienen 3 canales telefónicos, uno de los cuales puede usarse para 24 canales telegráficos.

Se hicieron pruebas extensivas del sistema durante 21 días que dieron una estabilidad del nivel de canal dentro de 0,5 dB y una tasa de error mejor que 1 en 10⁷ para transmisión isócrona de 50 baudios.

Durante el período de prueba no aparecieron cortes de comunicación causados por fallos del equipo.

Todas las estaciones están capacitadas para funcionamiento independiente y continuo, y se puede modificar y extender su capacidad manteniendo su ya probada fiabilidad.

Terminal de comunicaciones por satélites a bordo de un barco AN/WSC-2

Este artículo describe un terminal de comunicaciones por satélites de SHF desarrollado para la Armada de los Estados Unidos y diseñado para ser instalado a bordo de diferentes clases de barcos, grandes o medianos. Se describen los requisitos

singulares de medio ambiente y adaptación impuestos por el barco, y se discuten las características especiales de diseño de este terminal dando al lector un conocimiento de las diferencias entre un terminal montado a bordo de un barco y otro en tierra.

Se describe brevemente el modelo de desarrollo avanzado (ADM) diseñado para servir como banco de pruebas, y a continuación, el compacto modelo de pruebas de servicio (STM) actualmente en desarrollo. Se describen especialmente las características de diseño importantes sobre todo aquéllas que permitieron una reducción considerable de la complejidad y tamaño del equipo. Finalmente, se describen los aspectos de fiabilidad y mantenimiento del equipo, mejorados por el equipo de pruebas construido en el propio equipo (BITE).

Sección II: Satélites

Emisor de telemetría en banda S para satélites

El artículo describe un equipo desarrollado en LCT para la ESRO (European Space Research Organization). Es un transmisor modular de telemetría que trabaja en banda S a 2,3 GHz y puede entregar 0,5 W, 1 W, 3 W y 6 W de salida.

Tras recordar brevemente el objetivo del equipo y las principales restricciones a que está sometido, los autores presentan el diagrama de bloques de transmisor en la configuración de 3 W. Se dan de él las principales características eléctricas y mecánicas.

El transmisor descrito se ha sometido a las pruebas de cualificación para equipo a bordo de satélites, resultando satisfactorias.

Para concluir, el artículo termina con una foto que presenta un modelo de laboratorio realizado en tecnología microelectrónica, que tiende a reemplazar la tecnología de componentes discretos.

El sistema de proceso de datos del satélite AEROS

Partiendo de los objetivos científicos del proyecto AEROS, se describen las tareas específicas y el funcionamiento del sistema de proceso de datos del satélite AEROS y se tratan las características esenciales del sistema. También se explican con detalle el control de los experimentos con medidas direccionales, el proceso y la transmisión de los datos sincrónicamente con la rotación del satélite, el almacenamiento intermedio en dos memorias de retención de los datos que llegan a alta velocidad, así como el retardo y conversión de señales de control de valor único todo/nada en señales de control cuantificadas de valores múltiple. También se discuten las características eléctricas y mecánicas y los resultados obtenidos.

Memoria de megabits para la sonda espacial HELIOS

La memoria de núcleos de ferrita que se describe se ha desarrollado para sustituir a los registradores de cinta magnética utilizados hasta ahora para almacenar datos en satélites científicos y sondas espaciales.

Una vez probada la factibilidad de una memoria tampón de 0,5 Mbits de capacidad sobre un modelo de laboratorio, se desarrolló para la sonda espacial HELIOS una memoria de núcleos de ferrita con capacidad 0,5 Mbits y acceso aleatorio por 3D—4 hilos. La memoria constituye un conjunto con un alto grado de integración, resultante de utilizar en los circuitos de acceso, circuitos híbridos sellados herméticamente, en los que se combinan circuitos integrados "flat packs", con redes de resistencias de capa delgada de tántalo y una memoria formada por núcleos de litio OD de 0,5 mm, empaquetados en una disposición de pequeño volumen y gran resistencia mecánica. La memoria pesa 4,4 kg, tiene unas dimensiones máximas de 212 × 212 × 212 mm, un volumen de 7 litros, y consumo 1,1 vatios en reposo y 3 vatios cuando trabaja en el modo lectura, todos ceros, a 16 kbits/s. Trabaja satisfactoriamente en un margen de temperaturas de -30 a +60 °C.

El lanzamiento de la sonda espacial HELIOS está prevista para fines de 1974.

INTASAT — Descripción general

El satélite INTASAT se está desarrollando como parte del Primer Programa Espacial Español (1968—1973) de la Comisión Nacional de Investigación del Espacio (CONIE).

El INTASAT se ha diseñado para realizar una experiencia científica de medidas de radiotransmisión a través de la ionosfera en frecuencias de 40 y 41 MHz, usando el efecto Faraday. Los datos serán correlacionados con los obtenidos en las estaciones españolas de investigación ionosférica mediante sondas. El objetivo secundario es la confirmación práctica de los estudios teóricos realizados sobre el control térmico del satélite.

Standard Eléctrica, S. A. (SESA) es responsable de los sistemas de manejo de datos y telemetría del satélite básico. Este satélite ha sido diseñado para ser lanzado como carga de pago secundaria ("piggy-back") lo que le proporciona gran número de posibilidades de lanzamiento. La planificación prevista incluye la fabricación de un satélite prototipo cuya calificación se ha realizado en enero de 1974 y un modelo de vuelo en marzo de 1974.

Sección III: Tecnología en relación con los satélites

Amplificadores paramétricos no fríos para estaciones terrenas

Este artículo presenta la gama de amplificadores paramétricos no fríos desarrollados en LCT para su utilización en las estaciones terrenas de los sistemas de comunicaciones por satélite.

La primera parte recuerda la reciente evolución que lleva desde los amplificadores fríos de baja temperatura a los amplificadores no fríos.

El propósito de la segunda parte es la discusión de la fórmula teórica que da la temperatura de ruido de una etapa de amplificador paramétrico. La parte importante es demostrar la influencia de los principales parámetros, lo que permite la optimización de los sistemas.

Las partes siguientes se dedican a la presentación de un amplificador paramétrico no frío que trabaja respectivamente a 4 GHz, 7,5 GHz y 12 GHz.

En particular, se describe con cierto detalle el equipo desarrollado para trabajar en conexión con el satélite SYMPHONIE.

Amplificadores de potencia de 6 GHz para estaciones terrenas

Este amplificador de potencia de banda ancha en 6 GHz emplea un tubo de onda progresiva de 3 kW de potencia de saturación capaz de trabajar en la banda 5,925 a 6,425 GHz, asignado al programa del satélite franco-alemán "Symphonie".

El amplificador y sus suministros de energía están contenidos en tres bastidores de un volumen total de 5,6 m³.

Los suministros de potencia se han diseñado especialmente libres de ruidos y espúreos de voltaje y con reducido envejecimiento.

El tubo de potencia se refrigera con flujo forzado de agua desionizada; el cambiador de calor agua-aire, mantiene la temperatura del agua entre estrechos límites (superior e inferior).

Muchas alarmas de acción rápida protegen al tubo contra cualquier fallo eléctrico e hidráulico que pueda ser peligroso para su vida.

Se han instalado dos amplificadores de este tipo en la estación terrestre alemana "Symphonie" en Raisting.

Las características, medidas en estos amplificadores incluidos en el sistema conjunto de transmisión/recepción, están en concordancia con las especificaciones.

Reutilización de frecuencia por diversidad de polarización en enlaces vía satélite

Para obtener la necesaria capacidad en la banda de frecuencias de 11 a 14 GHz, el satélite europeo de comunicaciones aprovechará en alguna forma la reutilización de las frecuencias

asignadas. Que el aumento de capacidad pueda conseguirse mediante discriminación de polarizaciones lineal o circular depende de la cantidad de discriminación de polarización cruzada que pueda obtenerse para funcionamiento co-canal.

La investigación contiene un estudio de la degradación producida en una señal debida a polarización cruzada lineal o circular en las sucesivas fases que se encuentra cuando la señal se propaga desde el satélite a una estación terrena o viceversa. El objetivo final es decidir cual de las dos polarizaciones es mejor. Para ello se agrupan los sucesivos aisladores de polarización cruzada hasta obtener un valor final a 11 GHz. El estudio se extiende entonces a toda la región de las microondas para satélites de características semejantes, a fin de obtener una idea aproximada de los aislamientos que se pueden esperar entre polarizaciones lineal y circular a diferentes frecuencias.

Receptores de adquisición de datos y seguimiento terrestre para aplicaciones espaciales

El seguimiento monoimpulso ofrece apuntamiento exacto de la antena mediante una señal suma, de referencia, y dos señales de error.

Las tres señales son detectadas coherentemente después de la conversión, en un receptor de seguimiento de tres canales y transformadas en señales de entrada adecuadas para el servosistema de antenas.

La demodulación de portadora se realizó en el receptor de telemetría cuyos parámetros se seleccionan de acuerdo con las características de la señal.

La demodulación puede ser coherente o no coherente. Son problemas específicos el enclavamiento sobre bandas laterales y la detección lineal de fase, para los que se han incorporado circuitos especiales en el receptor.

El desvanecimiento (fading) de la señal puede ser contrarrestado y puede aumentarse la fiabilidad de recepción consiguiendo realizar técnicas de combinación óptima.

Sección IV: Sistemas futuros

Sistema europeo de comunicaciones mediante satélites

La Organización Europea de Investigación del Espacio (ESRO) en asociación con el CEPT y EBU, está planificando un sistema de comunicaciones europeas mediante satélites para atender a la mitad de las necesidades de circuitos telefónicos de larga distancia, así como suministrar canales internacionales de televisión para la región europea durante la década de 1980 a 1990.

STL y otras compañías de ITTE han estado estrechamente ligadas a la planificación del sistema ECS.

El satélite utilizará las bandas de 11 GHz y 14 GHz e incorporará características avanzadas: interpolación de conversión, reutilización del espectro de frecuencias por discriminación de polarización, economía de potencia del satélite mediante el uso de antenas de haz puntual y alta ganancia, transmisión digital de conversación y posiblemente también de televisión y un satélite avanzado con estabilización de tres ejes y generador con células solares orientadas hacia el sol.

Además, se ha estudiado la aplicación de conmutación de impulsos TDM en el satélite y en la estación terrestre, así como el concepto de alto EIRP que utiliza transmisiones digitales de alta potencia para superar la atenuación debida a intensa lluvia.

Estudios de transmisión digital de TV para comunicaciones europeas por satélite

Hay muchas ventajas potenciales (como se detalla en el artículo de H. Häberle, P. C. Ulrich y W. Zschunke "Transmisión digital de TV por satélites", publicado en este número) en utilizar la modulación digital para distribución de señales de TV vía satélite.

En este número

En los estudios de ESRO se ha demostrado que una distribución económica de todo el tráfico internacional de TV inter-europeo previsto para la década de 1980, requerirá que cada canal de TV se reduzca a la velocidad en bits más baja posible. Sin embargo, las normas de calidad de imagen requeridas por EBU son sumamente exigentes y para la distribución de TV hay limitaciones del sistema impuestas por las técnicas existentes de codificación del color. Todo esto constituye la razón principal para digitalizar la señal compuesta de TV con una velocidad integral de unos 70 Mbit/s incluyendo un canal de sonido de gran calidad y 20 canales de conversación.

Se están investigando en todo el mundo técnicas de digitalización más eficientes, tales como el proceso separado de las componentes de luminancia y crominancia (ver artículo de Häberle y otros para más detalle). Estas técnicas se revisan con respecto a la jerarquía de la transmisión digital terrestre en desarrollo y estimaciones de la calidad de imagen que se puede lograr.

La reducción de redundancia conduce a una vulnerabilidad más alta al error y de aquí a requisitos de proporción de errores más alta que para señales digitales de telefonía que se transmiten por enlaces similares. La protección contra errores es pues necesaria para la señal de TV, para permitir un intercambio sencillo entre tráfico telefónico y de TV.

Puesto que las perturbaciones introducidas por el proceso digital difieren de las introducidas por la transmisión analógica, se consideran nuevos requisitos para la evaluación de la calidad de imagen.

Transmisión digital de TV por satélites

Para transmisión futura de señales de TV por satélites, el método más ventajoso consiste en transmitir las señales de luminancia, crominancia y sonido en forma digital multiplexándolas en el tiempo. Aquí se muestran las ventajas de los métodos de modulación digital en comparación con la modulación de frecuencia.

Aplicando métodos de reducción de redundancia, puede reducirse en gran manera la velocidad total en bits de las señales multiplexadas. De esta forma, en comparación con la modulación de frecuencia, la potencia de transmisión se ve reducida en un factor de cinco. Se describen métodos de reducción de redundancia y se presenta una propuesta de digitalización de señales de TV, incluyendo dos señales de sonido.

Integración de las señales de sonido en la señal de video para la transmisión de TV

En los satélites en servicio y en los programados para transmisión de señales de TV, se aplica la modulación de frecuencia. Se puede lograr un ahorro importante de potencia y ancho de

banda integrando las señales de sonido en intervalos de borrado de la señal de video. Las características requeridas en canales de sonido de gran calidad sólo pueden lograrse por medio de transmisión MIC de las señales de audio en el pedestal posterior de borrado de las líneas horizontales de la señal de video. Además de los principios de la transmisión integrada de sonido, se describe un nuevo método que transmite dos canales de sonido de gran calidad y las señales correspondientes de video del tipo NTSC, PAL, o SECAM.

Satélites para uso marítimo

Las comunicaciones vía satélite con los barcos esparcidos por todo el globo, tendrán un gran impacto en los fundamentos y filosofía de la gestión y manejo de los asuntos navieros. La mejora en las comunicaciones proporcionará una calidad estable y un tiempo de acceso mucho más corto. Esta facilidad de comunicación afectará a la mayor parte del tráfico marítimo de larga distancia. Los equipos de comunicaciones actuales se utilizarán para comunicaciones de corto alcance y para redundancia en caso de fallo del equipo de satélite.

Evaluación económica de los sistemas de comunicación marítima vía Satélite

Los sistemas de comunicaciones por satélite están a punto de introducirse en la comunidad marítima. Sobre esta base, interesa conocer a qué coste pueden darse estos servicios de comunicaciones por satélite. La valoración más reciente del coste de un sistema de satélites marítimo ha sido realizada por el Cuadro de expertos en satélites marítimos de IMCO.

Este artículo está basado fundamentalmente en datos procedentes de los documentos de trabajo de la última reunión del Cuadro de expertos.

Se utiliza un supuesto tanto de tráfico alto como de tráfico bajo. Se ha encontrado que utilizando una hipótesis de tráfico alto, el punto de equilibrio económico se alcanza dentro del noveno año, con la configuración de satélite menos costosa y con unas tarifas telefónica y de telex, por minuto, de 6 \$ y 2 \$, respectivamente. (Tres satélites operacionales en órbita, uno de reserva en órbita y otro de reserva en tierra). En el supuesto de tráfico alto, el punto de equilibrio económico se alcanza en el año 14 con tarifas de 3,5 \$ y 1,2 \$, por minuto para teléfono y telex, respectivamente.

Utilizando la suposición de tráfico bajo, no puede alcanzarse el punto de equilibrio dentro del año 14 con ninguna de las tarifas anteriores.

Para la viabilidad económica del sistema es, por tanto, esencial el nivel de tráfico que puede alcanzarse en el sistema a un nivel dado de tarifas.

Introducción general - Comunicaciones espaciales

A. E. COOKSON*

Internacional Telephone and Telegraph Corporation, Nueva York

Los viajes espaciales y la utilización de satélites han recibido en los pasados veinte años un gran impulso pasando de sistemas experimentales con grandes riesgos a riesgos menores con retornos logrados, así como a convertirse en instrumentos útiles para la humanidad. En la evolución de estos sistemas, los requisitos espaciales han servido como catalizador, haciendo progresar el conocimiento, tanto de la tecnología como de los sistemas, a una velocidad sorprendente.

Por ejemplo, el concepto de un MTBF (tiempo medio entre fallos) de 100.000 horas no existía en 1950. Ahora, es una cifra de ingeniería normal en los programas espaciales. La necesidad de un peso y tamaño reducidos en las cápsulas espaciales ha forzado a las correspondientes reducciones en el peso de los componentes, tamaño y consumo de potencia. Mediante la investigación, se han encontrado nuevas fuentes de energía eléctrica que ahora se emplean en sistemas espaciales. Por ejemplo, amplios paneles solares proporcionan energía a los satélites de una forma continua. La tecnología de los motores ha progresado profundamente debido a los requisitos de los viajes espaciales. La formulación matemática de la mecánica orbital se ha refinado de tal manera que la posición orbital puede calcularse con un alto grado de precisión. Además, debido a la tecnología de los ordenadores, lo que antes requería un año de cálculos manuales, ahora puede realizarse en unos pocos segundos, con extraordinaria exactitud. Las antenas y teoría de radiación electromagnética han avanzado por la necesidad de un alto grado de tecnología en el control del haz y en las estructuras ligeras y fuertes. La tecnología de los materiales de desgaste y resistentes al calor de los equipos espaciales ha progresado debido a la mecánica del retorno a la atmósfera. La tecnología de los circuitos de entrada de receptores de bajo ruido se ha visto forzada al progreso debido a los sistemas terminales terrestres de satélites que deben captar señales con una baja relación señal a ruido. Mediante sistemas refrigerados por gases licuados se obtienen temperaturas de extremadamente bajo, ruido así como temperaturas moderadas estables mediante técnicas de refrigeración por efecto Peltier. Amplificadores paramétricos, circuitos de entrada Maser y técnicas sofisticadas de correlación, captan ahora estas señales de muy bajo nivel procedentes del lejano espacio y permiten al hombre extraer de ellas una información útil.

La nueva disciplina del espacio está ya madura pero todavía pasarán muchos años para que todas las mejoras tecnológicas que se deriven de ella sean absorbidas completamente por la electrónica comercial cotidiana de la oficina o del hogar.

* Mr. A. E. Cookson es Director General Técnico de ITT.

Sin embargo, en nuestra vida diaria se dejan sentir ya muchos beneficios adicionales para la humanidad. Miles de llamadas telefónicas transoceánicas se transmiten mediante el sistema de satélites de Intelsat. Actualmente, son posibles a través de los satélites las retransmisiones internacionales de TV y diariamente se transfieren entre continentes billones de bits de datos para ayudar a la distribución mundial de la información. Una ayuda importante también para la humanidad ha sido la recogida de datos y predicción de cambios atmosféricos mediante satélites, lo que permite una mejora importante en la predicción de las condiciones meteorológicas terrestres sobre una base mundial.

En la nueva área de planificación, pueden verse en el horizonte importantes sistemas. La necesidad de un sistema de comunicaciones mundiales marítimas puede satisfacerse por medio de satélites (Marsat, Marisat). En las décadas próximas se desarrollarán nuevos sistemas que permitirán comunicaciones instantáneas de voz y datos con barcos en alta mar. Análogamente las aeronaves comerciales estarán atendidas en los difíciles vuelos transoceánicos por comunicaciones continuas e información de navegación con sus bases de origen y puntos de control (Aerosat).

La navegación mundial actualmente realizada por el sistema "Transit", relativamente lento y costoso, puede reemplazarse por nuevos sistemas que pueden dar la posición de manera instantánea a todos los usuarios.

En la próxima década, la distribución mundial de las señales de televisión acercará a las diferentes culturas todavía más que lo hizo la radio hace cuatro décadas. La comunicación instantánea punto a punto permitirá a la ONU y a otras entidades políticas importantes estar constantemente informadas para evitar conflictos y llegar a una solución pacífica de las diferencias internacionales (OTS).

Además, se han planificado nuevos sistemas de prospección meteorológica utilizando un sistema mundial de sensores y empleando satélites para el acopio y distribución de datos (Meteosat).

Es, por tanto, muy oportuno que dediquemos esta edición a las técnicas espaciales. En ella, el lector podrá ver una auténtica contribución internacional de ocho naciones. Los artículos están agrupados en sistemas terrestres, satélites, tecnología y sistemas futuros. Estas cuatro categorías describen lo que ya es actualidad y lo que puede anticiparse para el futuro. Además, servirá para demostrar cómo y por qué el espacio es ahora y aún más lo será en el futuro, un importante servicio para la humanidad, así como un agente catalizador en el progreso tecnológico.

Editorial - Una perspectiva histórica del pasado y una reflexión sobre el futuro

JAMES H. VAN HORN*

La noticia me sorprendió paseando por Park Avenue, en Nueva York. Fue esa clase de noticias que produce en todos el mismo impacto. Admiración, asombro, temor y envidia parecían cargar el ambiente y unir al público en un solo nivel de comunicación. Nadie podía pensar en otra cosa — Sputnik era su nombre — y Sputnik fue, evidentemente, el comienzo de algo grande.

Los "Pájaros del alba"

Si volvemos nuestra mirada a aquel histórico día en que fue lanzado el Sputnik, podremos ver 16 años de desarrollo dinámico y de cambios. Durante 21 días, los científicos del espacio estuvieron fascinados con los datos de telemetría enviados por el Sputnik II a la tierra a través de las estaciones de seguimiento. En enero de 1958 el lanzamiento del Explorer I, siguiente al Sputnik, puede que no fuese tan dramático o tan notable, pero ciertamente tuvo tanta importancia, ya que proporcionó aquella información y datos vitales necesarios para determinar la naturaleza del medio ambiente espacial. Intentó dar contestación a esa multitud de cuestiones formuladas por todos los científicos espaciales "¿Destruirán los meteoritos este vehículo?", "¿Qué sucederá cuando las intensas radiaciones electromagnéticas procedentes del sol atraviesen el vehículo?", "¿Destruirán las partículas cósmicas las baterías y acortarán la vida del satélite?".

Estas y multitud de cuestiones adicionales fueron contestadas durante los siguientes 10 años, a medida que se lanzaron satélite tras satélite. Primero satélites experimentales, luego dedicados a comunicaciones. A continuación del Explorer se lanzó el satélite Score que fue, realmente, el primer satélite totalmente de comunicaciones. En este punto, muchos científicos espaciales pensaron que sería preferible utilizar un amplio reflector pasivo en el cielo y así, en 1960, se lanzó el Echo I, dentro de una órbita de altura media. El mismo año se lanzó un satélite bastante curioso llamado Courier, desarrollado por ITT. Este satélite almacenaba mensajes cuando pasaba sobre un transmisor y a continuación, mediante telemando, devolvía los datos a otra estación terrestre. Fue poco después cuando se lanzó el Telstar, una familia de satélites con repetidores de microondas, que cursó un importante tráfico a través de los océanos.

Cuando ahora volvemos la vista hacia estos esfuerzos, nos parecen rudos y toscos y sin embargo fueron los precursores de la enorme tecnología y actividad que hoy tenemos en este campo. Uno de los problemas técnicos clave de estos primeros satélites fué su corta vida. La radiación y los fallos eléctricos y mecánicos se cebaron en muchos de ellos, dando todo esto paso a la nueva era de la fiabilidad y control de componentes.

Los resultados de los primeros satélites suministraron los datos que se utilizaron después para obtener satélites con una vida de hasta 5 años y aun superior. La figura 1 muestra un resumen histórico de muchos de los satélites importantes de comunicaciones lanzados desde 1958. Volviendo hacia el Sputnik de 1958, parece basto y, sin embargo, fue la clave que luego ha hecho posible los Molniya, ATS, Intelsat, Symphonie, OTS, Marisat y una multitud de otros importantes satélites de comunicaciones ahora en órbita o que lo estarán en el futuro.

Participación de ITT

Fue en 1958, o antes, cuando los laboratorios de ITT comenzaron a trabajar en las comunicaciones espaciales. Hubo una hueste de otras compañías que tomaron el tren del nuevo club tecnológico. Era ineludible vencer anticipadamente grandes dificultades tecnológicas a medida que se desarrollaban los sistemas espaciales. En los diez años que median desde 1958 a 1968 muchas compañías dentro de ITT estuvieron presentes en la actividad de satélites y terminales terrestres.

Las compañías de ITT que trabajaban en las tecnologías de terminales terrestres se fusionaron en 1958 para formar ITT Space Communications. Hasta la fecha, ITT Space Communications ha construido 15 estaciones terrestres que se utilizan con el sistema Intelsat.

Además, otras compañías de ITT participaron en el desarrollo de sistemas electrónicos de a bordo y sus correspondientes equipos terrestres, permitiendo completar en la presente generación de aeronaves los conceptos del estado actual de la técnica en seguimiento, telemetría y telemando. En Europa, BTM (Bell Telephone Manufacturing Co.) se ha convertido actualmente en el puntal de la industria de los receptores de seguimiento y adquisición de datos, así como en la provisión de la instrumentación espacial vital para el adecuado control de la energía a bordo y las comunicaciones.

Los principales sistemas en que ha estado involucrada BTM han sido la estación de seguimiento y dirección de ELDO en Gove (Australia), la estación de telemetría de ELDO/CNES en Fortaleza (Brasil) y la estación del Interferómetro DFVLR de Weilheim (Alemania).

En LCT (Laboratoire Central de Telecommunications) la tecnología espacial recibió un considerable impulso con los amplificadores paramétricos de nuevo desarrollo. Además, ha tenido una participación vital en instrumentación espacial tal como memorias especiales plegadas que utilizan núcleos de ferrita y en el diseño y desarrollo de módulos de mando y telemetría. Una de las contribuciones clave de LCT fue la sección

* Director Técnico, Defense & Space — ITTE, Bruselas, Bélgica.

de RF del terminal terrestre del satélite *Symphonie* en Raisting, Alemania.

Fue en esta ocasión en la que LCT, juntamente con LMT, su compañía hermana, desarrolló toda la instrumentación electrónica más importante para el terminal del *Symphonie*. LMT (Le Matériel Téléphonique) desarrolló el amplificador transmisor de alta potencia.

Todavía otra corporación, bien conocida, de ITT — Standard Elektrik Lorenz (SEL) — ha desempeñado un importante papel en el desarrollo de actividades especiales. SEL diseñó y construyó los sistemas completos de proceso de datos de abordaje para los proyectos *Helios Aeros*, *Azur* y *Dial*. SEL ha desarrollado memorias de núcleos de ferrita con la máxima capacidad de almacenamiento conseguida hasta ahora para aplicaciones espaciales. SEL es fabricante calificado de varios componentes electrónicos y ha sido reconocido como suministrador cualificado por ESRO.

En los laboratorios españoles de ITT, en Madrid, se desarrollan en la actualidad instrumentos adicionales especiales para el espacio. De hecho, todos los laboratorios ITT distribuidos por el mundo han estado involucrados de manera vital en el desarrollo de la nueva tecnología espacial.

Sistemas para la defensa

En los desarrollos tecnológicos siempre se hallan presentes, entre bastidores, asuntos relacionados con la defensa. Aunque estas actividades cubren una am-

plia extensión de la tecnología, se han conseguido particulares realizaciones en ITT, muy recientemente, por SEL, que ha desarrollado el segmento terrestre del *Satcom II*. Este es un extenso complejo de 12 terminales de estaciones terrestres para satélites que enlazan todos los países pertenecientes a la NATO, a través de un sistema de comunicaciones rápido, instantáneo y multicanal. Otra división de ITT, en Estados Unidos, la DCD (Defense Communications Division) ha desplegado su actividad en el desarrollo de un sistema de a bordo naval muy avanzado. Este sistema, capaz de trabajar en condiciones de fuerte oleaje, constituyó la superación de importantes dificultades en la tecnología de seguimiento en condiciones ambientales adversas.

¿Hacia dónde caminamos?

Irónicamente, los sistemas de hoy día, enormemente complejos, ya no inspiran el temor y la admiración en un público técnicamente preparado, como lo hicieron el *Sputnik* y el *Explorer 16* años atrás; la capacidad, la preparación y el potencial corresponden ya a una época diferente en los sistemas espaciales. Ahora, con 16 años de tecnología a nuestras espaldas, la comunidad espacial mira hacia el futuro.

En Europa, ESRO (European Space Research Organisation) está planificando una amplia lista de programas espaciales importantes que facilitará a Europa comunicaciones mundiales en todas las formas conce-

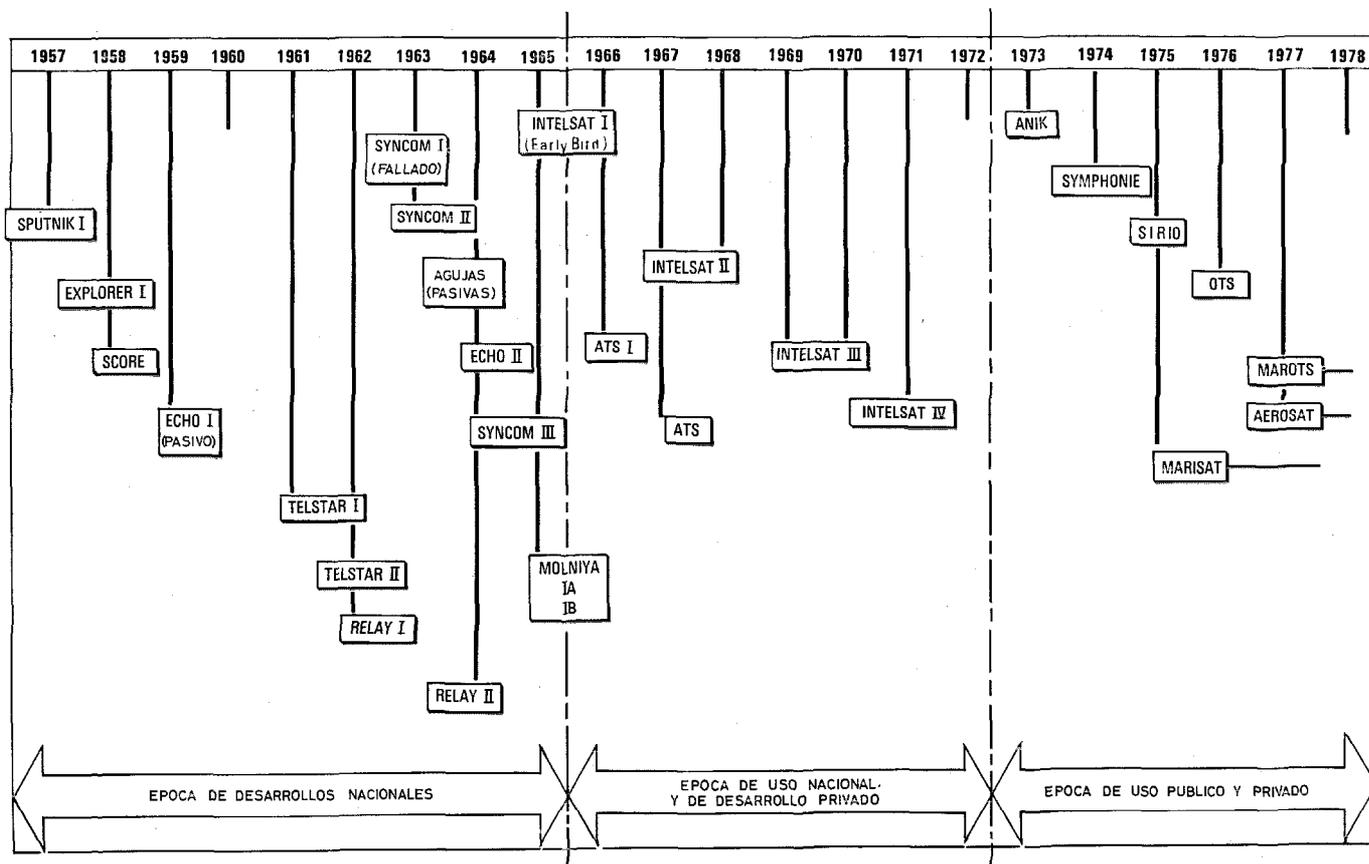


Fig. 1 Resumen histórico de muchos de los satélites de comunicaciones lanzados desde 1958.

bibles. Además, estos programas serán utilizados por una hueste de diferentes usuarios — aviones, barcos, vehículos e incluso usuarios privados.

Otro campo importante es la meteorología. Nimbus, Tiros y otros numerosos satélites forman ahora parte del GARP (Global Atmospheric Research Program, es decir, Programa de Investigación Atmosférica Global). Este programa vital está estudiando el uso de satélites para realizar pronósticos meteorológicos para un extenso período de tiempo y sobre una base mundial.

El ERTS (de Earth Resources Technology Satellites, es decir, satélites tecnológicos de recursos terrestres) es un equipo a bordo del satélite Magallanes que, observando la Tierra a través de diversos sensores, determina la posibilidad de existencia de recursos naturales a lo largo del globo. Otros nuevos programas, ahora en estado de planificación o de desarrollo, son el MAROTS y el MARISAT que suministrarán comunicaciones marítimas a los barcos en el mar y el AEROSAT que suministrará comunicaciones mundiales a los aviones en vuelo.

La penetración directa del espacio por los negocios privados, constituye una nueva era. Multitud de programas de comunicaciones nacionales están siendo desarrollados actualmente por la industria privada. Difícilmente hubiéramos podido imaginar hace 16 años que llegaría un día en que las empresas privadas desarrollarían y lanzarían un satélite, colocándolo en una órbita síncrona y a una distancia de 22.400 millas. Sin embargo, el jefe científico de ITT, el Dr. H. Busignies, ya predijo estos acontecimientos tan anticipadamente como en 1959. Fue su labor precursora la que eventualmente culminó en el Intelsat "Párrafo del alba" y puede haber sido el catalizador de los lanzamientos actuales de las empresas privadas. Incluso, está sucediendo hoy. En el futuro, es difícil predecir qué nuevos desarrollos espaciales veremos. La capacidad y la preparación, la inventiva técnica y el potencial no pertenecen a otra época. Aquellos pocos y breves años pasados, cuando caminábamos por el oscuro cielo buscando ávidamente un fugaz reflejo de ese pequeño milagro, el Sputnik, fueron los precursores de un futuro milagroso reservado para el hombre y para la ciencia.

Introducción - Sistemas terrenos

Esta sección está dedicada a los sistemas terrenos. Como se ilustra en estos artículos, los sistemas terrenos realizan muchas funciones diferentes.

La primera y más importante es la localización y control de la aeronave. Con muy pocas excepciones, la aeronave emite señales que se utilizan por la estación terrena para seguir el camino y los cambios que pueda experimentar la órbita de la aeronave. El primer artículo "Nuevo interferómetro de VHF — Sistema de seguimiento de naves espaciales" por Nollet y otros, describe uno de los sistemas más recientes utilizado para determinar la dirección de las ondas electromagnéticas recibidas del espacio. Con este sistema es posible determinar no sólo donde se encuentra la aeronave sino también calcular sus parámetros básicos orbitales para anticipar dónde se encontrará en el futuro.

Una segunda función importante de los sistemas terrenos es la investigación del espacio. Grandes sistemas se hallan distribuidos en muchas áreas de la superficie terrestre para recibir las radiaciones electromagné-

ticas procedentes del espacio. El sol constituye un objeto electromagnético muy activo y el artículo "El radiotelescopio del Real Observatorio de Bélgica" de R. J. Wislez y R. Gonze, describe el observatorio solar del Real Observatorio belga.

Pero, en general, el mayor porcentaje de aeronaves que actualmente circundan la tierra se utilizan para comunicaciones. Los dos sistemas descritos en "Seguimiento terreno para el proyecto fase II del SATCOM" por H. Seither y en "Terminal de comunicaciones por satélites a bordo de un barco AN/WSC-2" por D. Suranian, detallan un sistema telefónico de defensa fijo y un sistema de comunicaciones de defensa a bordo de barcos. En ambos casos, los factores ambientales juegan un papel clave en el diseño de los sistemas.

En resumen, los cuatro artículos describen cómo los sistemas terrenos controlan los satélites, realizan investigaciones en el espacio y suministran comunicaciones.

James H. Van Horn

Nuevo interferómetro de VHF - Sistema de seguimiento de naves espaciales

Para el seguimiento de naves espaciales se ha desarrollado un interferómetro de VHF muy preciso. Comprende tres antenas asociadas a tres receptores y medidores de fase y de efecto Doppler. El conjunto está controlado por un ordenador. Este artículo contiene una descripción del equipo y una estimación de los distintos errores.

M. NOLLET

G. VERFAILLIE

Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes, Bélgica

H. GOESSL

D. HOUNAM

Deutsche Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt E. V., Oberpfaffenhofen, Alemania

Introducción

Los ángulos de incidencia de ondas electromagnéticas emitidas por una nave espacial se pueden determinar por medio de un sistema de radiointerferómetro. De estas medidas se derivan los parámetros que describen la órbita de la nave espacial.

Este artículo trata del concepto de un nuevo sistema de interferómetro de fase enclavada [1] recientemente instalado en ZDBS (Estación central terrena alemana) Liechtenau-Weilheim, patrocinado por el Ministerio federal alemán de Investigación y Tecnología.

El interferómetro consta de tres antenas orientables situadas en los vértices de un triángulo rectángulo con dos bases iguales (dirección NS y EO), un equipo receptor de tres canales y un ordenador (Fig. 1).

La relación básica entre la posición de la nave espacial y la diferencia de fase medida, es la siguiente:

$$\cos \alpha = \frac{\lambda}{b} \left(\frac{\varphi}{2\pi} + n \right)$$

de acuerdo con la figura 2.

El hecho de que el interferómetro esté equipado con antenas orientables implica un cubrimiento del hemisferio mucho más amplio y además se puede obtener una mayor ganancia de antena debido a que el cubrimiento angular ya no está limitado por la anchura del haz de la antena.

La resolución de la ambigüedad n se realiza por medio de la antena de seguimiento monoimpulso ya disponible.

La fase de los receptores se estabiliza mediante bucles del piloto de referencia.

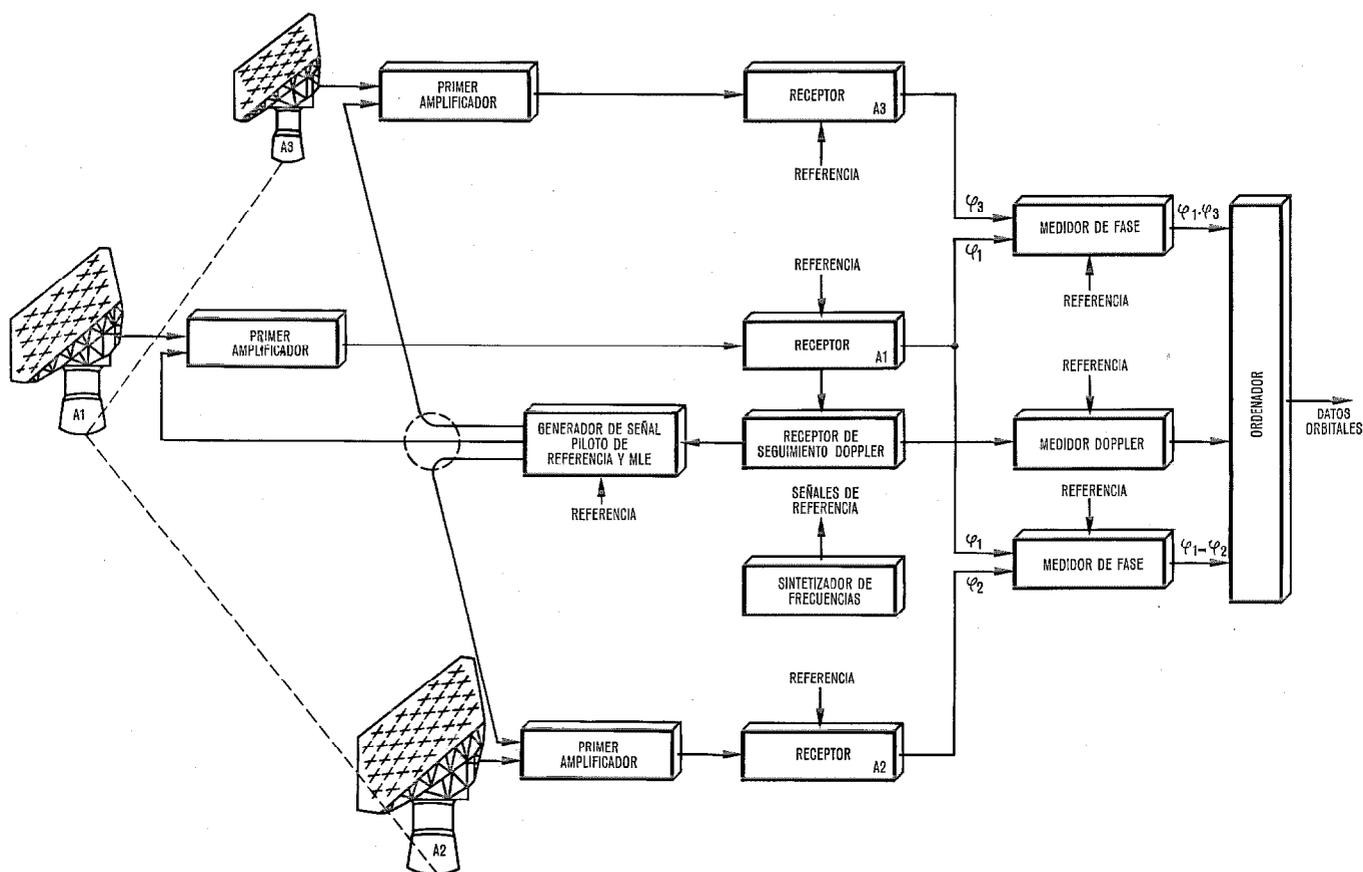


Fig. 1 Sistema interferométrico de VHF de seguimiento de satélites.

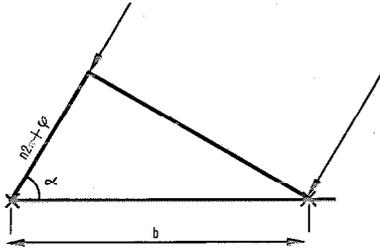


Fig. 2 Relación entre la posición del satélite y la diferencia de fase medida.

La señal del piloto de referencia sigue a la señal de entrada tanto en fase como en amplitud y experimenta una dispersión del espectro mediante modulación por inversión de fase (PRK, phase reversal keying modulation).

Las medidas de fase realizadas por un medidor de fase digital se procesan a continuación por el sistema del ordenador que calcula los parámetros de la órbita; además, el ordenador del interferómetro es capaz de generar información para el seguimiento automático, después de la resolución de ambigüedad inicial.

Descripción del sistema

Antenas [2]

Concepto de antena

Cada antena (Fig. 3) consiste en un sistema de 36 dipolos cruzados.

Hay una distribución Chebyscheff de amplitud en el plano de elevación y en el plano ortogonal a él.

Puesto que la distancia entre las tres antenas del interferómetro es similar a la separación de las antenas Minitrack, o sea 57λ , la supresión de las señales reflejadas debe ser mejor que 40 a 50 dB para mantener el error de fase debido a reflexiones del orden de $0,1^\circ$, lo que es aproximadamente equivalente a un error de $1''$ en el ángulo medido. Se ha escogido este orden de magnitud para que el sistema del interferómetro tuviera un error instrumental total de aproximadamente $10''$, lo que exige un error de $1''$ para cada subsistema.

Se menciona también un método adicional de suprimir las reflexiones de tierra, es decir, el uso de vallas de malla de alambre concéntricas alrededor de cada antena. Otro error del sistema de antena son las discrepancias del diagrama de fase entre antenas, debido a que los valores de amplitud y fase reales de los dipolos difieren de los valores proyectados. Este error sólo aparece en órbitas del satélite bajas a unos pocos grados fuera del zenit, cuando las antenas sólo se orientan según el eje de elevación; esto significa que se produce un error de apuntamiento.

Para las antenas se escogieron sistemas de dipolos con una ganancia de 22 dB y una banda de frecuencias de 136 a 138 MHz.

Las razones para esta elección fueron la relativamente alta eficiencia de abertura y el buen control de la disminución gradual de amplitud a través de la abertura. Cualquier otro diseño de antena necesario para conseguir las especificaciones propuestas incremen-

taría el tamaño físico del sistema y por consiguiente de los costes, reduciendo al mismo tiempo sus características a bajos ángulos de elevación por los efectos de sombra.

Las antenas están montadas sobre pedestales en un montaje elevación-azimut y apuntando siempre al satélite a medir.

Una ventaja sobre los sistemas con antenas fijas es el mayor cubrimiento angular; para ángulos de elevación por encima de 20° , el sistema sigue al satélite en cualquier dirección. Otra ventaja es la mejor relación señal a ruido debido a la mayor ganancia de antena. Estas ventajas se obtienen a costa de una mayor complejidad del sistema. A continuación se discuten algunas especificaciones y restricciones relativas a las antenas junto con las soluciones escogidas.

Diagrama de antena y supresión de lóbulos laterales

Para las antenas se escogió la distribución Chebyscheff en el plano de elevación y en el ortogonal a él. Las disposiciones lineales proyectadas se muestran en la figura 4 que incluye también las dimensiones de la antena. Se utilizó la forma de rombo para mantener la disminución gradual de amplitud dentro de límites ra-

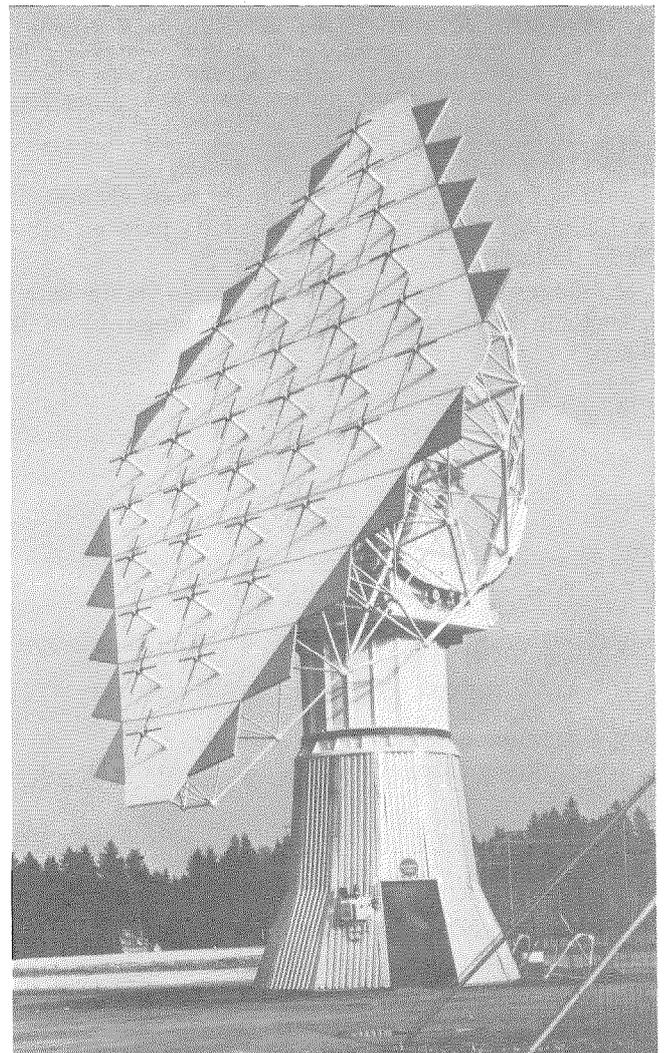


Fig. 3 Antena orientable del interferómetro.

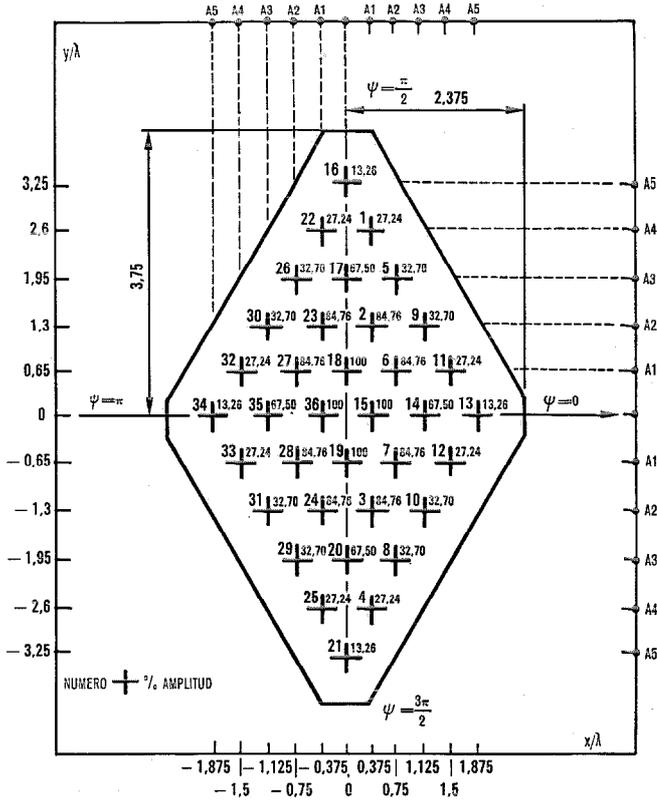


Fig. 4 Disposición de los dipolos para un sistema de interferómetro. Se muestra la distribución de amplitud Chebyshev proyectada y las coordenadas de los radiadores. Las amplitudes calculadas y los índices n (número de radiadores) de a_n están impresos junto a los dipolos cruzados.

zonables. Las amplitudes a_n están impresas al lado de cada dipolo cruzado y se han calculado para un nivel de lóbulo lateral de -60 dB.

El diagrama se ha calculado utilizando las siguientes ecuaciones. Los parámetros δ y ψ se muestran en la figura 5.

$$E(\delta, \psi) = \frac{E_{KD}(\delta, \psi)}{\sum_1^m a_n} \sum_1^m a_n e^{-j(kr_n \cos(\psi_n - \psi) \sin(\delta - \Delta\Phi_n))}$$

$$E_{KD}(\delta, \psi) = \frac{\cos\left[\frac{\pi}{2} \cos(\psi \mp 45^\circ) \sin \delta\right]}{\sqrt{1 - \cos^2(\psi \mp 45^\circ) \sin^2 \delta}} \sin\left(\frac{\pi}{2} \cos \delta\right)$$

$E_{KD}(\delta, \psi)$ = diagrama de radiación de un dipolo cruzado, que está $\frac{\lambda}{4}$ por encima del reflector.

- $\Delta\Phi_n$ = desviación de fase del radiador n .
- r_n = distancia entre el centro de la antena y el radiador n .
- $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.
- ψ_n = ángulo entre $\psi = 0$ y la posición del radiador n .

La línea gruesa de la figura 6 representa los diagramas que se han obtenido para una antena igualada en fase que tiene la distribución de amplitud calculada. Debido a la aparición de tolerancias, desacople de radiadores simples y a la dificultad de medir la distribución correcta, se esperan desviaciones de hasta $\pm 5\%$

en amplitud, hasta $\pm 3^\circ$ en fase y ± 3 mm de la posición correcta para los radiadores individuales. Las desviaciones aumentan los lóbulos laterales. La línea de puntos de la figura 6 muestra los diagramas calculados para una distribución estadística de las tolerancias mencionadas.

Cambios esperados en el diagrama de fase debidos a desviaciones de amplitud, fase y posición de los radiadores en el sistema.

De igual manera como las tolerancias en la distribución cambian algo el diagrama de amplitud proyectado, se puede esperar una influencia en el diagrama de fase. Por diagrama de fase se entiende el cambio de fase en el campo distante con respecto a una referencia. Si se supone que el centro de fase de los radiadores simples está en el plano reflector, se puede calcular el diagrama de fase utilizando la siguiente ecuación:

$$\Phi(\delta, \psi) = \arctg \frac{\sum_1^m a_n R_n(\delta, \psi) \sin \Phi_n(\delta, \psi)}{\sum_1^m a_n R_n(\delta, \psi) \cos \Phi_n(\delta, \psi)}$$

$\Phi(\delta, \psi)$ = diagrama de fase (parámetros δ, ψ , ver Fig. 5).

a_n = amplitud compleja de un radiador simple (incluye desviaciones de amplitud y fase con respecto a los valores proyectados).

$R_n(\delta, \psi)$ = distancia de un radiador simple al generador de señal. Debe tenerse en cuenta R_n si se desea comparar los diagramas medidos y calculados. Para distancias infinitas se pone $R_n = 1$.

$\Phi_n(\delta, \psi)$ = fase de la onda electromagnética incidente en un radiador simple con respecto a una referencia. Cambia en función de δ, ψ y R_n .

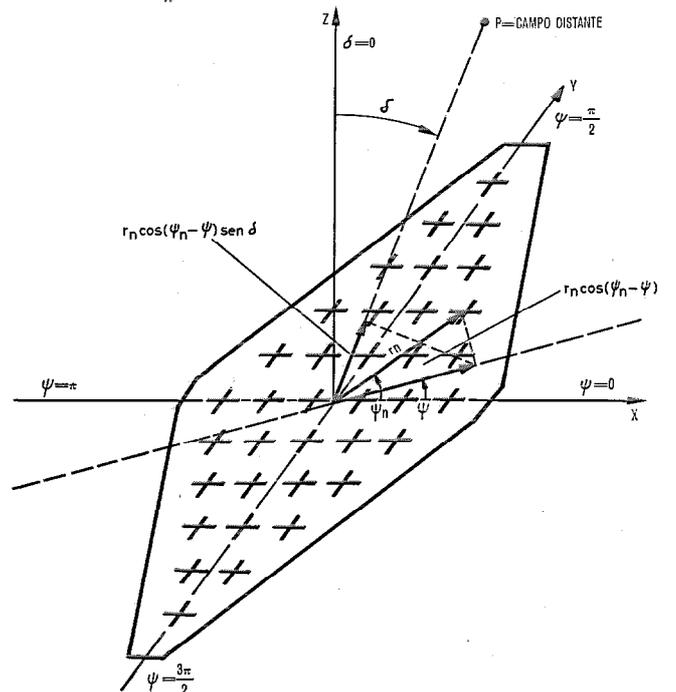


Fig. 5 Sistema de coordenadas para el cálculo de diagramas de antena.

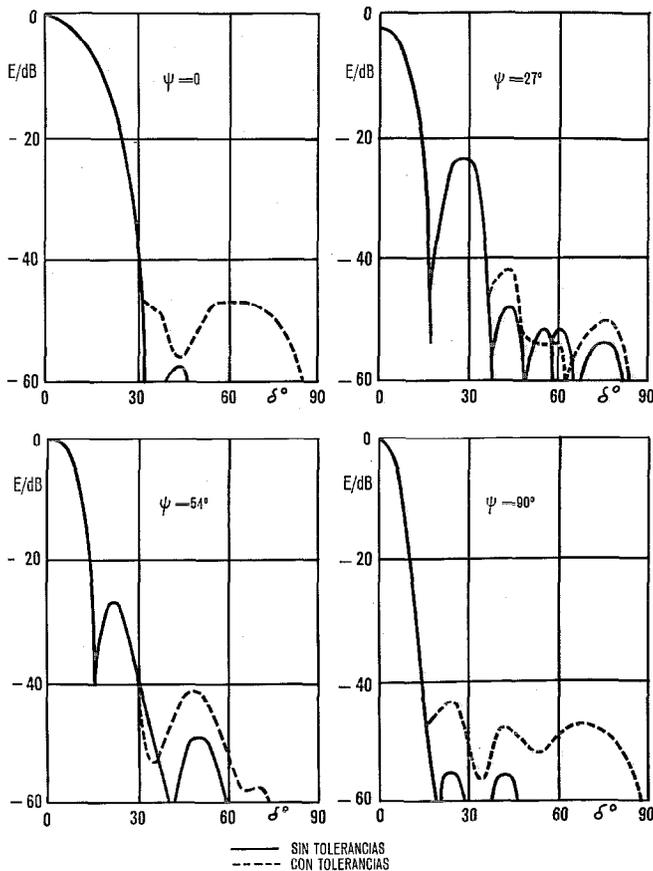


Fig. 6 Diagrama de campo distante calculado para diferentes valores de ψ .

Los diagramas de fase se han calculado para la distribución descrita. La figura 7 muestra el diagrama de fase a través del haz principal de la antena para distintos valores de ψ .

Es interesante notar que la variación de fase (sobre la ordenada) del diagrama debida a las tolerancias es sólo de unas pocas décimas de grado en comparación con el diagrama de fase de una disposición simétrica, que para el haz principal coincide con la abscisa.

Supresión de reflexiones de tierra

Las reflexiones de tierra están superpuestas a la señal directa. Las reflexiones dependen grandemente de la superficie de tierra y difieren en amplitud y fase de antena a antena.

Los coeficientes de reflexión y las áreas de reflexión cambian con las condiciones del tiempo (lluvia, nieve, etc.). Con sistemas de interferómetro, el retardo de tiempo de la onda que alcanza a diferentes antenas estará ligeramente falseado debido a reflexiones. Para reducir la amplitud de las reflexiones y mantener ésta y la relación de fase con la señal directa tan similar como sea posible en las tres antenas, se utilizan vallas de malla de alambre. Medidas tipo a 10 GHz llevaron a una configuración donde cada antena del interferómetro está rodeada por cuatro vallas concéntricas, teniendo una altura aproximada de 2λ cada una, (Fig. 8).

La figura 9 muestra una comparación de amplitud entre la intensidad de campo medida con y sin vallas. La optimización del diámetro de las vallas concéntri-

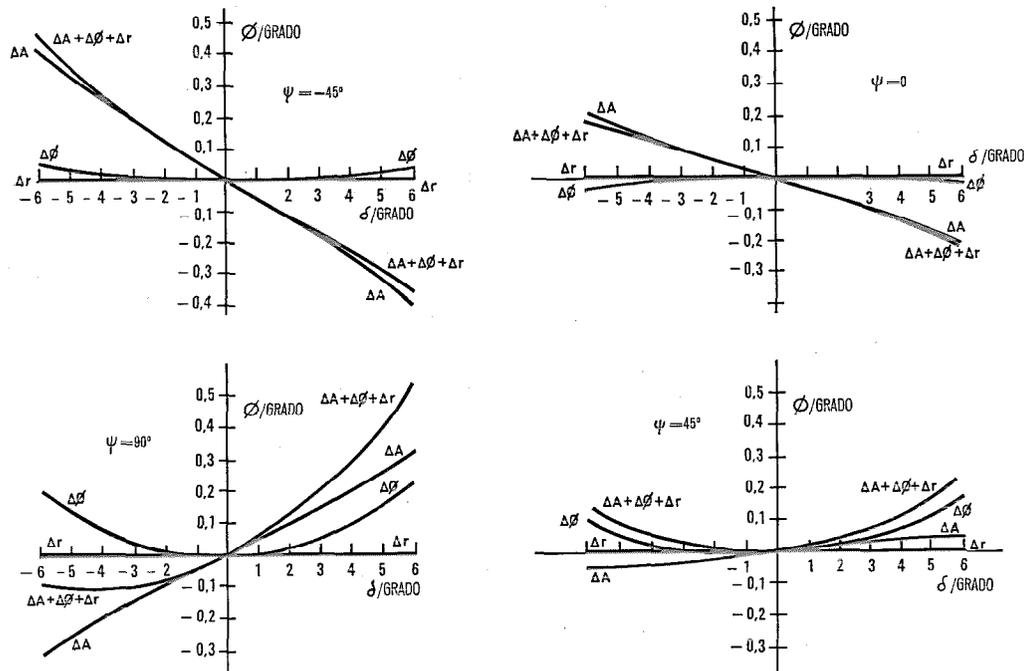


Fig. 7 Diagrama de fase calculado

- $\Delta \Phi$ = tolerancias de fase $\leq 3^\circ$
- ΔA = tolerancias de amplitud $\leq 5\%$
- Δr = límites de error de posiciones de elementos radiantes ≤ 3 mm.
- $\Delta \Phi + \Delta A + \Delta r$ = error total.

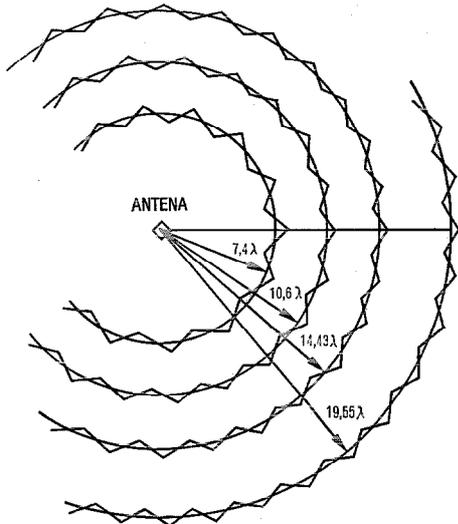


Fig. 8 Configuración final de las vallas concéntricas de mallas de alambre.

cas se realizó con ordenador porque era imposible construir una disposición de dipolos para 10 GHz con la distribución de amplitud y fase exactamente diseñada.

En consecuencia, se midió la intensidad de campo compleja sobre el área de antena supuesta para distintas disposiciones y los valores se aplicaron a un ordenador. La distribución de antena real se utilizó para calcular la señal reflejada compleja (con distintos ángulos de elevación).

Los resultados muestran que las reflexiones están atenuadas de 6 a 20 dB dependiendo del ángulo de elevación. Si las vallas están construidas con una exactitud mecánica de ± 10 cm, la diferencia de fase entre la señal directa y la reflejada varía del orden de $\pm 10^\circ$ de antena a antena.

Algunas notas sobre el equipo

Como un error de un segundo de arco en la medida del interferómetro corresponde a un error de fase de 0,1° ó 0,6 mm de longitud eléctrica, se debe tener gran cuidado en asegurar la estabilidad mecánica.

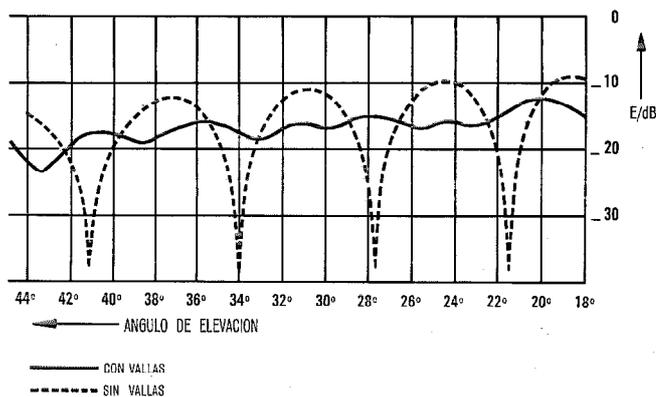


Fig. 9 Variaciones de amplitud de la señal con y sin vallas en función del ángulo de elevación.

Para las señales de RF es necesario utilizar cables de igual longitud, compensados en temperatura y pre-surrizados con aire seco para evitar los efectos de la humedad.

El reflector de la antena y los dipolos se deforman menos de ± 1 mm para todos los ángulos de elevación y velocidades del viento de hasta 50 km/h.

Las partes metálicas expuestas directamente al sol están pintadas con pintura que refleja los infrarrojos. Los pedestales de hormigón que soportan las antenas y dispositivos de arrastre, están aislados térmicamente y recubiertos de aluminio.

Para inspeccionar las bases del interferómetro [3] en dirección y longitud, se dispone de un sistema de medida que permite comprobar continuamente durante la operación, marcas situadas cerca de la intersección de los ejes de elevación y azimut. Las antenas y la base de referencia del interferómetro (centro de la hipotenusa del triángulo) están conectadas mediante tubos subterráneos, lo que permite inspeccionar continuamente postes de medida, clavados 10 m en la tierra y por tanto independientes de los movimientos de la base de la antena. Para esto se suministra un manómetro de agua, un teodolito y un dispositivo de medida de distancia electro-óptico. Las marcas en el estator de los dispositivos de arrastre de la antena se miden en relación con los postes de medida con una cinta de invar, un disco graduado y una plomada óptica. Los últimos 5 m desde estas marcas a los puntos de referencia mecánicos para los centros de fase de antena sólo se pueden medir con la antena en posición estacionaria.

Los resultados de las continuas medidas se utilizan en el cálculo de los cosenos de dirección, en el ordenador del interferómetro.

Los motores de arrastre tienen una potencia nominal de 11 kW, controlados por dos tiristores, utilizándose para cada eje dispositivos de arrastre opuestos (motores de par motor opuesto) con objeto de eliminar el cabeceo [4]. La sincronización de los rotores es mejor que 0,05° para todas las velocidades angulares y aceleraciones hasta 3°/seg². El error que se obtiene es menor que 0,1° para aceleraciones por debajo de 2°/s².

Características técnicas

Mecánicas

- Número de antenas 3, situadas en los tres vértices de un triángulo rectángulo
- Longitud de la base (b) 126 m ó 57,54 λ_0 a $f_0 = 137$ MHz
- Direcciones de la base $A_3 - A_1$ SUR-NORTE
 $A_2 - A_1$ OESTE-ESTE
- Indeterminación en la longitud de la base (b) $\pm 0,5$ mm
- Cobertura de la antena en azimut $0^\circ \dots 360^\circ$
- Velocidad máxima en azimut $15^\circ/s$

- Aceleración máxima en azimut $10^{\circ}/s^2$
- Cobertura en elevación $20^{\circ} \dots 160^{\circ}$
- Velocidad máxima en elevación $6^{\circ}/s$
- Aceleración máxima en elevación $10^{\circ}/s^2$
- Relación de velocidad 500:1
- Coordenadas de la estación (base de referencia)
 - Longitud Este $11^{\circ} 05' 08,8'' \pm 0,1''$
 - Latitud Norte $47^{\circ} 52' 53,5''$
 - 617,45 m altitud (ejes de elevación)

Eléctricas

- Margen de frecuencias (136 ... 138) MHz
- Ganancia nominal 22 dB
- Nivel máximo del lóbulo lateral respecto del principal - 40 dB
- Anchura del haz a 3 dB $12^{\circ} \dots 20^{\circ}$
- Polarización Circular a izquierdas o derechas
- Configuración de antena 36 dipolos cruzados, en una configuración rómbrica de 16,4 m de altura y 10,4 m de anchura
- Error de fase $0,2^{\circ}$
- Error de fase debido a la dispersión de tierra $0,1^{\circ}$

Sistema receptor

Sinopsis

El objeto principal del sistema receptor (Fig. 10) es la conversión y filtrado de la señal que llega, a una baja frecuencia adecuada para medidas de fase, la amplificación de esta señal al nivel preciso y realizar un seguimiento por efecto Doppler. A diferencia de los interferómetros existentes (Minitrack, Diane), se ha diseñado un sistema receptor de tres canales para el que el problema fundamental es, por consiguiente, la igualación de fase de los tres canales receptores ya que cada diferencia de fase entre dos canales aparece directamente como un error en el resultado final. La igualación de fase se realiza por medio de la inyección de una señal piloto directamente a los circuitos de entrada de antena. Desde este punto, la señal piloto controla toda la cadena de recepción, es decir, el filtro y primer amplificador, el cable de interconexión entre la antena y la estación (unos 400 m) y el receptor.

El funcionamiento de la señal piloto se basa en la aplicación de esta señal con la misma fase a cada uno de los circuitos de entrada de antena que pasa a través de la cadena receptora en forma tal que a su salida tiene una fase idéntica en los tres canales. La correc-

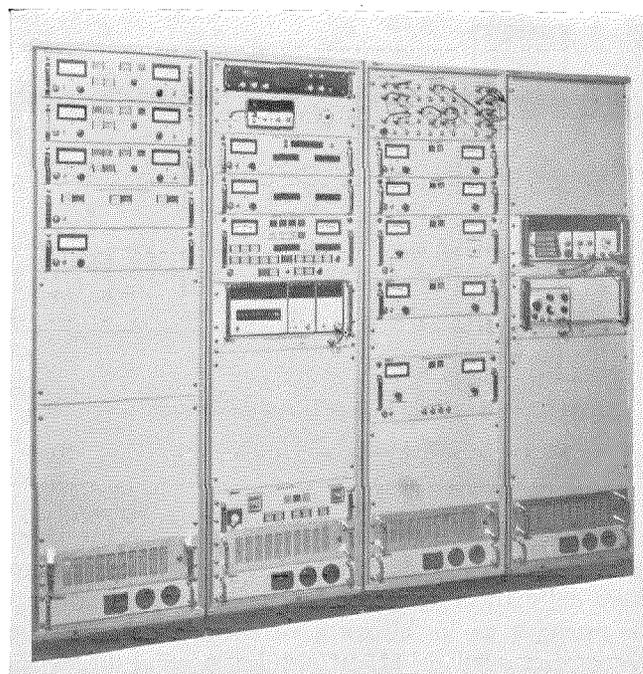


Fig. 10 Equipo receptor del interferómetro. Vista de conjunto.

ción de fase de la cadena receptora se realiza utilizando la señal piloto en una configuración de bucle cerrado (bucle del piloto).

La señal piloto se genera en la sala de equipos de la estación y se distribuye a las tres antenas por medio de cables coaxiales. El control de fase en tiempo real de estos cables aparece como una necesidad primordial. Esta función se asigna al sistema de medida de longitud eléctrica (MLE). Se hace evidente que sobre el receptor actúan dos señales: la señal del satélite y la señal piloto generada localmente; la aplicación de un tipo especial de modulación sobre la señal piloto hace posible la distinción de ambas señales. Puesto que la igualación de fase de la cadena receptora debe hacerse a la misma frecuencia que la señal que llega, la señal piloto se genera de tal manera que sigue a la de entrada tanto en fase como en amplitud.

Uno de los canales receptores se conecta con la unidad de control automático de fase (CA Fase) formando esta combinación un receptor de seguimiento por efecto Doppler que genera la primera frecuencia de oscilador local y el voltaje de control automático de ganancia (CAG) común a todos los canales.

Equipo de medida de longitud eléctrica (MLE)

Como ya se ha mencionado, la función del equipo de medida de longitud eléctrica es llevar una señal piloto con idéntica fase a la entrada de cada primer amplificador. El cable de distribución del piloto estabilizado consiste básicamente en un cable coaxial de alta calidad y un desviador de fase en serie, realizándose la igualación en un sistema de bucle cerrado (Fig. 11). La señal de error que controla el desviador de fase se obtiene como sigue: Desde la sala de equipos se envía una

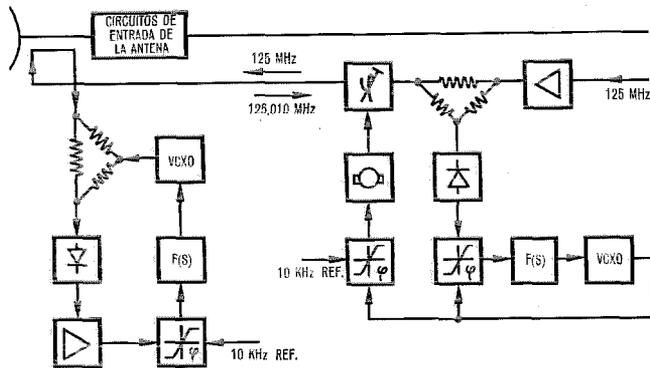


Fig. 11 Esquema simplificado de la medida de longitud eléctrica.

señal de referencia de 125 MHz (que está cerca pero fuera del margen de recepción que interesa) al armario de antena y en los circuitos de entrada de antena se genera una señal de 125,010 MHz; la señal diferencia de ambas (10 kHz) se enclava en fase con una señal de referencia de 10 kHz. El contenido en información de fase de los 125,010 MHz determina la longitud de cable del equipo MLE. Esta señal de 125,010 MHz se envía de nuevo por el mismo cable a la estación donde se detecta una señal de 10 kHz en fase con la señal de llegada (Fig. 11).

Esta señal de 10 kHz recorre pues dos veces la longitud de cable del equipo MLE. La diferencia de fase entre la señal de batido de 10 kHz y una señal de referencia, actúa al desviador de fase en serie con el cable, realizándose esto para cada uno de los tres cables del equipo MLE, con lo que tendrán la misma longitud eléctrica.

Como el margen de histéresis del desviador de fase mecánico está limitado a $\pm 1^\circ$, las señales del equipo MLE detectadas con la fase diferencial residual entre los cables ($A_3 - A_1$) y ($A_2 - A_1$) son convertidas en digitales y presentadas en el medidor de fase del equipo MLE, además de ser enviadas al ordenador para la corrección en tiempo real del ángulo de fase medido.



Fig. 12 El receptor del equipo de medida de ángulo.

Sistema receptor

Receptor del equipo de medida de ángulo (EMA)

Cada receptor del equipo de medida de ángulo (EMA) figura 12, realiza la conversión hacia baja frecuencia (cadena FI) y filtrado de datos (filtro activo) de la señal recibida en una antena del interferómetro, y la igualación de fase de una cadena receptora (bucle del piloto), (Fig. 13).

Se utiliza una disposición en triple superheterodino con tres frecuencias intermedias (10,7 MHz, 455 kHz y 10 kHz).

Un generador de señal de referencia y la unidad de control automático de fase (CA Fase) suministran el oscilador local y el control de nivel; estas señales son comunes para los tres canales.

La operación del bucle del piloto es como sigue: La señal piloto se convierte a 10 kHz en la misma forma que la señal de llegada y se compara con una señal de referencia de 10 kHz en un detector de fase cuya salida influye sobre la fase del tercer oscilador local (VCXO — oscilador de cristal controlado por tensión — a 445 kHz) y por tanto sobre la fase de la cadena del receptor en tal forma que la señal piloto de 10 kHz tiene la misma fase que la señal de referencia.

Como la señal de referencia es común para los tres canales, las señales piloto de 10 kHz tienen la misma fase que la señal de referencia y por tanto la misma fase entre sí. Como las señales piloto se inyectan con la misma fase a la entrada de cada canal receptor, las longitudes eléctricas de los tres canales serán idénticas.

La señal piloto y la señal de llegada se pueden distinguir por su modulación. La señal piloto se modula por un sistema de manipulación por inversión de fase (supresión de portadora > 70 dB) para evitar la adición de un fasor (corrector de fase) a la señal recibida que daría lugar a un error de fase no predecible ya que dependería de la fase de la señal de entrada. Piloto y señal deben separarse en sus respectivos bucles de enclavamiento de fase. Su contenido en frecuencia difiere por la frecuencia de modulación del piloto y la separación se realiza por la caída brusca de la respuesta en frecuencia de los bucles de enclavamiento de fase que, en efecto, están especialmente diseñados con este objeto, resultando un bucle de enclavamiento de fase de quinto orden.

Para evitar ulterior interferencia con el espectro de la señal que llega, se manipula la frecuencia de modulación del piloto según un diagrama pseudoerrático (manipulación por desviación multifrecuencia) (Fig. 14).

Unidad de control automático de fase (CA Fase)

La unidad de control automático de fase proporciona el seguimiento por efecto Doppler y el ajuste de nivel de la señal que llega, obteniéndose la señal Doppler (10 kHz) de un canal receptor asociado a la antena de referencia A1. Esta señal se compara con una señal de referencia de 10 kHz en un detector de fase cuya salida controla el oscilador de cristal controlado por voltaje VCXO (79,3 MHz) del bucle de segui-

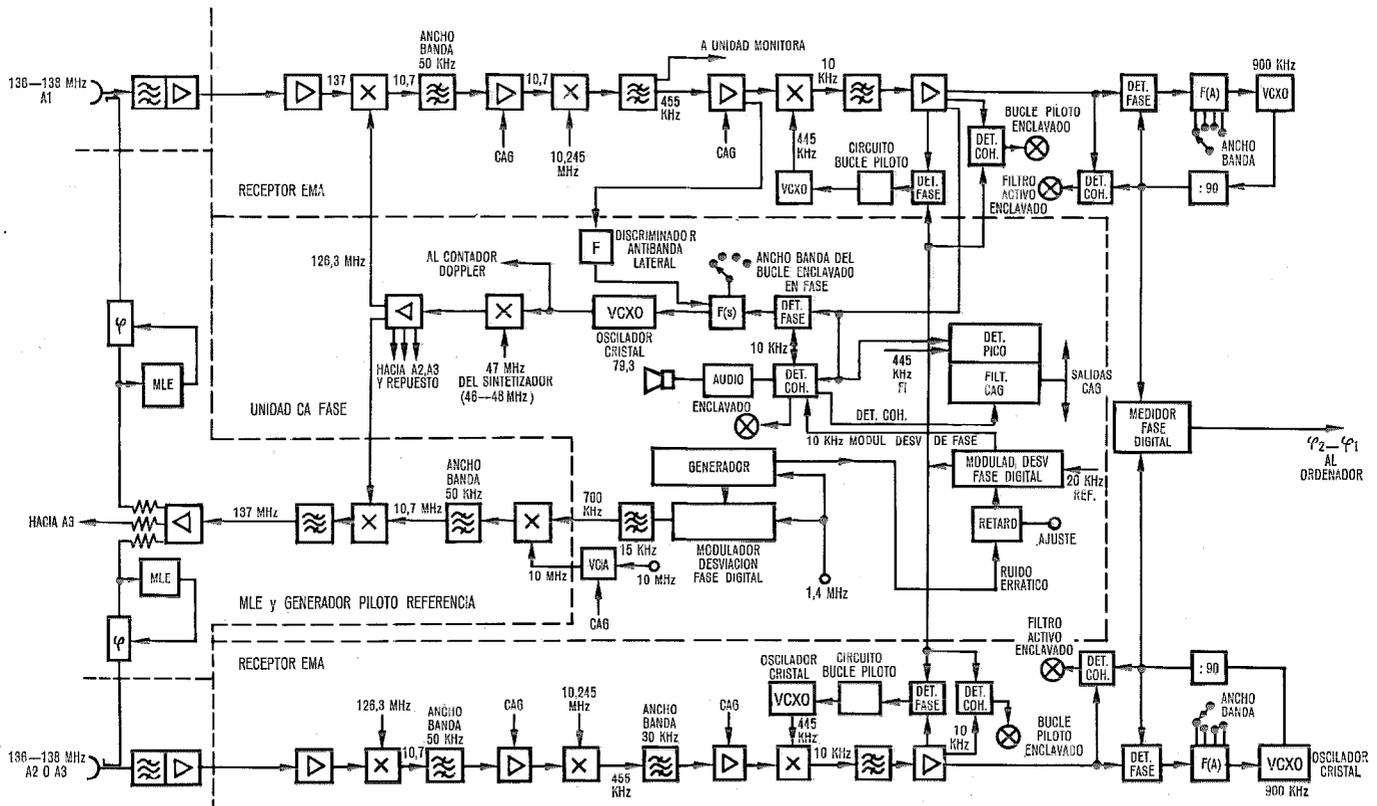


Fig. 13 Esquema de bloques del equipo receptor.

miento. La frecuencia de entrada del interferómetro (en el margen 136—138 MHz) se selecciona por medio de un sintetizador de frecuencias (46—48 MHz) por pasos de 1 kHz. La señal del sintetizador y el oscilador de cristal controlado por voltaje del bucle de seguimiento se mezclan para obtener la frecuencia del primer oscilador local (126,3 MHz).

El voltaje de control automático de ganancia se obtiene del detector de correlación. En el bucle de seguimiento y de control automático de ganancia se presenta un problema, debido a que el detector de fase y el de correlación están no sólo afectados por la señal que llega, sino también por la señal piloto cuya modulación podría introducir errores de fase en el sistema, debidos a efectos de realimentación de modulación de amplitud y fase sobre los amplificadores de control automático de ganancia y sobre el oscilador a cristal controlado por voltaje del bucle de seguimiento. Esto modularía a la señal de llegada y su efecto sería una

señal piloto adicional que influenciaría la operación de la señal piloto (adición de un fasor causante de error). El problema se solucionó utilizando un bucle de control automático de ganancia de orden superior y seleccionando la fase de referencia del bucle de seguimiento.

Se puede ver en un diagrama vectorial que si la portadora virtual de la señal piloto (o referencia del bucle del piloto) y la referencia del bucle de seguimiento son ortogonales, sólo resulta una modulación de amplitud de la señal de frecuencia intermedia de 10 kHz en el receptor A1 del equipo de medida de ángulo (Fig. 15).

Esto no produce modulación de fase del oscilador de cristal controlado por voltaje del bucle de seguimiento debido a que el detector de fase del bucle de seguimiento no da conversión MA-MF.

Para realizar el bucle de seguimiento se utiliza una disposición de bucle de enclavamiento de fase convencional de segundo orden; de esta forma se evitan algunos problemas de captación con bucles de enclavamiento de fase de orden superior.

Para evitar el enclavamiento sobre una banda lateral, un discriminador de frecuencia sintetizada detecta la simetría del espectro de llegada. La señal de salida del discriminador antibanda lateral dispara la operación de los circuitos de captación.

Medidores de fase

La información de fase ($\Phi_2 - \Phi_1$) y ($\Phi_3 - \Phi_1$) se procesa en el medidor de fase digital y se dispone en un aparato de lectura digital (Fig. 16). Esta informa-

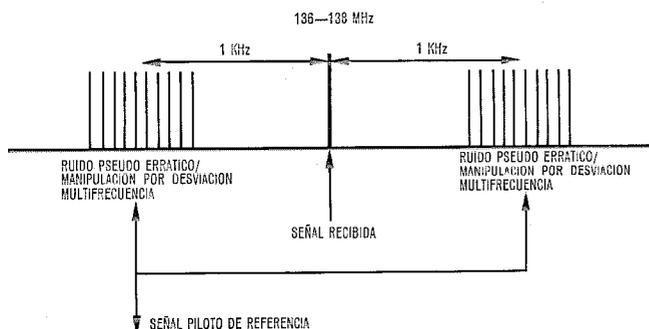


Fig. 14 Señal de referencia piloto.

Nuevo interferómetro de VHF

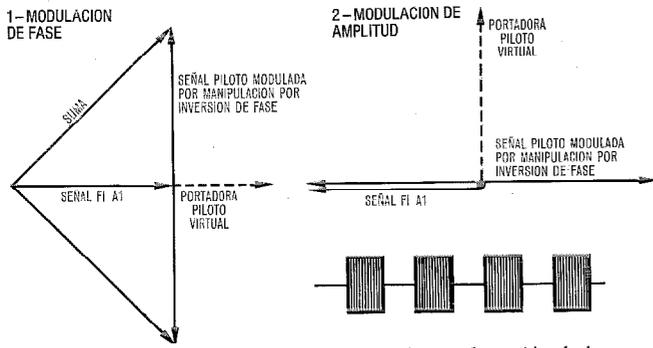


Fig. 15 Diagramas que representan vectorialmente la acción de la señal piloto modulada manipulando por inversión de fase.

ción se manda al ordenador de la estación en un código standard decimal binario para su ulterior proceso.

Controles

Todos los controles e indicadores básicos del receptor están centralizados en el panel de control central.

A la consola de control principal de la estación se incorpora un panel de control remoto que permite seleccionar y controlar parámetros, y facilidades para el control remoto del equipo de servos y dispositivos de arrastre tales como: indicadores de posición, selectores de modo de los servos, etc.

El panel de interconexión coaxial permite la interconexión de las señales de antena a las entradas de RF del receptor, las salidas de FI del receptor al monitor de espectro y las salidas del receptor a los medidores de fase, existiendo otras salidas para pruebas y mantenimiento.

Características técnicas

- Margen de frecuencia 136—138 MHz en pasos de 1 kHz
- Impedancia de entrada 50 ohmios
- Relación de onda estacionaria de voltaje 1,1:1
- Nivel de entrada -150 a -80 dBm
- Factor de ruido 5 dB

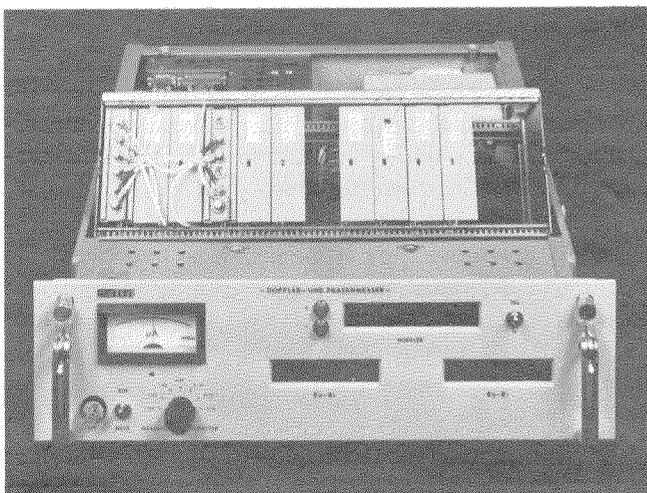


Fig. 16 Equipo de medidas de longitud eléctrica y efecto Doppler.

- Supresión de la frecuencia imagen 80 dB
- Supresión de intermodulación 80 dB
- Supresión de modulación cruzada 80 dB
- Rechazo de la señal de FI 100 dB
- Frecuencias intermedias 10,7 MHz, 455 kHz, 10 kHz
- Anchura de banda de ruido del bucle de seguimiento 10 Hz — 30 Hz — 100 Hz — 300 Hz — 600 Hz
- Anchura de banda del bucle de control automático de ganancia 100, 30, 10, 3 y 1 Hz
- Margen de captación ± 20 kHz
- Señal de referencia interna 10 MHz
- 3,10⁻⁹/día de estabilidad

Características de la medida de fase:

- Filtrado de datos analógicos 10, 3 y 1 Hz
- Margen de la medida de fase 0—360°
- Resolución 0,05°
- Error de fase residual del sistema 0,2°
- Velocidad de muestro de datos 10 veces por segundo
- Error de corrección de tiempo del sistema 0,2 milisegundos

Características de la medida Doppler:

- Margen Doppler ± 10 kHz (incluyendo incertidumbres de frecuencia)
- Exactitud 1 Hz — 1 s, tiempo de integración
- 0,1 Hz — 10 s, tiempo de integración

Ordenador

El ordenador realiza el trabajo de vigilar y controlar el interferómetro, así como calcular los cosenos de dirección a partir de las lecturas de fase.

Se emplea un equipo del comercio con una memoria central de trabajo de 12 k (24 bits) y un tiempo de ciclo de lectura y escritura de 1,4 μ s equipado con periféricos standard y de proceso. Las lecturas de fase y las señales de estado y control se aplican a la entrada y se obtienen a la salida a una velocidad de 10 Hz. En operación normal los cosenos directores, calculados para cada segundo de tiempo universal se transmiten con información de tiempo y estado al centro de operaciones a través de un enlace de datos de alta velocidad. En emergencias, la capacidad de almacenamiento del disco de memoria (1,8 millones de palabras) es suficiente para almacenar los datos de un día. En caso

de una interrupción duradera de los enlaces ordenador-ordenador, los datos se pueden perforar en cinta.

Equipo de seguimiento monoimpulso

Como se menciona en la introducción, la ambigüedad n de la medida del interferómetro se resuelve con el equipo monoimpulso. Como el margen de ambigüedad del ángulo:

$$\Delta\alpha = \arccos \left[\frac{\lambda}{b} \left(\frac{\varphi}{2\pi} + (n+1) \right) \right] - \arccos \left[\frac{\lambda}{b} \left(\frac{\varphi}{2\pi} + n \right) \right]$$

perpendicular a las bases es aproximadamente de 1° , el error de seguimiento del equipo monoimpulso debe estar por debajo de $\pm 0,5^\circ$, incluso para bajos niveles de relación señal a ruido. En condiciones favorables el equipo logra $\pm 0,2^\circ$.

El equipo de seguimiento monoimpulso gobierna también las antenas del interferómetro. El receptor de seguimiento determina la polarización de las ondas incidentes y de acuerdo con ella, conmuta la polarización de las antenas.

Errores del sistema

El sistema de interferómetro tiene varias fuente de error [5]. El error total se puede escribir como sigue:

$$\sigma^2 = \sigma_T^2 + \sigma_R^2 + \sigma_D^2 + \sigma_P^2$$

donde:

- σ_T : es el error instrumental en los ángulos de orientación espacial.
- σ_R : es el error en los ángulos de orientación espacial debido a reflexiones.
- σ_D : es el error en elevación y azimut debido a la distancia entre el satélite y la antena (error de paralaje).
- σ_P : es el error debido a efectos de propagación.

Errores instrumentales

Los errores instrumentales se pueden dividir en: errores de la antena, errores del cable, errores del receptor, errores del equipo MLE, errores de medida y errores debidos al ruido. Como se indica en la "Descripción del Sistema", el error de la antena surge de la limitación del diagrama de antena, desacoplo de los dipolos individuales, lóbulos laterales, desviaciones de fase y posición de los radiadores en el sistema, y deformación de la estructura de la antena debido al viento, etc. Además, hay un error debido a indeterminación en la posición de las antenas.

Los errores del cable se reducen por el sistema del piloto junto con la medida de la longitud eléctrica, quedando sólo los errores debidos a los cables entre las antenas y sus circuitos de entrada. Estos cables son del tipo de fase compensada y lo más cortos posibles para reducir los efectos de temperatura.

Los errores del receptor se compensan totalmente con el sistema del piloto, que mantiene la longitud eléctrica de los canales receptores igual e independiente del nivel de entrada, de la frecuencia en los filtros, de las desviaciones del oscilador local, etc. Permanece sólo

el error debido al retardo de grupo de los filtros y del detector de fase de los filtros activos en las salidas del receptor. El primero se puede reducir por corrección en el ordenador conociendo la respuesta del filtro y la frecuencia de la señal en cada canal receptor. El detector de fase del filtro activo es de diseño especial para dar un error de fase mínimo en función de la temperatura, relación señal a ruido, etc.

El sistema MLE que realiza la función de alimentar las señales piloto con la misma fase a los circuitos de entrada de las antenas presenta tres fuentes de error:

- los circuitos donde la señal piloto y del equipo MLE no son comunes,
- el hecho de que el equipo MLE trabaja a una frecuencia distinta de la del piloto,
- la relación de onda estacionaria de voltaje de los circuitos y cables.

Los errores de medida consisten en los errores del medidor de fase y en la indeterminación de la sincronización con el tiempo universal. Para la frecuencia sólo se requiere una exactitud de 100 Hz.

El error debido al ruido depende del nivel de la señal y de la anchura de banda del sistema. El factor de ruido del receptor es de 5 dB. Los filtros activos a la salida de los canales del receptor filtran los datos con una anchura de banda de 1, 3 ó 10 Hz. En el ordenador se puede realizar una ulterior integración.

Error debido a reflexiones

Como se indica en "Descripción del sistema", el efecto de las reflexiones de tierra depende de la superficie que rodea a las antenas, que a su vez está sujeta a la influencia de las condiciones atmosféricas, y del ángulo de elevación. Esto da lugar a diferentes amplitudes y fases en cada una de las tres antenas.

Para reducir el error a un mínimo, las antenas se diseñan para tener una gran supresión de lóbulos laterales. Además, alrededor de cada antena se colocan vallas de dispersión que reflejan las señales (ver "Supresión de reflexiones de tierra").

Errores de paralaje [7]

El lugar geométrico de una nave espacial que da una lectura de fase constante en el interferómetro es una hipérbola (la diferencia de distancias a dos puntos es constante) (Fig. 17). Cuando la medida de fase se traduce a ángulos de elevación y azimut asintóticos, aparece un error que depende de la distancia entre la nave espacial y la estación. Este error depende también del montaje del interferómetro, es decir, que sea del tipo X o L, y del punto de referencia escogido.

En una primera aproximación se calcula la dirección asintótica y se corrige del error de paralaje haciendo uso del conocimiento de la distancia a partir de la predicción orbital.

El error de paralaje para un interferómetro L es mayor que para uno X en el que este error alcanza el valor $\Delta \varepsilon_{\max} \approx 1,6''$ a una altura de 10 km.

Se escogió la disposición L para disminuir costes, reduciéndose el error en la forma indicada anteriormente.

El error de paralaje es máximo cerca del horizonte, cuando $\cos \varepsilon = 1$ y $\sin \varepsilon = 0$, y se hace cero en el zenit cuando $\cos \varepsilon = 0$. Dependiendo del ángulo azimutal, $\Delta \varepsilon$ alcanza un máximo cuando $\cos 2\Phi \cos \Phi = 1$, es decir, para $\Phi = 0^\circ$ y 180° . $\Delta \Phi$ es máximo cuando $\cos 2\Phi \sin \Phi = 1$, es decir para $\Phi = \pm 90^\circ$ (Fig. 18).

Las figuras 19 y 20 muestran el error de paralaje máximo en función de la distancia r al satélite, con el ángulo de elevación como parámetro. A la derecha se han dibujado las curvas para satélites con órbitas circulares que pasan sobre la estación a una altura h , donde

$$r = \sqrt{R^2 \sin^2 \varepsilon + h(h + 2R)} - R \sin \varepsilon$$

R = radio de la tierra.

Para las órbitas que tienen lugar en la práctica, es suficiente conocer la distancia con una exactitud del 10 % para reducir el error de paralaje a 1".

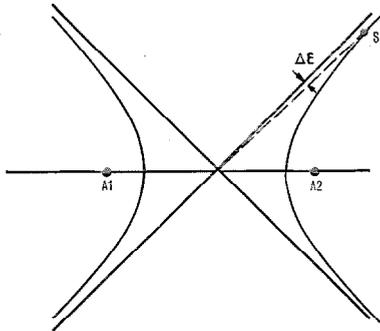


Fig. 17 Hipérbola lugar geométrico de las posiciones del satélite que dan lectura de fase constante en el interferómetro.

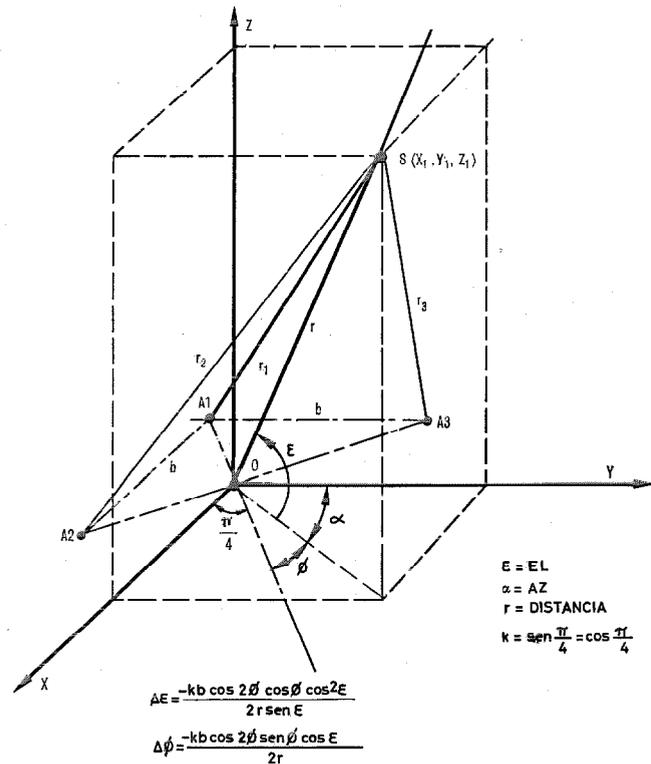


Fig. 18 Error de paralaje del interferómetro.

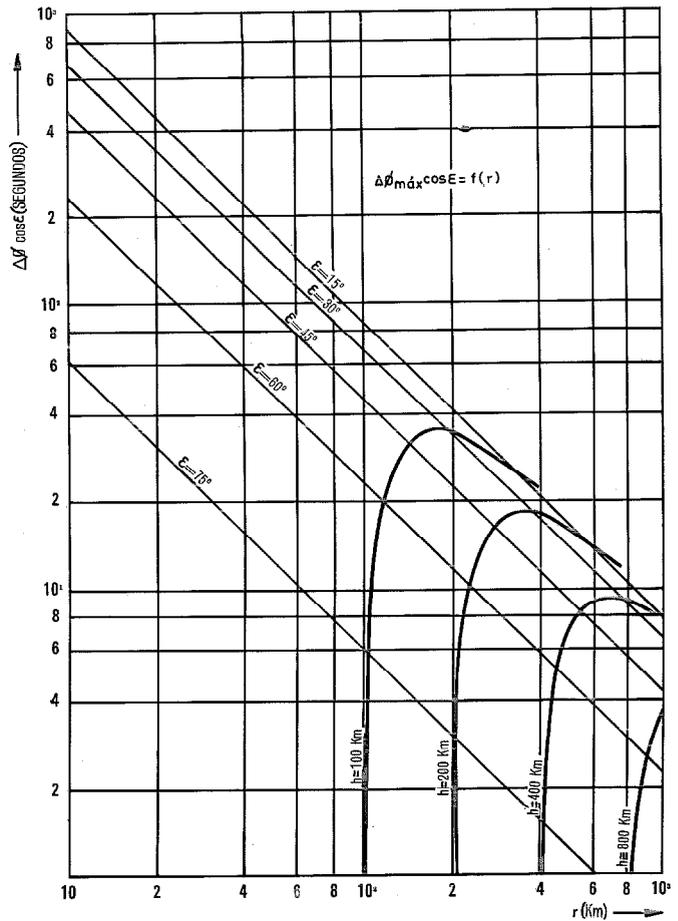


Fig. 19 Error máximo de paralaje azimutal.

Errores de propagación

Una primera aproximación para los errores de propagación se ha calculado [5] de acuerdo con los principios de la óptica geométrica partiendo de la ecuación de las eikonales.

Se hicieron las siguientes suposiciones:

- El medio de propagación está distribuido concéntricamente alrededor de la Tierra, esto es, se desprecian los gradientes horizontales del medio.
- Las variaciones del medio tienen que ser pequeñas dentro de una longitud de onda de la señal del satélite.
- Se supone que el medio no es disipativo.
- Se supone que el medio es isotrópico, esto es, se desprecia la influencia del campo geomagnético.

Las ecuaciones relativas a los errores de ángulo, alcance y desviación de frecuencia Doppler se muestran en la figura 21. La primera estimación de los errores de propagación se hizo suponiendo perfiles teóricos para el índice de refracción desconocido $n(r)$.

El índice de refracción modificado en la troposfera se aproxima con un perfil exponencial. El índice de refracción en la ionosfera se calcula por la fórmula de Sellmeier donde se supone que la densidad de electrones que define la frecuencia crítica está gobernada por un perfil Chapman.

Tabla 1 - Errores esperados para el satélite Symphonie.

Elevación	Alcance km	Error sistemático medio en		Error estadístico medio en	
		Az	El	Az	El
20°	18.263	0"	21"	24,4"	22,9"
30°	30.857	0"	11"	23,3"	20,1"

En la figura 22 se muestran los errores sistemáticos atmosféricos resultantes relativos a cierto paso del satélite Geos 2 y a la frecuencia de 136 MHz. Los parámetros que describen los perfiles troposféricos e ionosféricos se han tomado de publicaciones sobre la materia.

La corrección del error de propagación se realiza durante el cálculo de la órbita utilizando un método desarrollado en Deutsche Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt.

Para el satélite Symphonie, después de esta corrección [9], se esperan los errores debidos a efectos atmosféricos que se indican en la tabla 1.

Resumen de errores

La exactitud del sistema de interferencia está limitada por los errores de propagación σ_P , que después de corrección son del orden de 20" de arco. Para las otras fuentes de error σ_T , σ_R y σ_D juntas, el objetivo fue ob-

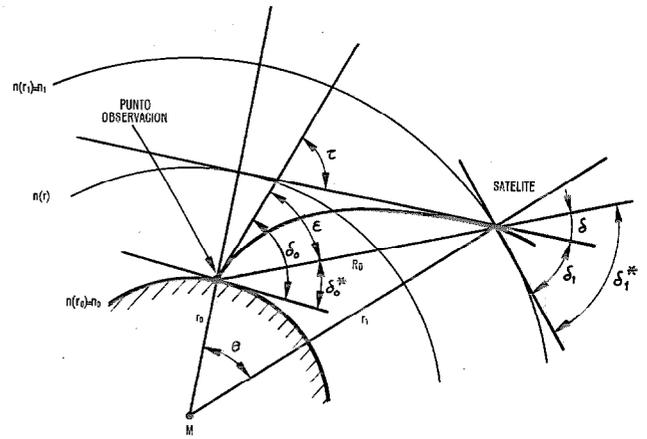


Fig. 21 Geometría para el cálculo de los efectos de refracción. Fórmulas para los errores de propagación.

Error angular

$$\varepsilon = \arctg \frac{\cos \tau - \sin \tau \cdot \operatorname{tg} \delta_1 - n_1/n_0}{(n_1/n_0) \cdot \operatorname{tg} \delta_0 - \sin \tau - \cos \tau \cdot \operatorname{tg} \delta_1}$$

$$\cos \delta_1 = \frac{n_0 r_0}{n_1 r_1} \cos \delta_0 \text{ (Ley de Snell)}$$

$$\tau = \int_{r_0}^{r_1} \frac{n_0 r_0 \cos \delta_0}{\sqrt{[n(r) \cdot r]^2 - (n_0 r_0 \cos \delta_0)^2}} \cdot \frac{1}{n(r)} \frac{dn(r)}{dr} \cdot dr$$

Error de desviación de frecuencia Doppler

$$\Delta F = \Delta fa - \Delta f$$

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{c} (r_0 \cos \delta_0^* \dot{\Theta} + \sin \delta_1^* \dot{R})$$

$$\frac{\Delta fa}{f} = -\frac{1}{c} [n_0 r_0 \cos (\delta_0^* + \varepsilon) \dot{\Theta} + n_1 \sin (\delta_1^* + \delta) \dot{R}]$$

Error de alcance

$$\Delta R = R^* - R_0$$

$$R_0 = \sqrt{r_0^2 + r_1^2 - 2 r_1 r_0 \cos \Theta}$$

$$R^* = \int_{r_1}^{r_0} \frac{n^2(r) \cdot r}{\sqrt{[n(r) \cdot r]^2 - (n_0 r_0 \cos \delta_0)^2}} \cdot dr$$

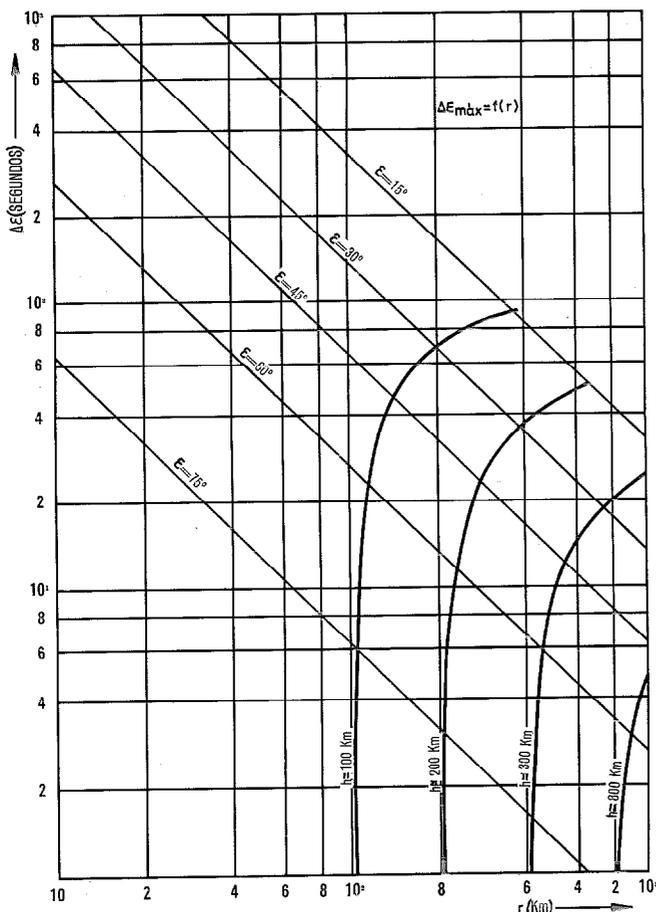


Fig. 20 Error máximo de paralaje vertical.

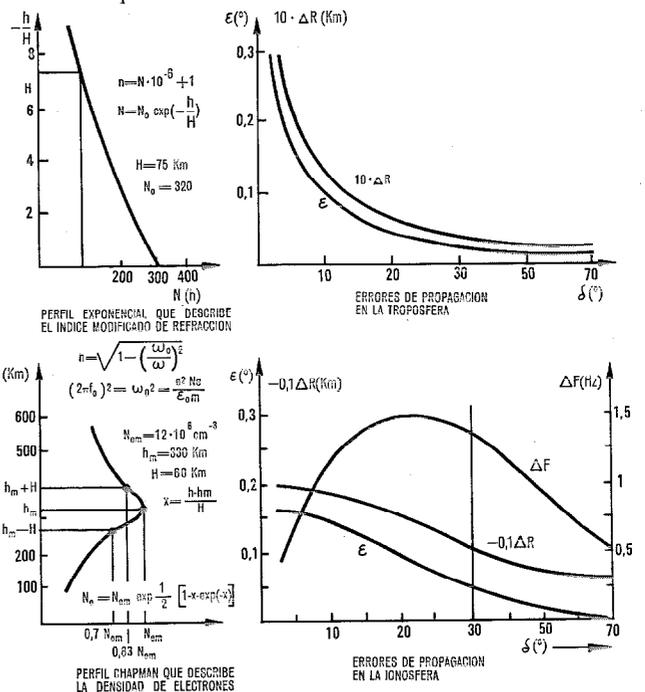


Fig. 22 Primera estimación de los errores de propagación suponiendo perfiles teóricos para el índice de refracción en la troposfera e ionosfera.

tener el mismo orden de magnitud de error, predominando el error instrumental del orden de $15''$, siendo los errores debidos a reflexiones σ_R y efectos de paralaje σ_D del orden de 2 a $3''$ de arco.

Calibración

Calibración interna

Por medio de un dispositivo de calibración interna se puede comprobar cierto número de fuentes de error introducidos por el equipo electrónico entre la antena y el medidor de fase. El equipo de calibración interna consta de un sintetizador de frecuencias y de un generador de funciones para simular la frecuencia de la señal.

La medida de la base representa también un procedimiento de calibración (ver el apartado "Algunas notas sobre el equipo").

Calibración externa

La calibración externa es necesaria para eliminar los errores del sistema que no se pueden medir por medios internos [10]. Estos incluyen el movimiento de los centros de fase de las antenas con respecto al ángulo, desviaciones de fase en las secciones de cable no controladas y la indeterminación en las posiciones de las antenas del interferómetro.

La calibración consiste en comparar los ángulos de incidencia de la fuente medida, calculados por el interferómetro, con los resultados de una determinación más exacta. Los resultados de la calibración se utilizan posteriormente para corregir las medidas del interferómetro.

En el caso del interferómetro de Weilheim, se equipa un avión con una luz de destellos montada en el centro de una antena [11]. Los destellos de luz se fotografían en la estación con una cámara fotográfica fija en relación con un fondo de estrellas. La antena radia la señal recibida por el interferómetro y equipo monoimpulso.

La cámara fotográfica (Wild Heerbrugg, BC4), que tiene una abertura de 30° , está situada en el punto de referencia del interferómetro y dirigida hacia la sección del cielo que se quiere calibrar. Antes y después de cada operación de calibración, se toman series cortas de instantáneas que producen sobre la placa un diagrama de puntos para cada estrella, y que sirven para determinar la orientación del eje de la cámara.

El obturador de la cámara, que está controlado electrónicamente, sólo se abre cuando el avión cruza el área de calibración, cerrándose momentáneamente y aproximadamente en el centro, de forma que uno de los destellos, que aparecen como una serie de puntos sobre la placa, está ausente. Esto permite la posterior identificación de los puntos. La evaluación consiste en la interpolación entre los puntos de orientación y los destellos, midiéndose las placas fotográficas con un comparador óptico. Los resultados se completan con un programa de ordenador.

La sincronización de los resultados se obtiene:

a) dando la señal que actúa el obturador al ordenador de la estación, para comparación con el tiempo standard de la estación,

b) asegurándose de que los destellos de luz coinciden con los impulsos de segundos del tiempo standard.

La sincronización de los destellos de luz se obtiene derivando impulsos de disparo en el avión, a partir de un oscilador estable, y modulando con ellos a la portadora radiada por la antena de calibración recibida por el interferómetro y equipo monoimpulso. Los impulsos de disparo se derivan a la salida de la telemetría de este último, y se comparan con los impulsos standard de tiempo. La corrección de tiempo necesaria se transmite al operador en el avión que desvia los impulsos de disparo de acuerdo con un retardo de tiempo digital. Se puede obtener una sincronización mejor que $100 \mu s$.

Una característica particular del interferómetro de Weilheim es la necesidad de calibrar la extensa área de cielo cubierta por las antenas móviles. El avión vuela en trayectorias circulares y radiales para producir trazas de elevación y de azimut constantes, respectivamente, sobre la placa fotográfica.

Es esencial que la posición de la fuente de señal seguida por el interferómetro sea conocida en relación con los destellos de luz. Las dos fuentes deberían coincidir para evitar complicadas correcciones. En el avión (un Canberra de la compañía English Electric), se han montado dos antenas con luces de destellos, ya que una sola no podría proporcionar el cubrimiento necesario. Se ha montado una antena en espiral al lado de un tanque extremo para vuelos circulares y una antena de ranura bajo el fuselaje para vuelos radiales.

Se realizaron medidas en los modelos de ambas antenas para comprobar la estabilidad de los centros de fase.

Debido a la relativa proximidad del avión (unos 10.000 metros de altitud), deben eliminarse los errores de paralaje entre los equipos monoimpulso, óptico e interferómetro, lo que exige el conocimiento de la distancia al avión con una exactitud de ± 10 m. Para la medida del alcance y para guiar el avión se utiliza un radar de exploración cónica. Los datos de alcance se convierten en señales digitales y se llevan al ordenador de la estación para que sean coordinados con los otros datos.

La exactitud esperada de la calibración externa es de varios segundos de arco, siendo factores limitantes la variación del centro de fase de la antena de calibración, las discrepancias de propagación entre las ondas luminosas y de radio, así como los errores de paralaje y sincronización. La calibración se repetirá regularmente para comprobar fluctuaciones.

Se ha planeado también calibrar el interferómetro con la ayuda de satélites conocidos, siempre que sea posible.

Proceso de datos

El sistema del ordenador realiza todo el proceso de datos inmediato, tanto para las medidas orbitales nor-

males como para la calibración de vuelo y proporciona un control remoto del sistema del interferómetro, (orientación de la antena y selección de parámetros). Además, controla las señales de estado del equipo y automáticamente da una alarma si ocurren fallos críticos.

Las entradas para la medida de la órbita son las diferencias de fase medidas, los errores de fase residuales del sistema, la frecuencia recibida, las condiciones ambientales atmosféricas, el tiempo universal y las señales de estado. Los datos para la resolución de ambigüedad se obtienen del equipo de seguimiento monoimpulso.

Las fases corregidas se resuelven primero en ambigüedad y luego se integran. Utilizando la longitud de onda apropiada y las longitudes de base medidas, se calculan los cosenos de dirección para cada segundo, 10 segundos o 1 minuto de tiempo universal, dependiendo de la característica de la órbita. Se corrigen los cosenos de dirección para todos los errores de la estación, es decir, correcciones de calibración y paralaje. Para los últimos se requiere el alcance que se deriva de la predicción orbital. Los cosenos de dirección se transmiten entonces a través de un enlace de datos de alta velocidad al centro de operaciones donde se calculan los parámetros orbitales y se corrigen los errores de propagación.

El ordenador también selecciona el modo óptimo de orientación de las antenas, es decir, de espera, subsidiario del equipo monoimpulso o de seguimiento automático extrapolando los datos del interferómetro. Esto último consiste en calcular tanto la posición nominal de la antena como la velocidad angular, teniendo en cuenta los retardos en el equipo de orientación.

Para la calibración de vuelo externa se realiza una corrección de paralaje adicional utilizando la información sobre el alcance proporcionada por el equipo de radar.

El ordenador realiza también el control de los parámetros del receptor siempre que se conozcan las condiciones de recepción del satélite. La información necesaria alimenta al ordenador, junto con la predicción orbital, desde el centro de operaciones y a través del enlace de datos de alta velocidad.

Reconocimiento

Agradecemos a Deutsche Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt su contribución a este artículo y al Sr. H. Gustin, ingeniero jefe del departamento de sistemas del espacio y al grupo de ingeniería de este departamento en BTM por su contribución a muchas de las ideas y conceptos del presente equipo de interferómetro de VHF.

Referencias

- [1] W. Foggy: A new VHF Radio Interferometer with three steerable high gain Antennas for Satellite Tracking; International Telemetering Conference Proceedings, Vol. VIII, 1972.
- [2] H. Goessl y H. Oetli: Directional Antennas for a new Interferometer System (Side-lobe Suppression, Phase Characteristics, Suppression of Ground Reflections); AGARD Conference Proceedings N° 103, mayo 1972.
- [3] E. Hoermann: Die geometrische Vermessung einer Interferometeranlage mit beweglichen Antennen und die Berechnung von Korrekturwerten aus dem Meßergebnis; Informe interno de DFVLR, N° 013-8/71.
- [4] M. G. Fey: Sollaufbereitung für die Eigennachführung der Interferometerantennen; Informe interno de DFVLR, N° 013-12/71.
- [5] S. Starker, N. Nau, P. Edenhofer y V. Stein: Fehleranalyse von Radiointerferometermessungen; presentada en la 4a Conferencia Anual DGLR en Baden-Baden, 11-13 octubre 1971 y en el Informe interno de DFVLR, N° 003-35/71.
- [6] H. Schild, S. Starker: Gerätetechnischer Fehler von Satellitenbahnmeßanlagen im VHF-Bereich; Informe interno de DFVLR, 24 junio 1969.
- [7] H. Nau: Der Parallaxeneinfluß bei Radiointerferometern; Presentada en el Comité Especialista de DGON 7/11, 16 octubre 1969 en Oberpfaffenhofen y en el artículo de "Ortung und Navigation", Quarterly Report DGON (1970) 3, págs. 27-58.
- [8] P. Edenhofer, D. Glesner y V. Stein: The Influence of Atmosphere on the Accuracy of a Satellite Tracking System; Presentada en "Symposium on the Future Application of Satellite Beacon Experiments", Max-Planck Institute, Lindau/Harz, junio 1970.
- [9] A. Leibold y K. Zimmermann: Über die Genauigkeit der differentiellen Bahnbestimmung aus Radiointerferometermessungen am Beispiel der Transferbahn von SYMPHONIE; artículo de la revista "Raumfahrtforschung", volumen 16, n° 3, mayo/junio 1972.
- [10] H. Nau y S. Starker: Zur Eichung eines Radiointerferometers mit schwenkbaren Antennen: Systemfehleranalyse und Genauigkeitsforderungen; Informe interno de DFVLR, 30 mayo 1969.
- [11] D. T. Hounam, F. Neugebauer y W. Poetzsch: Technische Realisierung der optischen Eichung der ZDBS-Interferometeranlage; Informe interno de DFVLR, N° 551-73/21.
- [12] J. L. Jankovich: Phase-locked Interferometer; Trabajo presentado al XVI Congress of the International Astronautical Federation en Atenas, septiembre 1965.
- [13] J. Marien, C. Moens, K. Roesems y G. Verfaillie: Z-DBS II Interferometer Receiving Equipment; Informe del estudio final, enero 1974; Informe interno de BTM.

M. Nollet nació en 1937. Después de obtener su grado de ingeniero electrónico se incorporó a BTM en 1962 en el Departamento de Sistemas Militares y Espaciales, trabajando en la ingeniería y desarrollo del equipo TT y C. Fue jefe de proyecto de desarrollo de distintos equipos receptores de seguimiento, comunicaciones, telemetría e interferometría para varios clientes.

G. Verfaillie nació en 1947. Después de obtener su grado de ingeniero civil se incorporó a BTM en 1971 en el Departamento de Sistemas Militares y Espaciales. Contribuyó al diseño del sistema, desarrollo, instalación y calibración del equipo receptor de interferómetro de VHF para Deutsche Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt.

Horst Goessl nació el 19 de julio de 1933 en Oppeln, ahora en Polonia. De 1957 a 1963 fue estudiante en la Universidad Técnica de Munich, estudiando física aplicada y obteniendo su diploma de ingeniero (dipl.-Ing). Desde 1962 estuvo empleado en la Junkers Aircraft Works en Munich y se incorporó a DFVLR en 1968. Ahora está empleado en DFVLR, Oberpfaffenhofen como director de proyecto del interferómetro, trabajando en el Institute of Aircraft Radio and Microwaves.

David Hounam nació el 22 de mayo 1944 en Darlington, Inglaterra y estudió en el Northern Polytechnic, Londres desde 1962 a 1966 obteniendo el grado BSc, en Physics and Technology of Electronics. Estudió dos años en la London University donde obtuvo el grado de M. Ph. En 1968 fue a Alemania para trabajar con la firma Rohde & Schwarz. Desde 1970 trabaja en el Institute for Aircraft Radio and Microwaves de DFVLR en el grupo del proyecto del interferómetro.

El radioheliógrafo del Real Observatorio de Bélgica

Los sistemas interferométricos son de amplio uso actualmente en Radioastronomía. El tipo llamado "cruz de Mill" es particularmente atractivo cuando se necesita generar haces estrechos. El presente artículo discute la aplicación de las técnicas de exploración en franjas por el haz, apropiadas para localización de radio-fuentes y para levantar mapas solares. Se presentan también algunos resultados experimentales.

R. J. WISLEZ

Bell Telephone Manufacturing Co., Amberes, Bélgica

R. GONZE

Real Observatorio de Bélgica

Introducción

Desde hace varias decenas de años el Real Observatorio de Bélgica (ROB) viene desarrollando su departamento de Física Solar y emprendiendo amplios estudios técnicos y prácticos sobre el sol. Entre los diversos instrumentos utilizados para la observación, merece la pena mencionar la Mesa Solar Ecuatorial, en activo desde 1953, que permite fotografiar el sol a velocidades hasta de una fotografía cada 30 segundos. El seguimiento de la fuente es totalmente automático y las fotografías se toman sólo cuando el sol está claramente visible y no se encuentra cubierto por las nubes.

Este trabajo de investigación ha llevado de forma natural al departamento de Física Solar, bajo el impulso del profesor R. Coutres, a interesarse mucho por el floreciente campo de la Radioastronomía. Dado que la correlación entre las observaciones hechas en los márgenes de longitudes de onda ópticas y de radio se revelaba muy prometedora, se decidió, al comienzo de la década de los años 50, construir en Bélgica un radioheliógrafo con la siguiente característica: capacidad para registrar, a una velocidad relativamente alta, la imagen radioeléctrica del sol con el fin de generar una secuencia fotográfica que podría compararse directamente con la secuencia de fotografías correspondiente obtenida con la Mesa Solar Ecuatorial.

Como frecuencia de trabajo de este radioheliógrafo se eligió 408 MHz, es decir dentro de la banda de 406 a 410 MHz asignada a radioastronomía.

Para lograr este objetivo funcional básico había que responder a ciertas condiciones:

- el poder de resolución del instrumento debía ser bastante alto. La décima parte del diámetro aparente del sol se consideró suficiente y fue aceptado como objetivo de especificación;
- el barrido del sol debía ser bidireccional y la radioimagen del sol tenía que presentarse, por ejemplo en un tubo de rayos catódicos (TRC).

Por las consideraciones anteriores se puso de manifiesto que debía seleccionarse una anchura de haz de unos 3 minutos de arco, lo que a 408 MHz, requería un diámetro de antena de 620 m. Para abordar el problema de construir esta enorme antena, el ROB decidió utilizar el bien conocido principio del interferómetro de la cruz de Mill, aunque la complejidad resultante del diagrama de radiación y las pérdidas de sensibilidad anejas fueran plenamente reconocidas como importantes factores limitativos.

Los efectos del primer inconveniente podían de hecho reducirse por medio de un buen diseño y de una gran estabilidad de los circuitos, siendo el segundo de menor importancia debido a la alta densidad de flujo generada por el sol a la frecuencia seleccionada.

Para definir el número de antenas elementales que forman parte de la antena múltiple, se tuvieron en cuenta los siguientes puntos:

- a) Se consideró una distancia de 2° (unas 4 veces el diámetro aparente del sol) entre los lóbulos principales del diagrama de radiación. Esto implicó un espaciamiento máximo de 20 m entre las antenas de una misma base, por tanto 32 antenas por base.
- b) Un análisis detallado del diagrama de radiación puso de manifiesto que era posible acortar a la mitad una de las dos bases con tal de que el cruce de ambas no se hiciera en el centro. Tomando una forma en T asimétrica para el interferómetro, se genera un tercer diagrama de interferencias que, en combinación con los dos diagramas ortogonales básicos, da lugar a un haz de barrido de sección transversal elíptica con una anchura a 3 dB de $4' \times 4'36''$.

Este punto fue de particular importancia por las dos razones siguientes: disponibilidad de un área adecuada en nuestro pequeño país y una reducción importante en el coste.

Se construyó así un interferómetro con las características siguientes:

- una base EO formada por 32 antenas, longitud total 620 m;
- una base NS formada por 16 antenas, longitud total 320 m;
- punto de cruce: la 23ª antena de la base EO comenzando por el oeste.

La figura 1 es una vista aérea del interferómetro.

La figura 2 muestra el diagrama de radiación en torno a uno de los haces principales (haz de barrido).

Otras características son:

- error de nivelación horizontal de la base EO menor que 10 mm,
- la perpendicular a la base NS está inclinada hacia el sur con un ángulo de $1^\circ 05'14,8''$,
- la orientación de las bases tiene una precisión mejor que $5''$ de arco.

Cada antena elemental tiene las siguientes características:

- diámetro del disco: 4 m,



Fig. 1 Vista aérea del interferómetro (Cortesía de la Force Aérienne Belge).

- montaje ecuatorial con preselección de la altura y control del ángulo horario;
- ganancia medida: 21 dB,
- seguimiento automático del sol; todas las antenas compuestas dependen de una antena maestra controlada desde la estación.

Los discos y soportes de las antenas han sido fabricados por el Établissement Gardier, Selessin. La electrificación la ha realizado EMAC, Bruselas y la estructura la ha llevado a cabo Mr. M. Beneit-Nassogne. El Instituto Geográfico Militar se ha ocupado de la alineación de los soportes de las antenas y de la medición de las separaciones entre ellas. El estudio, diseño, desarrollo, fabricación e instalación del sistema electrónico, basado en estudios originales del ROB, así como la alimentación de las antenas, han sido adjudicados a Bell Telephone Manufacturing Co., Amberes, como resultado de un concurso nacional.

Dado el alto precio de un equipo con tales condiciones, se ha hecho un gran esfuerzo para diversificar

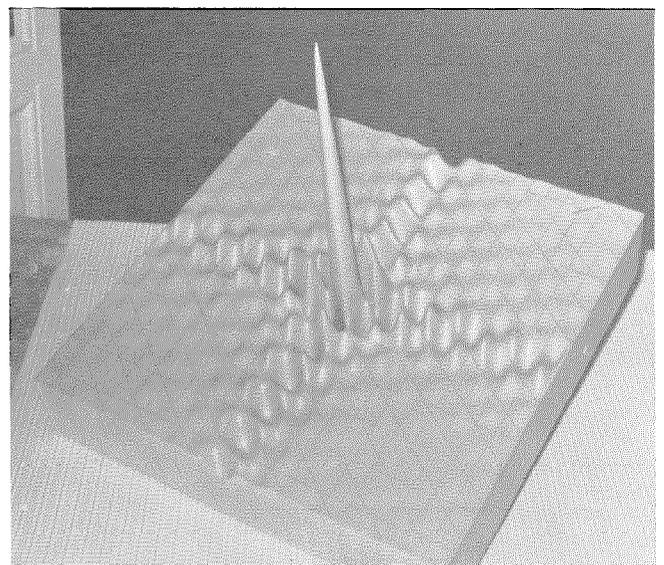


Fig. 2 Maqueta del diagrama de radiación en torno a uno de los haces principales (Calculado por G. Evrard y C. Gonze, construido por D. Lapaice, miembro del ROB).

sus modos de funcionamiento, que ha conducido a las siguientes posibilidades:

- Funcionamiento por barrido del sol. En este modo el sol es barrido según dos direcciones ortogonales como una imagen de TV. La imagen se presenta en un TCR y se registra con una cámara.
- Funcionamiento por deriva. Una vez fijado el modelo interferométrico, las fuentes pasan por él y la señal resultante se registra en un gráfico.
- Funcionamiento por síntesis de apertura. Se utilizan pares de antena que dan varias componentes de frecuencias espaciales. El análisis de las señales registradas permite la reconstrucción de la distribución de las fuentes.

En los párrafos siguientes se describirán los diversos subsistemas antes de examinar algunos resultados ya obtenidos con el radioheliógrafo.

El interferómetro de barrido

La posibilidad de analizar la fuente punto por punto es de hecho una de las principales características del radioheliógrafo de Humain.

Considerando el caso elemental de un interferómetro de 2 antenas, como el que aparece en la figura 3, es fácil ver que el modelo de interferencias se desplazará si se introduce antes de la adición un retardo adicional en uno de los brazos. Esto puede hacerse, por ejemplo, poniendo un cable de pequeña longitud en serie con una de las antenas.

De la misma forma, en el caso de un conjunto lineal de antenas, como el de la base EO de Humain por ejemplo, se debe añadir en cada cadena un retardo proporcional al número de orden de la antena, antes de la combinación de la red. Si este retardo es una función periódica del tiempo, todo el diagrama de recepción de la base EO girará a una velocidad correspondiente a la función periódica. Esta es la clave del interferómetro de barrido. Si se eligen dos funciones periódicas, una para cada conjunto, el haz de barrido se desplazará simultáneamente según dos direcciones ortogonales. La relación entre la frecuencia de las dos funciones periódicas definirá el número de líneas de barrido en cada cuadro.

Se han considerado y analizado con detalle varias soluciones posibles para generar las funciones periódicas

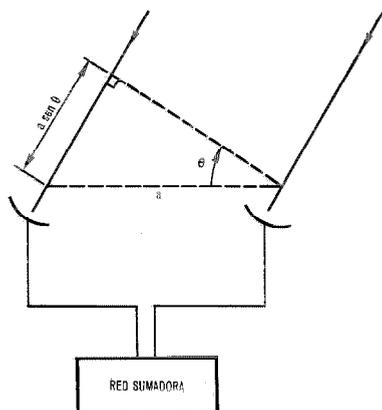


Fig. 3 Interferómetro de dos antenas. Principio.

cas en el caso particular del radioheliógrafo de Humain. Entre otras, podemos mencionar brevemente:

- a) utilización de un oscilador local (O. L.) modulado en frecuencia,
- b) utilización de un O. L. fijo y otro modulado en frecuencia,
- c) utilización de osciladores locales cuando las frecuencias estén correlacionadas y desplazadas por incrementos fijos,
- d) desplazadores de fase mecánicos.

Los inconvenientes de las dos primeras posibilidades y también de sus numerosas alternativas, son las grandes anchuras de banda de RF requeridas y la gran complejidad de los circuitos. El problema de la solución d) consiste en la fiabilidad de los contactos.

Se ha elegido la tercera solución por las siguientes razones:

- ningún requerimiento especial sobre la anchura de banda,
- libertad en la elección de las frecuencias de barrido,
- ningún problema de linealidad.

En este caso, las frecuencias de los O. L. de los distintos canales de la base EO, $C_1, C_2 \dots C_{32}$, están desplazadas $0, f_1, 2f_1, 3f_1, \dots 31f_1$, y para los canales de la base NS, las frecuencias de los O. L. están desplazadas $f_2, 2f_2, 3f_2, 16f_2$. f_1 y f_2 son las frecuencias de las señales periódicas y también las frecuencias de barrido.

Para definir estas frecuencias de barrido, se han considerado los siguientes puntos:

- para una anchura del haz de barrido de unos 3' de arco, una separación de 2° entre dos de estos haces y un solapamiento del 50 %, se ha considerado una imagen de 80 líneas;
- la anchura de banda de predetección es 600 kHz; esta anchura de banda se ha determinado teniendo en cuenta la degradación máxima aceptable de la señal debida a la anchura del haz, para un ángulo de unos 45° ; (ver párrafo "El filtro de predetección").

De esto se infiere que la frecuencia de cuadro debe ser menor que 132 Hz y la frecuencia de línea debe ser menor que 10.560 Hz. Los valores elegidos son:

- frecuencia de cuadro: 125 Hz
- frecuencia de línea: 10 kHz.

Características principales del sistema de recepción

La filosofía del sistema de recepción se ha definido teniendo en cuenta los diversos modos de funcionamiento descritos anteriormente. Los puntos fundamentales son los siguientes (Fig. 4):

- se decidió llevar las 48 señales, procedentes de las 48 antenas, a la estación, para conseguir plena accesibilidad de las salidas en el tercer modo de funcionamiento y con completa flexibilidad en el proceso de estas señales;
- para garantizar un factor de ruido aceptable del sistema y para reducir los requerimientos de los cables, se montó sobre cada uno de los pedestales,

- detrás de los discos, un receptor previo que incluye un filtro preselector, un amplificador de bajo ruido, un mezclador y un amplificador de FI de 35 MHz;
- el primer O. L. está unido a los diversos mezcladores por un cable omnibus de 41,5 mm, enterrado a 1 m de profundidad para garantizar la estabilidad térmica. Esta solución se ha sopesado cuidadosamente frente a otras posibilidades, teniendo en cuenta el coste, el efecto de errores, la complejidad, etc.;
 - se ha aprovechado plenamente la disponibilidad en la estación central de todas las señales a la misma frecuencia de 35 MHz: ha sido posible diseñar el sistema de tal forma que los dos modos de funcionamiento fundamentales, el modo de deriva y el modo de barrido pueden trabajar simultáneamente. Con este fin, cada una de las 48 señales está dividida en dos partes:
 - la primera parte se utiliza para generar el modo de deriva;
 - la segunda parte se traslada hacia frecuencias inferiores utilizando los O. L. cuyas frecuencias están elegidas para generar el modo de barrido como se explicó anteriormente. La segunda FI es aproximadamente 25 MHz.
 - El modo de deriva se obtiene añadiendo separadamente las 32 señales de la base EO y las 16 señales de la base NS. Para ello se dispone de cuatro detectores cuadráticos que dan:

- a) la señal de la base EO,
- b) la señal de la base NS,
- c) la señal suma de las dos bases,
- d) la señal producto de las dos bases.

Las salidas de estos cuatro detectores cuadráticos se registran con cuatro registradores gráficos.

- el modo de barrido se obtiene de forma equivalente. Aquí de nuevo se dispone de cuatro detectores pero se utiliza únicamente el detector de multiplicación para proporcionar la imagen requerida. Esta imagen se presenta sobre un TRC y se registra mediante una cámara montada sobre él;
- finalmente se dispone de un bastidor con equipos de prueba para alinear y comprobar el sistema. El procedimiento de alineación se explicará brevemente en el capítulo "Alineación del sistema".

En los párrafos siguientes, se describirán brevemente las diversas partes del sistema de recepción. La figura 5 muestra el equipo de recepción.

La antena dipolo

La alimentación de la parábola comprende un dipolo y un reflector. Estos elementos están soportados por un cable coaxial rígido fijado al vértice de la parábola. El aislamiento del dipolo se obtiene mediante dos ranuras longitudinales de $\lambda/4$. Estas ranuras se extienden al reflector para proporcionar un soporte mecánico para este elemento. El dipolo se excita internamente.

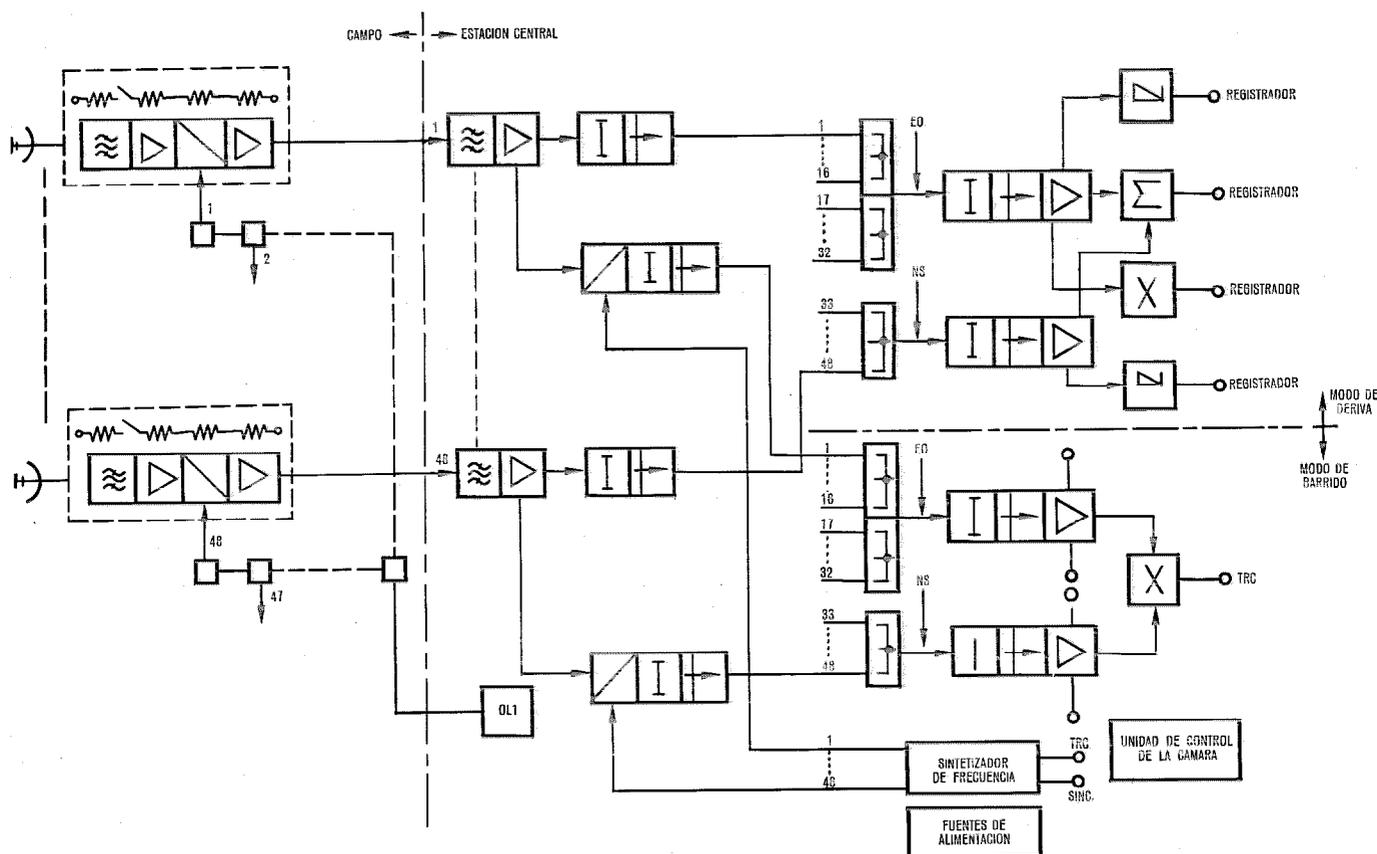


Fig. 4 Diagrama de bloques simplificado del sistema receptor.

Radioheliógrafo belga

La ventaja de esta configuración es una buena simetría del diagrama de radiación. Por otra parte, el sistema debe estar protegido contra la lluvia y la humedad. Esta protección se ha conseguido llenando el cable coaxial rígido con poliuretano expandido que mantiene, a nivel de las ranuras, una capa delgada de ecoesferas recubiertas de epoxi.

El cable coaxial rígido está terminado por un adaptador que proporciona una fácil conexión con un cable RG214/U, el cual lleva la señal a la entrada del receptor previo.

En el diseño del soporte del cable coaxial se han provisto medios para ajustar la posición del centro de fase de la alimentación con respecto al foco de la parábola.

La ganancia medida de la alimentación es de 4,65 dB en promedio y la de la antena parabólica está entre 20 y 22 dB (según las condiciones de medida) y está muy próximo al valor previsto de 21 dB.

El receptor previo

General

Como se ha mencionado en "Características principales del sistema de recepción", el receptor previo comprende:

- un filtro preselector,
- un amplificador de RF,
- un mezclador y un amplificador de FI.

En esta unidad también se incluyen circuitos de alarma que se examinarán con más detalle en "El sistema de alarma".

Estos distintos elementos están montados dentro de envoltentes estancos fijados inmediatamente detrás del disco de la parábola con el fin de reducir las pérdidas del alimentador de la antena. La temperatura del recipiente está controlada, obteniéndose una temperatura interior de $40^{\circ}\text{C} \pm 3^{\circ}$ para temperatura exterior de -30°C a $+35^{\circ}\text{C}$. Este control se obtiene mediante un conmutador accionado por temperatura y conectado en serie con los calentadores. Esta estabilización es necesaria para asegurar la estabilidad de amplitud y fase requerida por el interferómetro.

Por otra parte, para reducir el efecto de correlación debido al voltaje de corriente continua, cada grupo de 16 antenas se alimenta por un estabilizador serie aislado e independiente; el voltaje de cada recipiente está separadamente regulado por diodos zener compensados en temperatura.

Por la misma razón de estabilidad, todos los cables de FI que van a la estación central están enterrados en el suelo a un metro de profundidad.

El preselector

El empleo de un filtro de preselección efectivo fue obligado, dada la presencia de fuertes señales de interferencia en los alrededores de la estación.

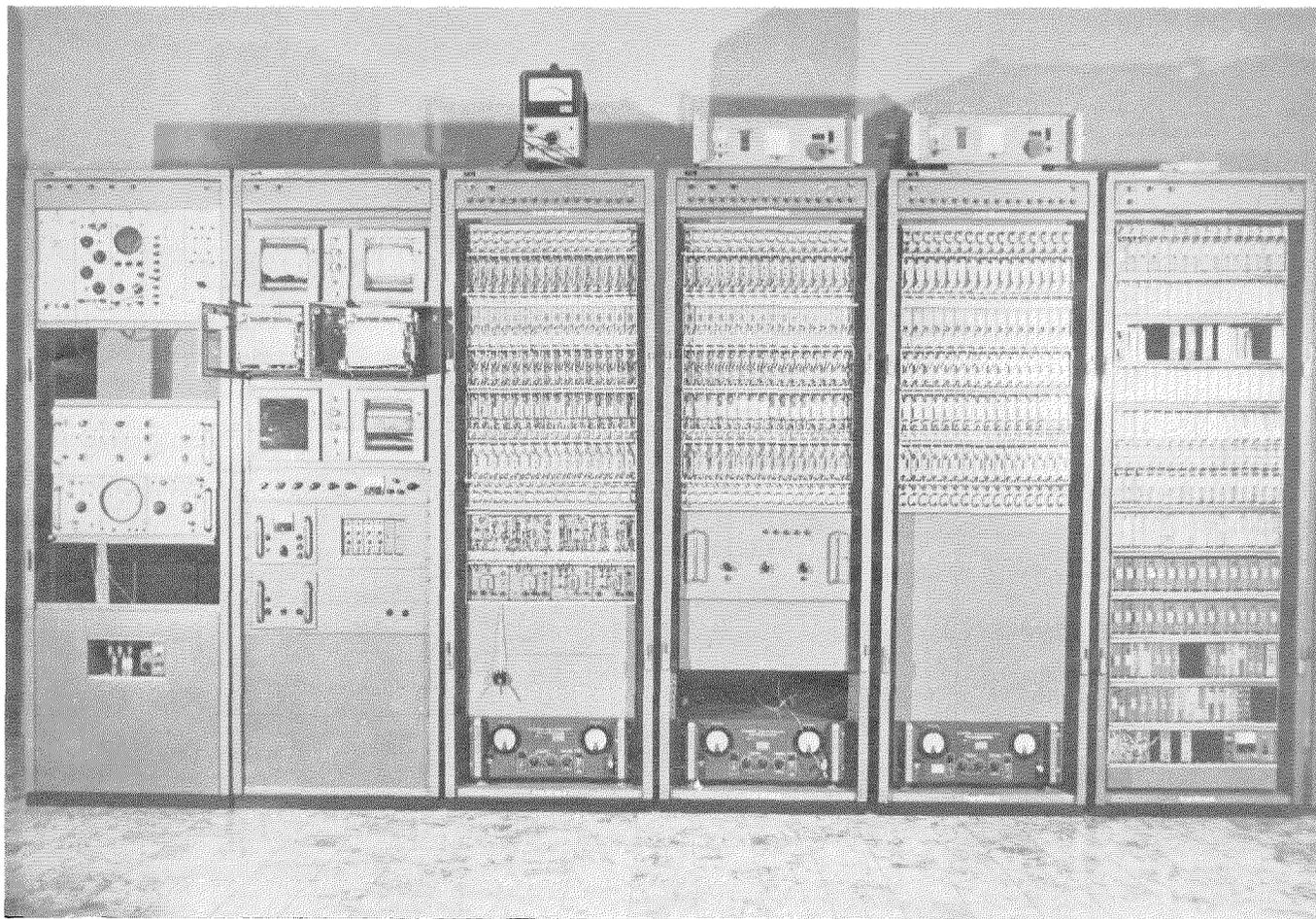


Fig. 5 Equipo de recepción.

Las características de este filtro son de hecho un compromiso entre el rechazo de estas señales indeseadas, las pérdidas, las dimensiones y el ancho de banda requerido. Las principales propiedades son:

- número de cavidades: 2
- ancho de banda a 3 dB: 1,5 MHz
- tipo: respuesta maximamente plana
- pérdidas: 0,8 dB.

El amplificador de RF

Este es un amplificador de estado sólido que contiene dos transistores. El factor de ruido es menor que 5 dB y se ha elegido una ganancia total de 25 dB principalmente con el fin de evitar el ruido del mezclador.

El ancho de banda global es de 8 MHz y los circuitos están estabilizados por medio de resistencias y condensadores de coeficiente de temperatura negativo.

El mezclador y el amplificador de FI

El mezclador comprende dos diodos. La señal del O. L. se toma del cable omnibus que viene de la estación, a través de sondas ajustables acopladas capacitivamente que aseguran un aislamiento mínimo de 40 dB entre canales adyacentes. A la entrada de O. L. del mezclador se ha diseñado una red de adaptación para obtener un rechazo adicional de la señal de FI.

El amplificador de FI consta de cuatro etapas transistorizadas que dan una ganancia total de 60 dB. El ancho de banda global es 6 MHz.

Los receptores principales

General

Los receptores principales están situados en la estación central y constan de:

- los filtros de predetección,
- las cajas de distribución,
- los circuitos del modo de deriva,
- los circuitos del modo de barrido.

El filtro de predetección

La finalidad de este filtro, es por supuesto, delimitar el ancho de banda de recepción. Desde el único punto de vista de la sensibilidad, sería más adecuado usar una banda tan ancha como fuera posible ya que la señal de entrada es ruido únicamente. Sin embargo, es evidente que desde el momento que la señal de salida del interferómetro se obtiene por una relación de fase entre las diversas señales recibidas por las diferentes antenas, la señal de salida estará fuertemente influenciada por el ancho de banda si el haz de barrido empleado no es perpendicular a la base. Este es el caso cuando el período de observación es, por ejemplo, de 5 a 6 horas como está previsto para el radioheliógrafo.

Este hecho puede ser aclarado considerando la siguiente expresión, que da la posición de un máximo del diagrama de interferencia.

$$\text{sen } \Theta_M = k_M \frac{\lambda}{a}$$

donde

- Θ_M es el ángulo del máximo, con respecto a la normal a la base,
- k_M es un entero,
- λ es la longitud de onda de la señal recibida,
- a es la distancia entre dos antenas del interferómetro.

Para $k_M \neq 0$, está claro que Θ_M es una función de λ . Esto significa que aparecerá un ensanchamiento del haz que es función de la anchura de banda de recepción.

Tomando $k_M = 20$ ($\Theta_M = 47^\circ$) y un ensanchamiento aceptable del 100 %, la anchura de banda calculada es 600 kHz.

A partir de esto, los parámetros principales de los filtros de predetección son:

- frecuencia central: 35 MHz,
- ancho de banda a 3 dB: 600 kHz \pm 1 %,
- tipo: pérdidas mínimas,
- pérdidas: 5,6 dB,
- número de cavidades: 4.

La precisión impuesta a los filtros permite obtener una buena correlación para todas las frecuencias de la banda.

Los amplificadores de distribución

Los amplificadores de distribución tienen 2 salidas aisladas. Las características generales son las siguientes:

- ganancia por canal: 31 dB,
- nivel de saturación: + 2 dBm,
- aislamiento entre canales: > 40 dB.

Los circuitos del modo de deriva

La señal de deriva procedente de las cajas de distribución pasa a través de una línea de retardo ajustable seguida de un atenuador ajustable, antes de atacar la red de adición. La línea de retardo es convencional y permite un desplazamiento de fase de más de 360°. El atenuador está constituido por dos bobinas, una de las cuales gira dentro de la otra (variómetro). Se ha elegido esta configuración para reducir el desplazamiento de fase con el fin de simplificar el ajuste independiente de la amplitud y de la fase de las señales.

Se suman las señales por grupos de 16. La red de adición está hecha con una cascada de redes resistivas triangulares conectadas por líneas en circuito impreso. La ventaja de este sistema es la buena estabilidad de los circuitos y también el hecho de que el nivel de salida es igual al nivel de la señal en cada entrada.

Las dos salidas correspondientes a las 32 señales EO se suman entonces en otro circuito triangular antes de aplicarse a la línea de retardo ajustable y al atenuador ajustable. La señal se divide entonces en tres partes:

- la primera ataca a un detector cuadrático,
- la segunda ataca una red de adición seguida de un detector cuadrático (A),
- la tercera señal ataca a un multiplicador (M).

La señal obtenida por adición de 16 señales procedentes de la base NS pasa exactamente a través de idénticos circuitos y también se divide en tres partes:

- la primera se detecta también cuadráticamente,
- la segunda ataca la segunda entrada de (A),
- la tercera ataca la segunda entrada de (M).

Las cuatro salidas se registran a continuación en registros gráficos convencionales.

Merece la pena mencionar aquí la expresión obtenida para la suma y el producto de los dos fasores Φ_{EO} y Φ_{NS} correspondientes a las bases EO y NS respectivamente. La suma de los dos fasores Φ_{EO} y Φ_{NS} es:

$$S_d = (\Phi_{EO} + \Phi_{NS}) \cdot (\Phi_{EO} + \Phi_{NS})^*$$

El resultado, para el radioheliógrafo de Humain es:

$$S_d = \left(\frac{\text{sen } 32 v}{\text{sen } v} \right)^2 + \left(\frac{\text{sen } 16 u}{\text{sen } u} \right)^2 + 2 \cos(13 v + 17 u) \frac{\text{sen } 32 v}{\text{sen } v} \cdot \frac{\text{sen } 16 u}{\text{sen } u}$$

donde:

$$v = u = \frac{\pi}{\lambda} a \text{ sen } \Theta \quad (v \text{ es para EO, } u \text{ es para NS})$$

- λ es la longitud de onda de la señal recibida,
- a es la separación de dos antenas adyacentes,
- Θ es el ángulo entre la dirección de la señal de entrada y la normal a la base considerada.

El factor $(13 v + 17 u)$ en el tercer término del miembro de la derecha, procede de la elección de la 23ª antena de la base EO como punto de cruce de las dos bases y como referencia para las fases.

El producto de dos fasores está dado por:

$$P_d = \Phi_{EO} \cdot \Phi_{NS}^* + \Phi_{EO}^* \cdot \Phi_{NS}$$

esto es:

$$P_d = 2 \cos(13 v + 17 u) \frac{\text{sen } 32 v}{\text{sen } v} \cdot \frac{\text{sen } 16 u}{\text{sen } u}$$

La única diferencia con S_d es que los primeros términos desaparecen. Prácticamente, el producto de los señales A y B se obtiene produciendo $(A + B)$ y $(A - B)$. Después de una detección cuadrática se comparan estas señales, lo que da:

$$(A + B)^2 - (A - B)^2 = 4 AB.$$

A partir de esto se pueden calcular algunas características importantes de la red:

- el factor de la red está dado por:

$$g = 4 \times \sqrt{32} \times 16 \approx 90$$

- la ganancia del sistema es:

$$G_M = g \cdot G_1$$

donde G_1 es la ganancia de una antena, esto es, $G_1 = 126$ (21 dB),

de donde $G_M = 1.134 \times 10^4$ que corresponde a una apertura de

$$A_M = G_M \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

o sea

$$A_M = 515 \text{ m}^2$$

- la sensibilidad tangencial del sistema es $-153,5$ dBm empleando una integración de 10 segundos después de la detección.

Los circuitos del modo de barrido

La señal de barrido procedente de la caja de distribución es convertida a 25 MHz por mezcla de la frecuencia de O. L. con la de otro oscilador local. Como se ha explicado en "El interferómetro de barrido", las frecuencias de estos O. L. son de la forma

— base EO:

$$F_R + (m - 23) f_1 \text{ para } 1 \leq m \leq 32$$

— base NS:

$$F_R + n f_2 \text{ para } 1 \leq n \leq 16$$

donde

- F_R es la frecuencia de O. L. para la 23ª antena, tomada como referencia $F_R = 10$ MHz
- f_1 es la frecuencia de barrido EO $f_1 = 10$ kHz
- f_2 es la frecuencia de barrido NS $f_2 = 125$ Hz
- m es el número de la antena considerada, siendo $m = 1$ para la antena del extremo oeste de la base EO
- n es el número de la antena considerada, siendo $n = 1$ para la antena del extremo sur de la base NS.

Aparte de esta conversión de frecuencias, las señales pasan a través del mismo tipo exactamente de circuitos que en el modo de deriva. Sin embargo, al ser las señales de salida de los detectores cuadráticos, de CA en lugar de CC, como eran en el caso del modo de deriva, los circuitos de amplificación son mucho más sencillos.

Otra diferencia es que en este caso la única señal útil es el producto de los dos fasores. La expresión, más complicada que antes, es la siguiente:

$$P_s = 2 \cos \left(13 v + 17 u + 13 \omega_1 \frac{t}{2} + 17 \omega_2 \frac{t}{2} \right) \cdot \frac{\text{sen } 32 \left(v + \omega_1 \frac{t}{2} \right)}{\text{sen} \left(v + \omega_1 \frac{t}{2} \right)} \cdot \frac{\text{sen } 16 \left(u + \omega_2 \frac{t}{2} \right)}{\text{sen} \left(u + \omega_2 \frac{t}{2} \right)}$$

donde

$$\omega_1 = 2 \pi f_1$$

$$\omega_2 = 2 \pi f_2$$

los demás símbolos tienen el mismo significado que antes.

Como se mencionó anteriormente, la señal de salida del multiplicador ataca, después de amplificada, al cátodo de un TRC.

El sintetizador de frecuencia

El sintetizador de frecuencia tiene que suministrar las diversas señales de O. L. para los segundos mezcladores. Las relaciones entre estas frecuencias se dan en el párrafo "Los circuitos del modo de barrido".

Las 32 frecuencias O. L. para las señales EO se generan modulando una señal de 10,070 MHz con un tren de impulsos de 10 kHz. La señal modulada se distribuye entonces a 32 filtros de cristal centrados a las frecuencias necesarias. El nivel deseado se obtiene a continuación mediante amplificación.

La generación de las 16 frecuencias O. L. para las señales NS es más complicada debido a la pequeña se-

paración entre las diversas frecuencias, lo que no permite el filtrado directo de las señales con la necesaria estabilidad. El proceso de generación empleado en este caso es el siguiente:

- los 125 Hz se obtienen por división de la señal de 10 kHz para asegurar la necesaria coherencia;
- en un primer paso, se generan entonces los armónicos de 125 Hz;
- se seleccionan los armónicos en el margen de 10 a 12 kHz por medio de filtros de cristal; esta selección se facilita generando por separado los armónicos pares e impares; entonces se desplazan estas señales a aproximadamente 10 MHz;
- se emplea un banco de filtros de cristal, como para las señales EO, con el fin de aislar las frecuencias deseadas;
- los mismos amplificadores anteriores amplifican las señales al nivel deseado.

El sintetizador de frecuencia genera también señales de sincronismo a 10 kHz y 125 Hz para el TRC.

Visualización y registro de la imagen radioeléctrica del sol

Para mejorar la relación S/R de la imagen registrada, puede tener lugar un proceso de integración por superposición de imagen sobre la película de la cámara. Este efecto se obtiene seleccionando cuidadosamente el nivel de entrada del TRC, el tiempo de integración (tiempo de exposición) y el tipo de película a usar.

En realidad, debido a la alta sensibilidad del sistema total y a la posibilidad de captar otras fuentes distintas del sol, se ha realizado un gran esfuerzo para construir un sistema de registro tan flexible como sea posible. Por esta razón se han introducido las siguientes posibilidades:

- secuencias : 1 - 10 - 30 segundos
1 - 10 - 30 minutos
1 - 2 horas
- tiempo de integración : 1 - 2 - 4 - 10 - 20 - 30 - 40 segundos
1 - 2 - 4 - 10 - 20 - 30 - 40 -
- 60 minutos

Un sistema de aviso interno indica si el tiempo de integración escogido es compatible con la secuencia seleccionada;

- máximo número de fotografías en un rollo de película: 400.

Cuando el tiempo de exposición es mayor que algunos segundos, puede ocurrir una distorsión de la imagen debido al desplazamiento de la fuente con respecto al haz de barrido. Esto origina un ensanchamiento de la imagen registrada de la fuente. Para evitar este efecto deteriorante, se ha realizado un circuito especial que retrasa los impulsos de sincronismo del TCR a una velocidad proporcional al desplazamiento de la fuente en el cielo. De esta manera, las imágenes aparecen siempre en el mismo lugar del TCR, resultando una menor distorsión y una mejor integración.

El sistema de alarma

En un sistema de esta complejidad es obligado detectar y localizar tan pronto como sea posible los diversos fallos que podrían estropear las medidas. Así pues, se ha diseñado y realizado un sistema de alerta más bien complejo. Ello permite la fácil detección de las siguientes condiciones de fallo (para cada canal):

- temperatura interna del receptor previo fuera de un margen predeterminado (alta y baja),
- fallo de la fuente de alimentación del receptor previo (2 sensores en serie),
- ausencia de señal de salida de FI (salidas de deriva y de barrido).

Las salidas de estos 5 sensores están conectadas a un muestreador mecánico automático. Las 48 cadenas se comprueban en serie, empleándose 20 minutos en un ciclo completo.

Se usan varios tipos de indicadores:

- cada cadena tiene un indicador visual individual;
- cada tipo de fallo (temperatura, fuente de alimentación, salidas de FI) tiene su propio indicador visual;
- se proveen otros indicadores visuales independientes del sistema de comprobación automático, para indicar el estado de puntos críticos particulares, tales como:
 - reguladores-serie
 - estabilización de temperatura de los detectores cuadráticos
 - estabilización de los bucles de control de fase de los O. L.

De este modo resulta fácil localizar una avería. Para el caso de más de una avería al mismo tiempo, se ha realizado un sistema rápido de búsqueda empleando un oscilador interno. Las 48 cadenas se muestrean en alrededor de 60 segundos. El muestreador se detiene automáticamente sobre la cadena averiada para facilitar la identificación.

Además, la construcción modular de todo el equipo electrónico hace muy fácil la sustitución del módulo averiado.

Alineación del sistema

Uno de los problemas principales cuando se usa un interferómetro es la alineación en amplitud y fase de las diversas cadenas. La solución que se ha seleccionado para Humain es el empleo de un transmisor situado tan lejos de la estación como se pueda. Debido a la longitud de las bases, una distancia de alrededor de 30 km debería ser óptima considerando el nivel de precisión exigido. Sin embargo, debido a la configuración del suelo y a la proximidad de colinas, solamente se ha podido encontrar disponible una distancia de 13 km aproximadamente, o sea, dentro de la región de Fresnel. Para resolver el problema, el Instituto Geográfico Militar, usando un método óptico, ha llevado a cabo medidas exactas de las distancias que separan la antena transmisora y algunos puntos de re-

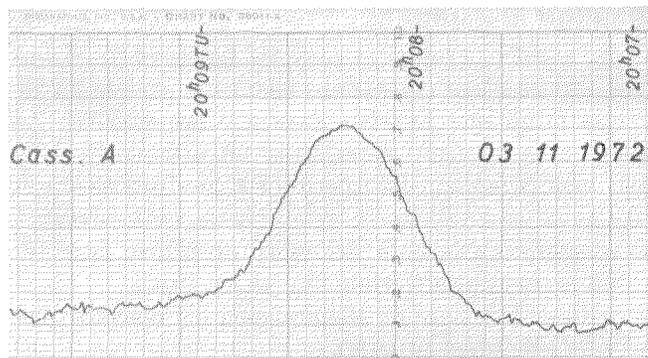


Fig. 6 La radiofuente Casiopea-A observada con la base este-oeste (modo de deriva).

ferencia del interferómetro. La precisión de las medidas es de ± 42 mm.

La elevación del transmisor, así como su azimut han sido definidos en $1^{\circ}01'$ y $131^{\circ}42'14'' \pm 1''3$ (Norte) respectivamente.

A partir de todas estas medidas, se han calculado los siguientes tipos de error:

- ángulo de fase entre las diversas antenas y la antena número 23 (tomada como referencia);
- diferencia de atenuación especial entre las diversas antenas y la 23ª antena.

Se ha elaborado un procedimiento de alineación usando el transmisor y tomando en cuenta los diversos errores calculados. Este procedimiento ha demostrado ser muy conveniente y preciso.

Resultados experimentales

A continuación se presentan algunos resultados experimentales. Las figuras 6 y 7 muestran el paso por el meridiano de dos radiofuentes observado con la base este-oeste del interferómetro trabajando en modo de deriva.

La primera fuente, que es la más brillante de la galaxia, fue descubierta en 1947, en la constelación de Casiopea, y designada Casiopea A. Se identifica por una débil nebulosa, en rápida expansión, que parece ser el resto de una supernova. La dimensión angular este-oeste de Casiopea A es $3'$. La segunda fuente es Cisne A, una de las fuentes extragalácticas más inten-

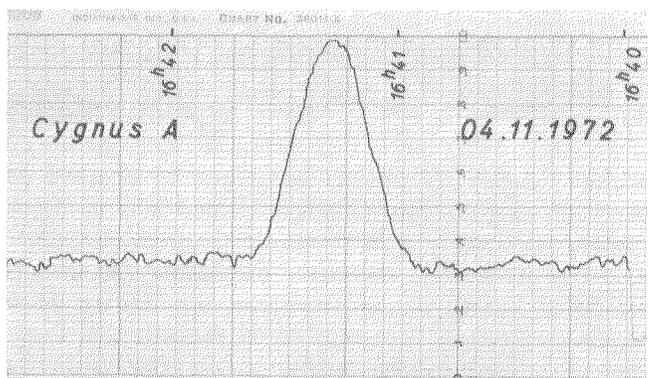


Fig. 7 La radiofuente Cisne A observada con la base este-oeste (modo de deriva).

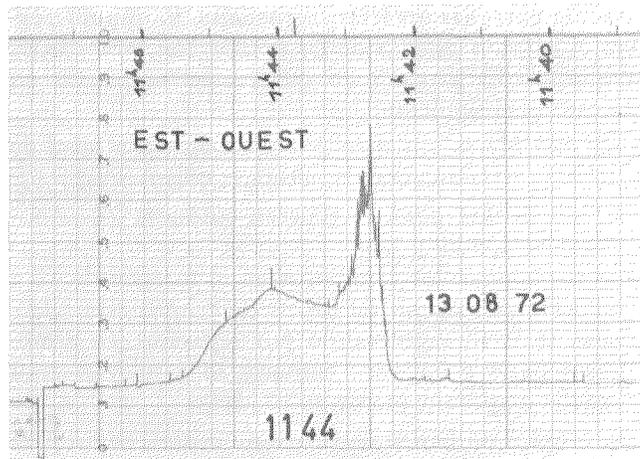


Fig. 8 El sol observado con la base este-oeste (modo de deriva).

sas. La dimensión angular este-oeste de esta fuente doble es aproximadamente $1'$. El correspondiente objeto óptico es una rara galaxia doble, sólo débilmente visible debido a un gran alejamiento. La constante de tiempo de detección del receptor empleada para estas observaciones fue de 10 segundos. Tales medidas se han hecho para probar la sensibilidad del instrumento y para determinar la posición de la franja central de la base este-oeste del interferómetro. La figura 8 muestra el paso del sol a través del lóbulo central de la base este-oeste, a las 11 h 45 m del día 13 de agosto de 1972. Una región activa brillante resulta visible cerca del borde oeste del sol. Observaciones ópticas hechas en Uccle indican que un grupo de manchas solares (tipo A) ha alcanzado el borde del sol. Una prominencia ruptiva presente sobre las manchas solares es la responsable de la actividad radioeléctrica. La correspondiente radiofuente, vista por el interferómetro, se muestra en la figura 9, una fotografía bidimensional del sol.

Se ha calculado el valor de la mínima variación de flujo detectable para varios grupos de antenas. Los resultados se pueden resumir como sigue:

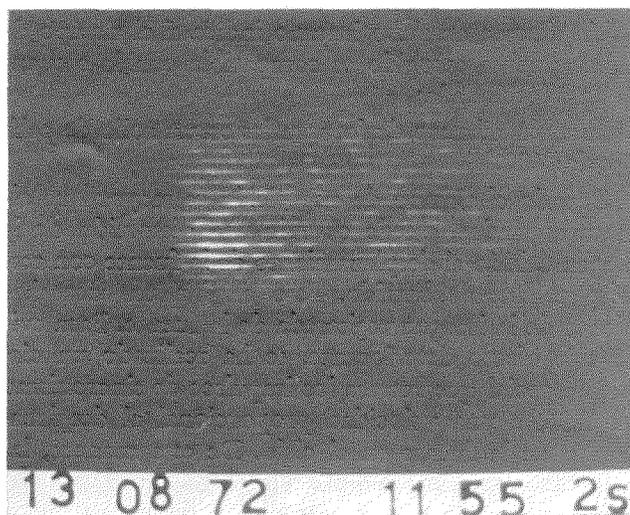


Fig. 9 Fotografía bidimensional del sol (modo de barrido).

- Base este-oeste en modo de deriva
 - $1,3 \times 10^{-24} \text{ W. m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}$ (sol en calma)
 - 6×10^{-26} (fuentes)
- Base norte-sur en modo de deriva
 - $2,6 \times 10^{-24} \text{ W. m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}$ (sol en calma)
 - 18×10^{-26} (fuentes)
- Base este-oeste \times base norte-sur en modo de deriva
 - $9,2 \times 10^{-25} \text{ W. m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}$ (sol en calma)
 - $5,3 \times 10^{-26}$ (fuentes)
- Base este-oeste en modo de barrido
 - $3,8 \times 10^{-24} \text{ W. m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}$ (sol en calma)
 - 60×10^{-26} (fuentes)
- Base norte-sur en modo de barrido
 - $5,7 \times 10^{-24} \text{ W. m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}$ (sol en calma)
 - 100×10^{-26} (fuentes)
- Base este-oeste \times base norte-sur en modo de barrido
 - $11 \times 10^{-24} \text{ W. m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}$ (sol en calma)
 - 210×10^{-26} (fuentes)

Agradecimiento

Los autores desean expresar su agradecimiento a M. G. Eurard del Observatoire Royal de Belgique, que

trabajó en el cálculo del modelo de la figura 2, y a M. D. Lapaige, también del Observatoire Royal de Belgique, que construyó el modelo.

R. J. Wislez se diplomó en la Escuela Nacional de Ingenieros de Grenoble (Francia). Empezó a trabajar en Bell Telephone Manufacturing Co. en 1959 y estuvo implicado en el diseño y producción de equipos de televisión de norma múltiple. Fue asignado al Departamento Militar y Espacial, en 1962, en calidad de responsable del diseño y desarrollo de un radioheliógrafo. Después ha sido director de proyecto para la cadena de FI del tranceptor y banda ancha de CETS-ELDO F9 y para el faro de teledida en banda C. Más recientemente, ha sido director de proyecto en BTM para varios estudios, tales como el remolcador espacial ("Space Tug Phase A"), el "Static Module" y el "METEOSAT transponder PDP". Ahora es director de proyecto para el programa OTS.

Roger Gonze nació en Woluwe-Saint-Pierre, Bélgica, en 1929. Es ingeniero mecánico y eléctrico e ingeniero de radio por la Universidad de Bruselas. En 1957 ingresó en el Real Observatorio de Bélgica, Departamento de Radioastronomía y Física Solar. Está encargado de la estación radioastronómica de Humain. Ha participado en el diseño del radiotelescopio de 48 elementos de Humain. Está interesado en los aspectos experimentales de las observaciones radioastronómicas y en el estudio de los resultados de las observaciones.

Segmento terreno para el proyecto SATCOM Phase II*

El segmento terreno del sistema SATCOM Phase II, con sus 12 estaciones terrenas, forma parte del primer sistema de comunicaciones operacional por satélites de la NATO. Se han llevado a cabo pruebas extensivas, que muestran que el sistema cumple con las especificaciones exigidas. Una característica importante del sistema es su compatibilidad con un futuro sistema ampliado.

H. SEITHER

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania Federal

Introducción

El objetivo fundamental de este proyecto⁺ fue establecer un sistema de comunicaciones eficiente y fiable en 12 países de la NATO, haciendo uso de todas las ventajas que ofrece el acceso múltiple en un satélite geoestacionario y permitiendo la transmisión de telefonía, telegrafía en frecuencia vocal y datos, tanto en comunicaciones punto a punto como en múltiples.

Parámetros del sistema

Sistema de comunicaciones completo

La planificación del sistema completo previó uniformidad en los terminales terrenos en lo que se refiere a su equipo de RF y banda ancha (llamado terminal de enlace). Por otra parte, los diferentes requisitos de canales de tráfico exigieron, en la primera etapa operacional, una agrupación, como se muestra en la figura 1 en:

- 7 terminales de gran capacidad (L1 — L7) y
 - 5 terminales de capacidad media (M2 — M6)
- con los parámetros principales tabulados en la tabla 1.

El funcionamiento continuo del sistema completo, está bajo la supervisión de los Centros de Control. La degradación de la calidad de transmisión producida, por ejemplo, por influencias externas, puede necesitar la selección de otro modo de funcionamiento con capacidad de canales reducida (Tabla 2).

⁺ El proyecto se llevó a cabo durante el periodo de 1969 a 1973 con SEL como primer contratista. Se recibieron contribuciones de otras compañías, situadas en 13 países de la NATO, incluyendo varias compañías de ITT.

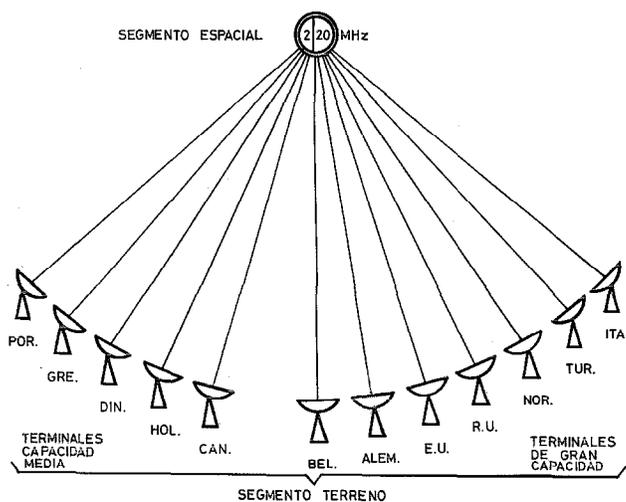


Fig. 1 Configuración del sistema SATCOM Phase II.

Tabla 1 — Parámetros básicos del sistema en su primera fase operacional.

	Terminal de gran capacidad (TGC)	Terminal de capacidad media (TCM)
Acceso al satélite	FDMA	FDMA
Ancho de banda de funcionamiento	20 MHz	2 MHz
Nº de portadoras de transmisión	1	1
Destino de las portadoras de transmisión	Múltiple	Múltiple
Nº de portadoras demoduladas y recibidas (limitadas por equipos MUX)	7 procedentes de TGC (la propia portadora para supervisión) hasta 5 de TCM	hasta 5 (la propia portadora para supervisión)
Nº de canales de voz FDM	hasta 24	hasta 3
Nº de canales de telegrafía FDM	hasta 48, por los canales de voz FDM 2 y 4	hasta 24, por el canal de voz FDM 2

Tabla 2 — Diferentes modos de funcionamiento.

Modos disponibles	Nº de canales de voz FDM
1	24
2	18
3	12
4	6
5	3
6	2
7	1

Segmento espacial (del NATO fase II)*

El satélite se sitúa en órbita geoestacionaria. Los aspectos económicos de las maniobras de reposición exigieron un margen de tolerancia en la desviación de 3 grados en longitud y 5 grados en latitud.

Las estaciones, sin embargo, pueden trabajar con cualquier satélite que esté dentro de su campo visual.

El primer tipo de satélite de la NATO funciona como un repetidor de microondas de acuerdo con la figura 2, con una potencia radiada efectiva, a 8 GHz, de + 50,5 dBm para un ancho de banda de 20 MHz y + 42,0 dBm para un ancho de banda de 2 MHz.

* El segmento espacial fue asignado a SEL bajo contrato separado.

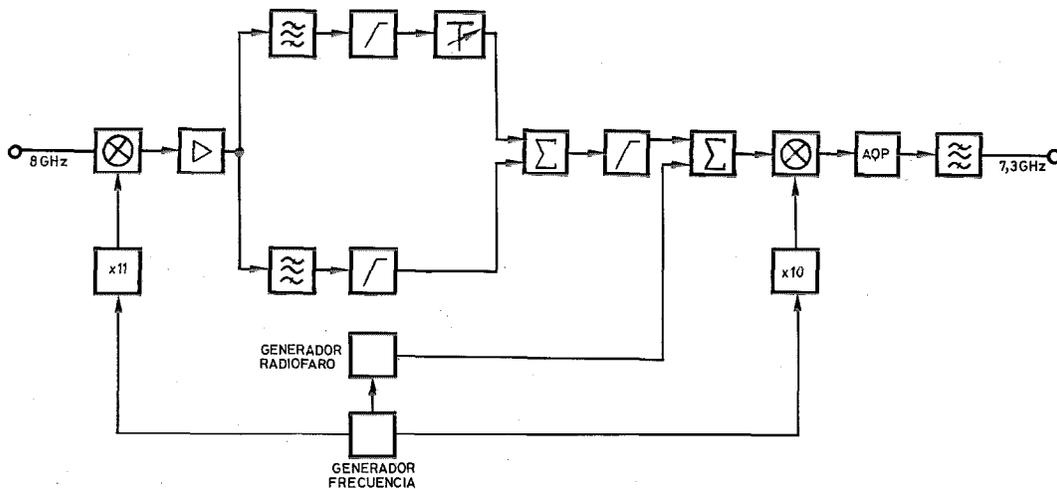


Fig. 2 Diagrama de bloques simplificado del repetidor del satélite del sistema SATCOM Phase II (AOP = amplificador de ondas progresivas).

Adicionalmente, se emite una señal de radiofaro para fines de seguimiento, identificación y cronometración.

La antena de contrarrotación tiene una ganancia de 16,5 dB.

Segmento terreno

Las estaciones de tierra del satélite del SATCOM Phase II pueden trabajar dentro del margen de frecuencias de 7 a 8 GHz. El sistema de antena es capaz de capturar y seguir tanto satélites cuasiestacionarios como de desplazamiento lento.

Los requisitos de disponibilidad, que se elevan al 99,9 % para el terminal de enlace, solamente se pueden cumplir estableciendo muy cuidadosamente la fiabilidad de cada bloque individual y la provisión de equipo redundante donde se encuentre necesario, es decir, para las cadenas de transmisión y recepción. En el capítulo siguiente se describen la mayor parte de los subsistemas interesantes.

Ha de concederse atención especial a la posibilidad de funcionar en condiciones de interferencias de radiofrecuencia mediante la provisión del adecuado apantallamiento del equipo, cableado de interconexión y edificio.

Las estaciones terrenas del satélite trabajan muy satisfactoriamente en las condiciones ambientales de zonas de clima moderado y de acuerdo con las normas y regulaciones existentes.

Equipo

Como se muestra en el diagrama de bloques de la figura 3, el equipo de los terminales terrenos del SATCOM Phase II, puede clasificarse en la forma siguiente:

- Terminal de enlace,
- Equipo de banda base,
- Control de estación y envío automático de datos,
- Enlaces de conexión local,

- Planta de energía,
- Equipo auxiliar,
- Emplazamiento, edificios, basamentos.

En los capítulos que siguen se describen con más detalle los equipos de interés.

Terminal de enlace

Los principales subsistemas de este componente son:

- Antena,
- Radomo,
- Receptor de seguimiento,
- Equipo de servo y control,
- Cadena de transmisión (convertor elevador de frecuencia, amplificador de potencia),
- Cadena de recepción (receptor de bajo ruido, convertor reductor de frecuencia, amplificador de distribución de FI),
- Moduladores y demoduladores de comunicaciones,
- Generación de frecuencia y facilidades de prueba (repetidor de bucle de prueba).

Antena

La antena cassegrain modificada comprende: un reflector principal de 12,8 m de diámetro que, mediante un tetrápodo, sostiene el subreflector de 1,37 m de diámetro y el conjunto de alimentación.

Se ha conseguido ganancia óptima modificando los perfiles de la superficie de ambos reflectores para obtener una iluminación sensiblemente uniforme sobre toda la apertura del reflector principal y reduciendo al mínimo las tolerancias de la superficie y el efecto de sombra del tetrápodo.

El conjunto de alimentación comprende un grupo de cinco bobinas adecuado para señales de polarización circular, cinco duplexores de polarización, un comparador de seguimiento y los guaondas de transmisión y recepción.

El pedestal realiza la función de soportar y orientar al conjunto del reflector, y de alojar al equipo mon-

Segmento terreno SATCOM Phase II

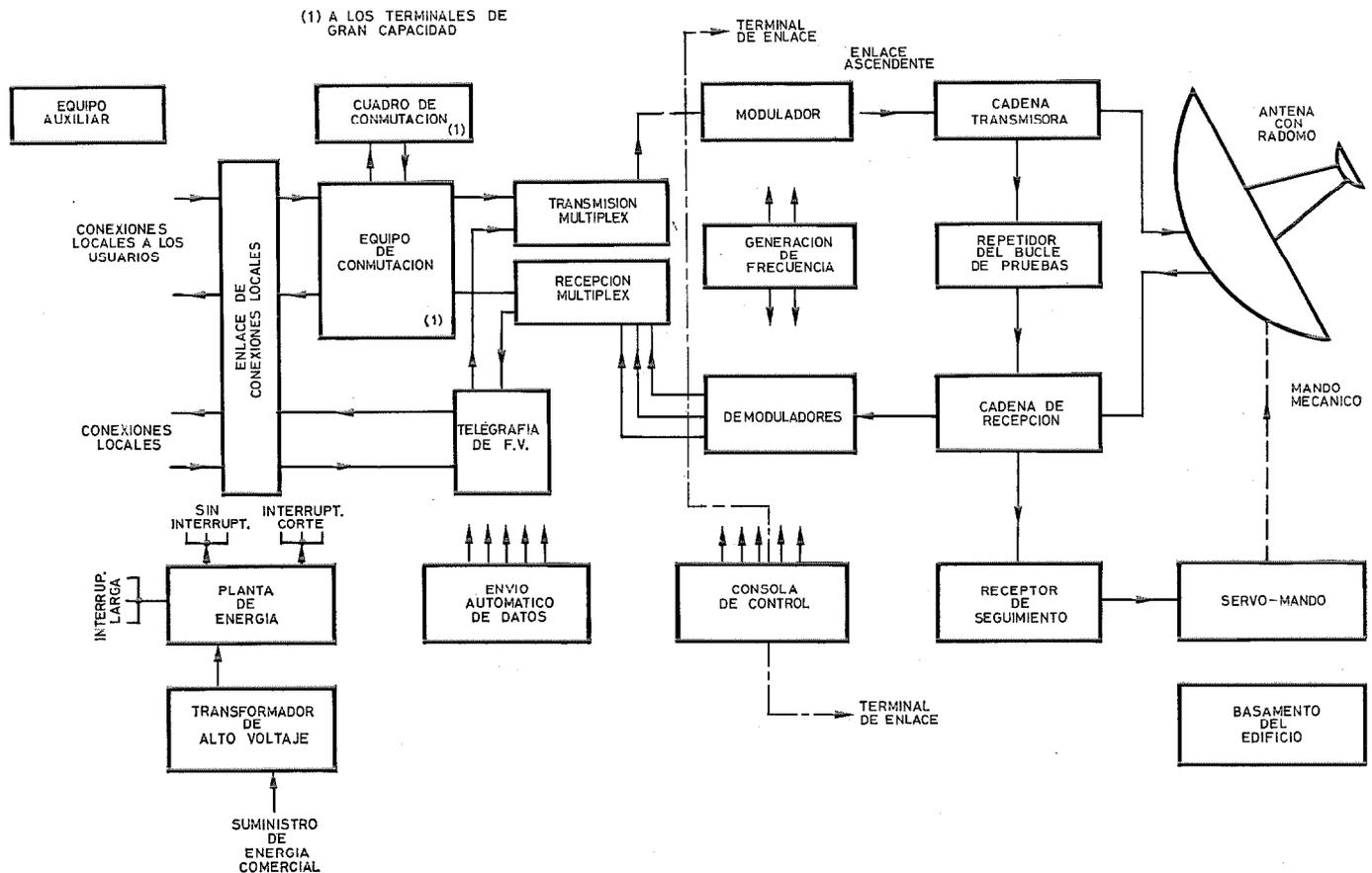


Fig. 3 Diagrama de bloques simplificado del equipo para un terminal terreno del sistema SATCOM Phase II.

tado en la antena, las unidades de control y el cable flexible de interconexión. Es una estructura de acero del tipo pendolón; la movilidad en las direcciones de elevación y azimutal permiten cubrir la totalidad del cielo. La característica dinámica de exactitud en el seguimiento, incluso en presencia de vientos racheados, exigió una frecuencia de resonancia superior a 3 Hz en ambos componentes angulares del movimiento. La consideración de los elementos que componen la totalidad de la antena, incluyendo las potenciales contribuciones de los pilares de hormigón y el suelo que tienen debajo, con su compleja elasticidad, determinó la firmeza del pedestal como el parámetro de diseño dominante.

En la referencia [1] se describen los métodos de prueba mecánicos aplicados para comprobar el adecuado comportamiento del conjunto total pedestal-reflector con soporte a:

- desviación debida a fuerzas del viento simuladas,
- frecuencias de resonancia y su amortiguamiento,
- ortogonalidad de los ejes,
- repetibilidad de la posición de la antena.

Radomo*

El radomo de armadura especial metálica está formado por un poliedro transparente a la RF, consistente en membranas recubiertas de fibra de vidrio a

* Se traduce así la palabra inglesa "radome", protector de forma semiesférica, por haberse utilizado entre los expertos en radar. N. del E.

las que dan rigidez perfiles de acero. Tiene varias propiedades importantes:

- Contribuye a la disponibilidad de la estación, permitiendo a la antena continuar funcionando incluso con velocidades del viento de 240 km/h.
 - Hace efecto de pantalla para las ondas electromagnéticas hasta el margen de HF.
 - Funciona como protección contra rayos.
- (Además, facilita el acceso a la antena en condiciones climáticas adversas).

Las pérdidas de transmisión de RF, de unos 0,5 dB en ambiente seco, están determinadas principalmente por el efecto de dispersión y bloqueo de la armadura metálica, mientras que la pérdida adicional y la temperatura de ruido en ambiente húmedo dependen de la intensidad de la lluvia y del comportamiento de la superficie de la membrana exterior. Se cree que los procesos de oxidación en las regiones de la capa exterior iniciadas, por ejemplo, por reacción fotoquímica conducen a un aumento considerable de la afinidad por las moléculas de agua, incluso para materiales que inicialmente presentaban una excelente repulsión al agua. Se ha indicado una adecuada operación de mantenimiento para establecer las buenas características de pérdidas en ambiente húmedo, especialmente para áreas de polución intensa o cargadas de humos. La formación interna de escarcha o rocío se ha evitado mediante la adecuada ventilación e inhibición de acumulación de agua. El calentamiento interno de-

bido a la radiación solar se ha minimizado mediante el alto coeficiente de reflexión de la superficie de la membrana exterior.

Sistema de seguimiento

El receptor de seguimiento y el equipo de servo y control forman parte del sistema de seguimiento, juntamente con la bocina de alimentación de la antena, comparador, filtros, conversores de seguimiento para las señales de error en azimut y elevación y cadena receptora de comunicaciones para la señal ("suma") de referencia. Se ha tenido cuidado de reducir al mínimo la desviación de fase diferencial entre los canales de referencia y de error.

Equipo de servo y control

Este equipo puede funcionar en los siguientes modos:

- Autoseguimiento
- Modo manual (y reorientación)
- Posición preajustada
- Exploración de captura espacial
- Captura (de frecuencia) automática
- Reserva.

El movimiento angular deseado de la antena se realiza mediante dos grupos de mando por eje, cada grupo consta de dos motores de corriente continua, caja de transmisión y conjunto de freno. Las corrientes para excitar el par motor, así como para eliminar el par de reacción las suministran amplificadores de potencia, de tiristores.

Los dispositivos servo electrónicos cuidan los mandos de control precisos para los diferentes modos de funcionamiento, controlan las corrientes de excitación e impiden el exceso de aceleración, velocidad y corrientes de la antena, y el enclavamiento en los modos no deseados, da una indicación del estado operacional, de los fallos y de las alarmas respectivas. En caso de que falle uno de los grupos de excitación, la operación puede mantenerse mediante el control respectivo del otro grupo. El subsistema de medida de posición da una indicación continua de los ángulos de apuntamiento reales incluyendo la corrección del error de elevación dependiente del peso. Esta corrección realizada a través de la secante optimiza el bucle de autoseguimiento.

Receptor de seguimiento

El receptor de seguimiento permite el funcionamiento en el modo de sincronismo o captura de fase, utilizando señales de onda continua, tales como las emitidas por el radiofaro del satélite y también en el modo de correlación cruzada utilizando la señal de comunicaciones de banda ancha. Las principales ventajas de la aplicación del dispositivo de tres canales son:

- Independencia de las diferentes salidas de canal procedentes del nivel recibido del radiofaro del

satélite, debido al CAG del canal suma, con un margen dinámico de 50 dB;

- alta sensibilidad que llega a relaciones de señal a ruido de:

- 27 dB/Hz para las señales del radiofaro, y

- 55 dB/Hz para portadoras de comunicaciones;

- exploración automática con bloqueo automático y rápida recaptura cuando se ha perdido el bloqueo.

Durante la etapa de exploración espacial de la antena, el receptor de seguimiento selecciona el margen de búsqueda de frecuencia, controla la velocidad de rotación del mando de la antena, detiene a ésta después del bloqueo y asume el autoseguimiento.

El satélite capturado puede identificarse en el modo de sincronismo de fase, reconociendo la modulación individual de la señal del radiofaro, incluso en condiciones de baja relación señal a ruido o en presencia de señales interferentes.

Cadena transmisora

La cadena transmisora consta de dos etapas convertoras de elevación de frecuencia, amplificador de excitación y amplificador de alta potencia; es sintonizable en toda la banda de transmisión en el margen de los 8 GHz. Con una anchura de banda de 50 MHz, buena linealidad de fase y los medios previstos de combinación, pueden transmitirse hasta 8 portadoras en el modo FM — FDM, pero la etapa inicial sólo ha previsto el funcionamiento con portadora única.

El amplificador final da una potencia de salida de RF de nivel controlado de hasta 5 kW en la boca del conector del alimentador de antena; el corazón de este subsistema es el klystron de 5 cavidades con refrigeración líquida, que es también sintonizable en todo el margen de transmisión.

La cadena de transmisión es totalmente redundante por razones de disponibilidad; el equipo de reserva activo trabaja sobre una carga artificial y puede supervisarse mediante el repetidor de banda de prueba y la cadena receptora de reserva.

Cadena receptora

Los elementos principales de la cadena receptora, totalmente redundante, son: el receptor de bajo ruido, el convertor y los amplificadores de distribución de FI. La cadena receptora es sintonizable en toda la banda de recepción en el margen de los 7 GHz y tiene una anchura de banda de 50 MHz. El receptor de bajo ruido comprende un conmutador de guíaondas, un filtro de banda eliminada sintonizado a la banda de la frecuencia de transmisión, un amplificador paramétrico de dos etapas no refrigerado, un acoplador transversal y un filtro de rechazo de frecuencia imagen.

Características del amplificador paramétrico:

- Ganancia nominal : 30 dB
- Estabilidad de la ganancia : $\pm 0,5$ dB
- Estabilidad de fase : 0,13 radianes

Segmento terreno SATCOM Phase II

- Temperatura de ruido del subsistema: 150° K, medida delante del conmutador de guíaondas.

Modulador y demodulador de comunicaciones

Este subsistema procesa la señal de banda base que se envía o que procede del sector de modulación angular del enlace de comunicaciones en siete modos seleccionables (ver tabla 1), haciendo uso de técnicas de sincronismo de fase, tanto en los moduladores como en los demoduladores, y de características de preénfasis y deénfasis.

Los moduladores de FM trabajan en 70 MHz, pero los demoduladores son sintonizables en el margen de FI de 45 a 82 MHz. La extensión del umbral alcanzado por el demodulador para el índice determinado de modulación fue del orden de 3,7 dB.

En la tabla 3 se relaciona la cantidad de equipo por estación.

Tabla 3 - Equipo necesario por estación.

	Moduladores	Demoduladores
Instalado	2	hasta 12
Capacidad total	8	14

Subsistema de generación de frecuencia

Es un generador centralizado de frecuencias de referencia de alta estabilidad para los diversos equipos de la estación; consta de:

- oscilador maestro con batería y unidad de cambio automático,
- receptor de VLF (muy baja frecuencia), controlador de frecuencia y registrador de diferencia de fase,
- sintetizadores,
- osciladores de frecuencia fija,
- panel de distribución.

Las frecuencias de referencia de 0,1, 1 y 5 MHz se derivan de un oscilador de cuarzo con una estabilidad a largo plazo mejor que 10^{-9} /mes y con una buena característica de inestabilidad de fase. En caso de fallo de la señal de salida, la unidad de cambio automático coloca a la unidad de reserva en funcionamiento en menos de 1 ms. Una unidad controladora de frecuencia proporciona ajuste automático de fase del oscilador maestro por comparación con la transmisión de una frecuencia patrón. La señal de control se aplica en paralelo a un registrador de diferencia de fase que suministra una representación del error residual.

Los sintetizadores comprenden osciladores con sincronismo de fase y divisores de frecuencia; la coherencia de fase con la entrada de referencia se mantiene, pues, a lo largo de todas las décadas.

Equipo de banda base

- Este grupo de subsistemas comprende:
 - Equipo multiplex telefónico y telegráfico,
 - Canal de servicio de voz y telegrafía,

- Conmutación manual,
- Bastidores de distribución y de jacks de pruebas.

En la figura 4 se muestra la configuración total; se logra la máxima flexibilidad y adaptabilidad encastrando todos los circuitos a través de bastidores de distribución y de jacks de pruebas.

Equipo multiplex telefónico y telegráfico

La señal de banda base compuesta del sistema multiplex de frecuencia que se muestra en la figura 5, comprende 2 grupos primarios, grupo A de 6 a 54 kHz en posición directa y grupo B de 60 a 104 kHz en posición invertida (no se utiliza el canal 24, de 104 a 108 kHz). El canal 0, que permanece en su frecuencia original de 0,3 a 3,4 kHz, se añade a la banda base, juntamente con dos canales telegráficos (canal de servicio telegráfico y transmisión automática de información de datos). Para supervisar el ruido en la banda base se utilizan dos ranuras y para supervisar el enlace se utiliza una señal piloto.

Mientras que la capacidad de canales del subsistema multiplex se utiliza totalmente en la dirección de transmisión en los terminales de gran capacidad, los terminales de capacidad media sólo transmiten tres canales, incluyendo el canal 0. En la dirección de recepción, el equipo multiplex puede recibir de los demoduladores de comunicaciones hasta 12 bandas base, incluyendo la banda base monitora.

Se incluye un equipo de señalización de frecuencia vocal para convertir las señales normales de los hilos E y M en señales dentro de banda (2280 Hz), para los circuitos de voz que van incorporados al sistema del satélite.

El equipo multiplex telegráfico comprende, en el lado transmisor, 24 unidades moduladoras de canales telegráficos de 50 baudios. En los terminales de gran capacidad se proveen dos equipos de esta clase y uno en los terminales de capacidad media. En el lado de recepción se pueden formar hasta 20 grupos de demoduladores telegráficos mediante enlaces en una matriz para acomodar todas las portadoras telegráficas recibidas.

Tanto el equipo multiplex de voz como el telegráfico cumplen las correspondientes recomendaciones del CCITT. Se construyeron de acuerdo con la técnica ISEP (International Standard Equipment Practice) y se optimizaron con respecto a la reducción de tamaño, normalización y flexibilidad.

Equipo del circuito de órdenes telegráfico

Este equipo se utiliza para control del sistema y mensajes de rutinas. Comprende teleimpresores, impresores en página, transmisores de cinta y selectores de código. Los selectores están provistos con identificadores de código para los mensajes de entrada o para funcionamiento de respuesta de recepción. En los terminales centrales el gran número de líneas de entrada y salida se concentran en un grupo limitado de equipo telegráfico mediante un concentrador de estación maestra.

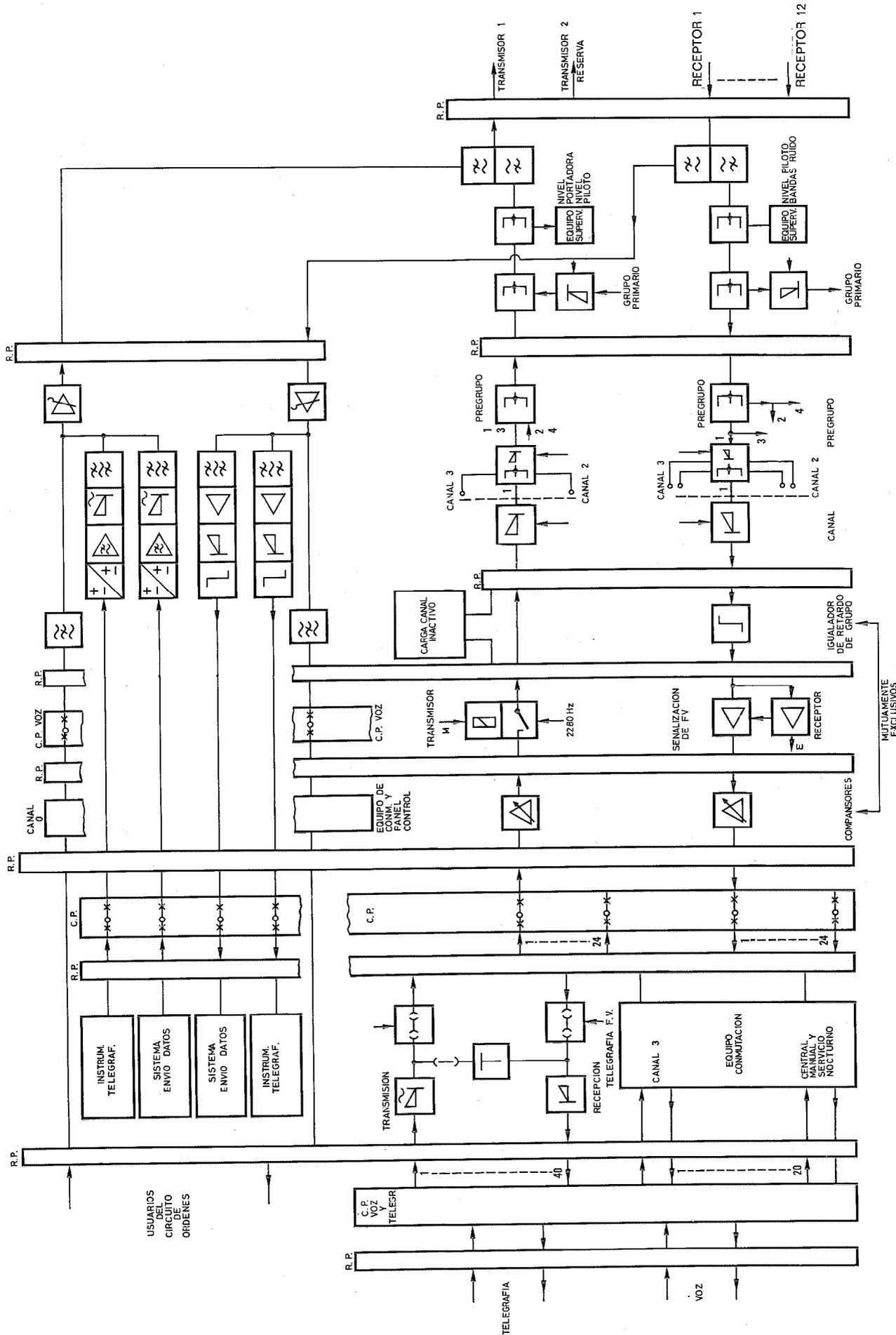


Fig. 4 Disposición del equipo de banda base en el sistema SATCOM Phase II.

Segmento terreno SATCOM Phase II

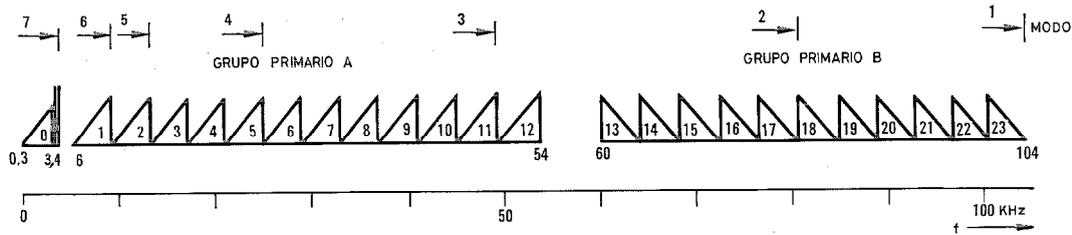


Fig. 5 Plan de frecuencias para el equipo múltiplex de 24 canales del sistema SATCOM Phase II.

Central manual local y equipo de conmutación

La central se equipa en terminales de gran capacidad y comprende:

- un cuadro de conmutación actuado manualmente y un panel de llaves de “servicio nocturno”,
- un equipo de conmutación, asociado con acceso a:
 - enlaces de usuario local y enlaces de satélite disponibles,
 - canal 3 (emergencia) mediante llamada selectiva y llamada de conferencia múltiple,
 - canal 0 (circuito de órdenes),
- un panel telefónico de canal de servicio, localizado en la consola de control.

Los canales vocales de tráfico pasan en derivación al cuadro de conmutación, en funcionamiento normal. El cuadro de conmutación se pone en servicio por reposición de las llaves “conmutador de noche”, siempre que sea necesario reducir el modo de funcionamiento de los demoduladores reduciendo el número de canales de conversación (ver tabla 2). En esta condición, los restantes canales de voz del satélite se reparten entre los canales terminales locales bajo control de los operadores del cuadro de conmutación.

Consola de control

La consola aloja el equipo de supervisión y control en paneles separados, como se indica en la tabla 4.

Debajo se halla colocado el equipo asociado, montado en un bastidor, como unidades lógicas, paneles de conectores y suministros de energía.

El concepto de alarma de dos niveles permite al operador dirigirse él mismo a los cambios de situación más importantes que pueden producirse e identificar

las alarmas, silenciando la alarma audible y convirtiendo las indicaciones de destellos en indicaciones estables.

Sistema de envío automático de datos

Este subsistema consta de 12 estaciones controladas, situadas en cada uno de los terminales terrenos del satélite, dos estaciones de control, localizadas en cada uno de los centros de control del sistema, y de un enlace terreno entre estos centros de control del sistema.

Todas las estaciones controladas transmiten automáticamente los siguientes parámetros digitalizados de la estación:

- Estado de las alarmas urgentes y no urgentes,
- Estado y modo del equipo modem,
- Estado de los amplificadores de alta potencia, indicación del aparato de medida de potencia y nivel de salida,
- Nivel del piloto de banda base de transmisión,
- Nivel de portadora de recepción (CAG),
- Nivel de piloto de banda base de recepción,
- Relación señal a ruido de la banda base de recepción,

a una velocidad de 75 Hz a través del canal superior de telegrafía al Centro de Control del Sistema, donde un ordenador provisto de separador acepta las señales, las compara con límites preestablecidos y procesa los datos para obtener información adicional. Se han equipado las siguientes facilidades de representación:

- Panel de lámparas de alarma,
- Terminal de indicaciones alfanuméricas de video,
- Teleimpresor, también usado para solicitar indicaciones visualizadas, indicaciones impresas y cambios en parámetros.

Tabla 4 - Paneles de la consola de control.

Bastidor transmisor (Bast. 1)	Bastidor receptor (Bast. 2)	Bastidor principal 1 (Bast. 3)	Bastidor principal 2 (Bast. 4)	Bastidor de control de antena (Bast. 5)	Bastidor de reserva (Bast. 6)
Unidad de diagrama de estado	Unidad de diagrama de estado	Reloj digital	Panel de alarma general de estación	Panel de indicaciones y servo alarma	
Panel de control del amplificador de alta potencia	Panel de control del amplificador paramétrico	Panel de instrumentos de medida de aire	Panel de alarma de múltiplex y demodulador	Panel de control del receptor de seguimiento	
		Panel de control del circuito de órdenes (estaciones L sólo)	Panel de indicación de modos	Panel de control de servo	

Además, los datos pueden almacenarse en una memoria intermedia o en una unidad de cinta magnética.

En las referencias [2, 3] se dan más detalles sobre la obtención de datos y métodos de control del sistema para el SATCOM Phase II.

Facilidades del enlace de conexión local

Los enlaces de conexión local conectan la localidad del usuario con la estación terrena por medio de:

- cables de conexión multiconductores armados, que están conectados a bastidores de terminaciones de cable,
- enlaces de visibilidad óptica consistentes en:
 - equipos de radio que trabajan en la banda de frecuencias de 4,4 a 5,0 GHz,
 - equipo múltiplex para un máximo de 120 canales,
 - equipo de telegrafía de F. V. idéntico al equipo del terminal terreno,
 - cable coaxial de banda base cuando no se hayan colocado juntos los equipos de radio y de banda base.

Planta de energía

Se dispone de un suministro continuo de energía de red, dentro de tolerancias de voltaje y de frecuencia, proporcionado por una unidad de funcionamiento continuo y provista de volante de inercia que se puede alimentar, bien con la red comercial o mediante un grupo alternador diesel duplicado. El grupo diesel arranca automáticamente en caso de fallo de la red.

Comportamiento del sistema

En vista de la amplia variedad de equipos y facilidades existentes en el segmento terreno del sistema SATCOM Phase II, se ha realizado un extensivo programa de pruebas. A continuación se describen algunas de las pruebas interesantes, en particular aquéllas que evidencian el comportamiento de grupos de equipos, por ejemplo, el sistema de antena y sistema completo.

Prueba de la ganancia de la antena

La ganancia de la antena en la frecuencia del enlace descendente se midió por dos métodos diferentes utilizando:

- a) la señal calibrada del satélite y
- b) el método de comparación de la bocina de alimentación.

Sin embargo, a la frecuencia del enlace ascendente, se aplicó un método de comparación en colaboración con sus creadores del Signal Research and Development Establishment, del Ministerio Británico de Tecnología [4]. Su terminal calibrado en Christchurch, Reino Unido, y la antena que se prueba iluminan al satélite simultáneamente cada uno con una onda continua muy próximas en frecuencia. Una potencia igual en las señales recibidas es una indicación de igual potencia iso-

tópica efectiva radiada (EIRP). Por tanto, la ganancia de la antena queda determinada al medir simultáneamente ambos niveles de potencia de transmisión, teniendo en cuenta en la evaluación parámetros tales como coordenadas geográficas, posición del satélite y diagrama de radiación, pérdidas atmosféricas, relaciones axiales y error de apuntamiento.

La ventaja de este método estriba en la mínima contribución de la estación que se prueba, necesitando sólo su equipo normal, mientras que todas las medidas se hacen en el terminal de referencia en condiciones casi de laboratorio. Por otra parte, este método exige acceso exclusivo al satélite y buenas condiciones atmosféricas, simultáneamente, en ambas localidades.

El error cuadrático medio de este método fue del orden de 0,45 dB.

Pruebas de seguimiento

Se relacionan a continuación algunas de las series de pruebas llevadas a cabo para probar la suficiencia del sistema de seguimiento.

Autoseguimiento para bajas relaciones señal a ruido

La precisión del seguimiento automático a velocidades moderadas de viento, especificada dentro de $\pm 0,04^\circ$ (3σ) en modo discontinuo para una relación de señal del radiofaro a potencia de ruido S/N de 30 dB/Hz, se comprobó registrando voltajes de error azimutales y de elevación, nivel del radiofaro, señal de comunicación y anotando las lecturas del indicador de posición respecto al tiempo después de cada etapa correctora en las condiciones anteriormente mencionadas.

Los errores de seguimiento se han evaluado estadísticamente. En buenas condiciones de relación señal a ruido, el sistema realiza etapas de corrección de una precisión superior a 0,02 grados, a intervalos de tiempo regulares. Para relaciones señal a ruido muy bajas, sin embargo, tienen lugar etapas de corrección más pequeñas, ya que los picos de ruido disparan el sistema de seguimiento a valores de errores más pobres y con mayor frecuencia.

Anchura de banda del bucle de seguimiento

El comportamiento dinámico del sistema de seguimiento con los diferentes valores seleccionables de la anchura de banda del bucle del servo, se determinó registrando en un trazador de curvas de alta velocidad los voltajes de error durante una corrección de autoseguimiento a partir de una posición de desplazamiento bien definido. Debido al limitador de aceleración, se obtuvo un comportamiento no lineal favorable. Para obtener un comportamiento óptimo, puede elegirse una pequeña anchura de banda del bucle en condiciones malas de ruido, mientras que mayores anchos de banda mejoran la protección contra ráfagas de viento.

Seguimiento manual

El seguimiento por control manual de los mandos de la cabina de antena, utilizando como referencia

solamente la indicación del nivel de una señal de comunicación recibida, demostró que el error de apuntamiento puede mantenerse dentro de $\pm 0,05$ grados.

Prueba de apuntamiento

El subsistema de medida de posición de la antena se calibró utilizando las radiaciones de la estrella Casiopea A, ya que no pudieron obtenerse coordenadas con suficiente precisión de un satélite adecuado. Este método permite determinar directamente el ángulo del vector de apuntamiento del campo alejado del lóbulo principal de comunicación en un margen de ángulos de elevación próximo a los que tienen lugar en funcionamiento con satélites, figura 6. Las más adecuadas para calibración son aquellas partes de la órbita donde la estrella se mueve aparentemente en una dirección horizontal o vertical. Se calcularon las posiciones exactas de la estrella para instantes determinados de tiempo y se situó la antena exactamente en esas posiciones unos minutos antes de que ocurriesen. Al pasar la estrella por el lóbulo principal, se registró el nivel de ruido recibido, juntamente con las marcaciones de tiempo, en un trazador de curvas. Los máximos de ruido obtenidos estuvieron generalmente 0,35 dB por encima del ruido del sistema, incluso de día y con un radomo húmedo. La imprecisión de la medida se redujo calculando el valor medio a partir de una serie de registros hechos a pequeños intervalos.

Las coordenadas de la estrella se corrigieron del efecto de refracción atmosférica a la elevación corres-

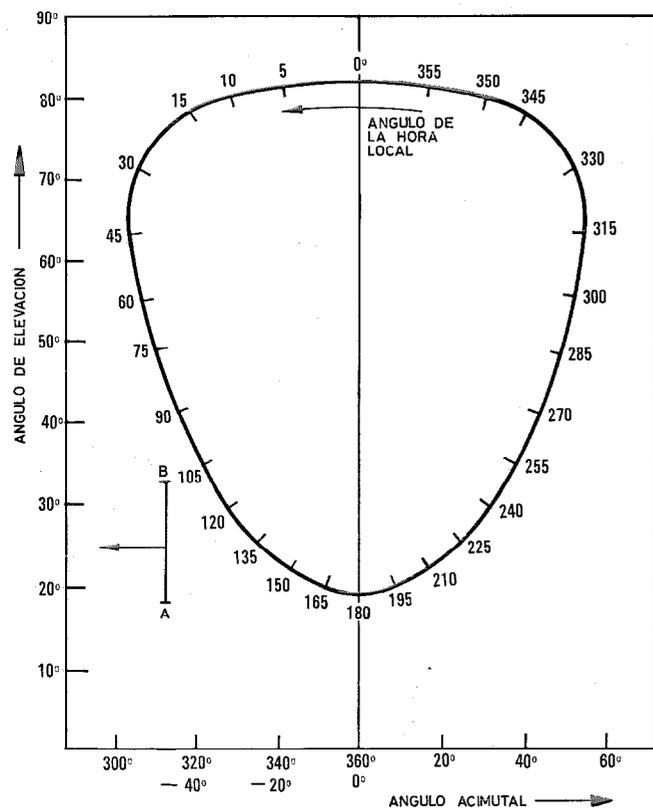


Fig. 6 Curva de ubicación de la radioestrella Casiopea vista por un observador terrestre en una latitud norte de 50,7°. AB = margen potencial del ángulo de elevación del apuntamiento de la antena para el Satélite SATCOM Phase II de la NATO.

pondiente [5]. Considerando la imprecisión de la posición exacta de la estación, así como del centro efectivo de la fuente de radiación, la precisión absoluta de este método es superior a 0,02 grados (1σ).

Pruebas del sistema

Con objeto de comprobar el cumplimiento de las características especificadas para la totalidad del segmento terreno del satélite, se ha previsto un período de 30 días, después de la aceptación preliminar del último terminal terreno, durante el cual se llevará a cabo el siguiente programa de pruebas:

- Medida continua de la estabilidad y ruido del canal telefónico.
- Medida continua de la tasa de errores de los dígitos binarios.
- Comprobación del funcionamiento del sistema de transmisión de datos, del sistema de servicio y del sistema de conmutación manual.

En la figura 7 se ilustran los principios del método para la prueba primera.

En cada uno de los terminales terrenos se tienen disponibles los canales de voz 22 y 23 procedentes del canal de RF de L1, el canal 23 para la determinación del nivel de ruido ponderado sofométricamente y el canal 22 para la estabilidad del nivel del canal.

La figura 7 muestra también el principio en que se basa la prueba segunda: En cada terminal terreno, un contador de errores de dígitos binarios comprueba cada bitio recibido, procedente del generador de señales de L1, muestreando en el centro de cada impulso; además un contador totalizador determina el número total de bitios. La diferencia entre el número total de bitios registrados a la salida del generador de señales digitales y el número total de bitios recibidos en una estación controlada cualquiera, representa el tiempo de pérdida de esa estación, mientras que la relación entre el número total de errores de bitios registrados en esa estación controlada y el número total de bitios recibidos representa la tasa de error binaria de esa estación.

El análisis lógico comparativo de la colección total de gráficos de registradores de medidas horarias de bitios y errores del registro de las condiciones atmosféricas, y de todos los cambios de condición de la estación en funcionamiento, permitió la localización de todas las variaciones del comportamiento de los circuitos bien en los trayectos de propagación o en los grupos de equipos envueltos en la prueba.

Después de una cuidadosa preparación las pruebas comenzaron el 15 de enero de 1973, a las 0 horas, tiempo de Greenwich y terminaron satisfactoriamente, bajo instrucciones de SHAPE*, sólo 21 días después.

Los resultados de las pruebas mostraron que una media horaria de ruido en el peor canal, de -30 dBm0p, o mejor, se obtiene de forma consistente en todos los enlaces con degradaciones sólo muy ocasionales hasta -28 dBm0p debidos a un aumento en las pérdidas del camino de propagación por mal tiempo. La estabilidad total del nivel de un canal de voz a lo

* SHAPE, Supreme Headquarters Allied Powers Europe.

largo del período de pruebas de 21 días, se mantuvo dentro de 0,5 dB en todos los enlaces. La tasa de errores del sistema telegráfico isócrono de 50 baudios fue mejor que una parte en diez millones en todos los enlaces, después de desprejar los errores debidos a interrupciones conocidas en el funcionamiento.

SHAPE confirmó que el comportamiento medido se correspondía muy estrechamente con las lecturas del equipo de registro automático de datos.

Durante este período de pruebas no se registró ningún corte de comunicaciones debido a fallos del equipo terminal de enlace.

Fiabilidad del sistema

La comprobación de la fiabilidad de unidades y terminales durante el primer año de funcionamiento de todas las estaciones terrenas del satélite, constituyó el acto final de los esfuerzos llevados a cabo durante las diferentes fases del proyecto, con objeto de cumplir los objetivos de SHAPE:

- Fiabilidad del terminal del enlace $\geq 99,9\%$
- Tiempo medio de restauración del servicio ≤ 5 mín.
- Tiempo medio entre fallos (MTBF) de una unidad ≥ 1000 horas
- Tiempo medio de reparación (MTTR) de una unidad ≤ 1 hora
- Tiempo de reemplazamiento de una unidad ≤ 30 mín. (objetivo de diseño).

Se establecieron los siguientes procedimientos para los informes sobre fallos:

a) El período de información debería cubrir 5000 horas continuas, excluyendo la fase inicial después de la aceptación preliminar, durante la cual el personal de la estación está totalmente ocupado en su entrenamiento para las misiones de vigilar el funcionamiento y conservación.

b) Se utilizaron los informes de fallos del sistema de comunicaciones de SHAPE, que indican el código establecido de la estación, día y hora en que ocurrió el fallo, duración y terminación del estado de avería, subsistema afectado, diagnóstico, acciones correctoras tomadas o necesarias y demanda de la partida de respuesta.

Para fines de evaluación, cada fallo se clasificó en las siguientes áreas de procedencia:

- Terminal de enlace
- Anomalías del satélite y de propagación
- Equipo diferente del terminal de enlace
- Otros terminales terrenos del satélite
- Otras causas.

Los resultados de las cuidadosas investigaciones internas de los informes de fallos se coordinaron con la localidad correspondiente y condujeron al establecimiento final de la responsabilidad.

La tabla 5 muestra las cifras de fiabilidad para 5 períodos de 1000 horas que cae dentro de la responsabilidad del principal contratista, SEL.

Dos conclusiones principales pueden deducirse:

- Para todas las estaciones, la fiabilidad real del terminal de enlace fue mejor que la especificada.
- La estación L2 y las estaciones M que se entregaron después que las demás, muestran una media de valores todavía superiores, debido a la experiencia adquirida y a las mejoras introducidas.

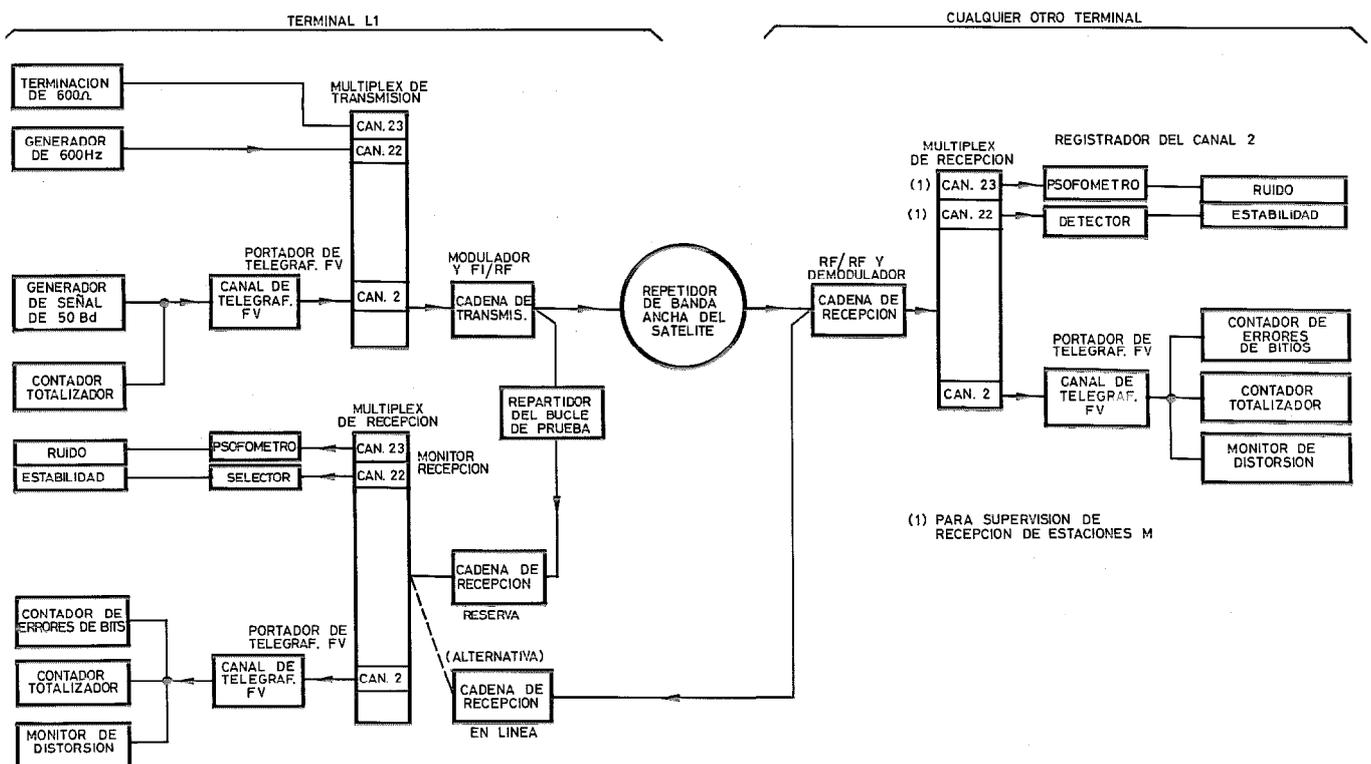


Fig. 7 Dispositivo para la prueba del sistema en el terminal terreno L1 del satélite y en cualquier otro terminal (L2 a M6).

Segmento terreno SATCOM Phase II

Tabla 5 - Fiabilidad de cada terminal de enlace, bajo responsabilidad de SEL.

Emplazamiento	Fiabilidad para 1000 horas, en %					Fiabilidad durante 5000 horas
	1er período	2º período	3er período	4º período	5º período	
L 1	100	100	99.962	99.900	99.992	99.971 %
L 2	100	99.977	100	100	99.988	99.993 %
L 3	99.995	99.905	99.975	99.978	99.980	99.967 %
L 4	99.900	99.992	99.900	99.920	99.990	99.940 %
L 5	99.995	99.995	99.995	99.952	99.808	99.949 %
L 6	100	9.998	99.993	99.993	100	99.997 %
L 7	99.993	9.995	99.998	100	100	99.997 %
M 2	99.995	9.998	99.985	99.930	100	99.982 %
M 3	100	99.983	99.988	99.990	100	99.992 %
M 4	100	100	100	99.992	100	99.998 %
M 5	100	100	100	100	99.995	99.999 %
M 6	99.998	99.995	99.944	99.993	99.992	99.984 %

Conclusiones

Los resultados de las pruebas del sistema y la experiencia adquirida durante el primer año de funcionamiento han demostrado que los objetivos de SHAPE/NICSMA* para crear un sistema viable de comunicaciones por satélites, se han cumplido. Particular atención hubo de prestarse a la compatibilidad del equipo y facilidades del segmento terreno ya que se exigieron condiciones severas de entrega por parte de todos los países de la NATO.

Este segmento terreno se convertirá en un enlace esencial del planificado SISTEMA DE COMUNICACIONES INTEGRADO DE LA NATO. Existe la posibilidad de adaptación y expansión de la capacidad de comunicaciones de cada terminal terreno, manteniendo la validez y calidad del equipo.

Agradecimiento

El autor quiere manifestar su agradecimiento a todas las personas de SHAPE, NICSMA* (en particular al coronel M. Lien, jefe de proyecto de la División de Realización del Sistema SATCOM), STC y SRDE**,

* NICSMA, NATO Integrated Communications System Management Agency.

** SRDE, Signal Research Development Establishment, England.

así como a los de las casas participantes, que han contribuido al logro de los resultados que se han referido en este artículo.

Asimismo, agradece a SHAPE/NICSMA el permiso para la publicación de este artículo.

Referencias

- [1] H. L. Mistler: Mechanische Versuche mit Parabol-Drehantennen (Pruebas mecánicas de las antenas parabólicas orientables), BBC Nachrichten, año 1953, Vol. 11, 12/1971; págs. 401-405.
- [2] B. Basini, G. G. Kemp, J. A. Widdicks: Data Derivation for System Control IEEE Conference Publication N° 72, Earth Station Technology, octubre 1970, págs. 432-437.
- [3] A. N. Ince, A. Vallrabe: Ground Terminal Measurement Requirements with Respect to Satellite Communications Link Availability, AGARD-CP-103, agosto 1972.
- [4] D. C. Dale, T. W. G. Dawson: Summary Report on Calibration of SRDE forty foot aerial, SRDE Memorandum S 90/69, diciembre 1969.
- [5] Nautical Almanac.

H. Seither nació en Alemania en 1928. Estudió ingeniería electrónica en la Technische Hochschule en Darmstadt hasta 1955. Desde entonces trabajó como colaborador científico hasta obtener el título de doctor ingeniero. De 1963 a 1967 fué el encargado del desarrollo de sistemas portátiles de repetidores de radio en FGF, de Nuremberg. En 1967 ingresó en SEL como director técnico de un sistema de comunicaciones por satélite, el segmento terreno de la fase II del proyecto SATCOM para la NATO.

H. Seither es miembro de la NTC (en la VDE) y de DGLR.

Terminal de comunicaciones por satélites a bordo de un barco AN/WSC-2

Este terminal de comunicaciones por satélites de SHF desarrollado para ser operado por la Armada a bordo de un barco, está disponible en dos versiones que se diferencian solo por el uso de una o dos portadoras de transmisión y recepción. Su alta fiabilidad intrínseca se mejora por el concepto de unidades de pruebas incorporadas en el propio equipo.

D. SURENIAN

ITT Defense Communications, Nutley, New York, U.S.A.

Introducción

En 1970, el Mando de los sistemas electrónicos navales de la Armada de los Estados Unidos hizo una solicitud de ofertas a las compañías de comunicaciones electrónicas para el diseño y desarrollo de un prototipo de terminal de comunicaciones por satélites a bordo de un barco. El objetivo último de la Armada era un terminal, operacional en 1976, que cumpliera los requisitos para comunicaciones mundiales fiables de tráfico telefónico y de datos entre barcos, vía satélite en la banda SHF y en las condiciones de operación más adversas.

A ITT Defense Communications Division de Nutley, N. J., miembro del Defense Space Group de la International Telephone and Telegraph Corporation, se le adjudicó un contrato de desarrollo bajo el cual diseñó, desarrolló y entregó un modelo de desarrollo avanzado (ADM) del terminal de a bordo, designado por la Armada como AN/WSC-2 (XN-1) (V2).

Este terminal se instaló en el Naval Electronics Laboratory Center (NELC) de San Diego, California en Julio de 1972 y fué sometido a extensas pruebas de evaluación que incluyeron una demostración de fiabilidad realizada en ITTDCD. Una serie de pruebas de evaluación adicionales, incluyendo comunicaciones a través del Sistema de comunicaciones por satélites de defensa, fase II (DSCSII, lanzado el 16 de Diciembre de 1973), fueron realizadas por NELC en San Diego y por el Naval Research Laboratory en Washington, D. C. Posteriormente, se adjudicó a ITTDCD un segundo contrato en Marzo de 1973 para diseñar, desarrollar, fabricar y entregar dos modelos de pruebas de servicio (STM) del terminal. Este programa está en marcha, habiéndose fijado que la entrega se completará en el último trimestre de 1975. La Armada ha designado este equipo como AN/WCS-2 (XN-2) (VI).

Este artículo describe brevemente el equipo desarrollado con el contrato ADM inicial, los cambios que dieron lugar a la actual configuración del mismo, da una descripción del terminal (STM) AN/WCS-2 (XN-2) (VI) y algunas de las características más notables de diseño del equipo.

Requisitos

Antes de describir el terminal inicial (ADM) o el actual (STM) es importante observar las condiciones muy singulares bajo las cuales tiene que operar un

terminal de comunicaciones por satélites en un barco y en la banda SHF. A continuación se relacionan algunas de las más importantes:

— Vibración

Vibraciones de baja frecuencia en el margen de 4 a 25 Hz (asociadas con el giro de la hélice) y con amplitudes de hasta ± 1 mm, están continuamente presentes a bordo de un barco y son una de las peores amenazas que hay que considerar. Estas vibraciones producen inestabilidad de fase de baja frecuencia en todos los filtros de cristal, osciladores de cristal, líneas de transmisión, amplificadores, multiplicadores e incluso en la antena, que interfiere con la información de los teletipos a baja velocidad (pocos bit/seg.). La vibración también es un problema desde un punto de vista mecánico. El diseño de la estructura de antena debe estar exento de resonancia mecánica dentro de las frecuencias de vibración inducidas por el barco.

— Choque

El disparo de grandes cañones o torpedos y las sacudidas de los golpes de mar ocasionan choques que alcanzan una aceleración de hasta 100 G. Las antenas y el equipo deben aguantar este choque y continuar operando, sin degradación, después del mismo.

— Movimiento del barco

El barco es una plataforma inestable que se balancea, cabecea y da guiñadas (desviación de la proa hacia un lado u otro del rumbo), necesitando un ordenador que dirija la antena para buscar y localizar el satélite. Un bucle de seguimiento automático proporciona una corrección continua al sistema de servos para compensar el efecto del movimiento del barco y la dirección giroscópica y para mantener el haz de la antena fijo en el satélite a 22.000 millas de distancia. No se puede tolerar un error de seguimiento superior a $0,1^\circ$. El haz de la antena sumamente estrecho, aproximadamente 1° , asociado con un gran disco de antena (2,4 m) y el funcionamiento en la banda SHF hacen que esta exactitud sea obligatoria.

— Corrección Doppler

Los movimientos reales del barco y del satélite originan que el camino de transmisión entre la antena y el satélite varíe cientos de longitudes de onda, tanto

por el movimiento lineal como por los cambios debidos al balanceo y cabeceo del barco. Esto causa desviaciones por efecto Doppler (hasta $\pm 2,5$ kHz) a un ritmo de hasta 500 Hz/s de la frecuencia de balizaje recibida del satélite, que es la referencia básica para todos los usuarios. Un funcionamiento adecuado de la red en un satélite de acceso múltiple requiere que se corrija la señal transmitida con un efecto Doppler negativo igual al positivo en el camino de recepción, de forma que las señales recibidas en el satélite estén libres de este efecto. (Nota: el término Doppler se considera aquí que significa proporcional al efecto Doppler).

— Transferencia

Como ciertas restricciones operacionales y prioridades del barco no permiten colocar las antenas en su punto más alto, es inevitable que se produzcan bloques debidos a la estructura del mismo, que impedirán un cubrimiento hemisférico completo con una sola antena. Por esta razón se requieren dos antenas. La transferencia de comunicaciones entre dos antenas, cuyo cubrimiento combinado es hemisférico, se gobierna mediante un controlador digital en los tiempos adecuados. Esto está determinado por una combinación compleja de la posición del satélite, conocimiento previo de las obstrucciones a cada antena y movimientos del barco, tales como balanceo, cabeceo y dirección de avance o rumbo.

— Peligro de radiación

La presencia de equipo y personal de operación en estrecha proximidad a las antenas de a bordo, da especial importancia al problema de dirigir la potencia de RF transmitida lejos del personal y del equipo. El movimiento continuo del barco, junto con su rumbo arbitrario, complica el problema cambiando la línea de visión de las antenas en relación a la cubierta del barco. De nuevo, el uso del controlador digital que tiene almacenados los límites de radiación peligrosa, realiza la tarea de determinar cuando debe tener lugar la transferencia o cuando se debe suprimir la potencia transmitida.

— Medio ambiente

Un barco navega a través de los océanos desde los árticos a los trópicos. Las antenas de a bordo deben operar a temperaturas desde -28 °C a $+65$ °C, y mantener la exactitud de alineación con el satélite dentro de $0,1$ °, con vientos de hasta 75 nudos, en cualquier dirección, y cubierta con una pulgada de hielo. Las antenas deben aguantar también vientos de 130 nudos y resistir los efectos corrosivos de sales pulverizadas y masas de gases. En comparación, el medio ambiente para el equipo situado en el interior del barco es, desde luego, bastante benigno, excepto en lo que se refiere a los requisitos de choque y vibración descritos anteriormente y a operación correcta aunque esté inclinado 45 °.

— Adaptación al barco

El equipo debe adaptarse a los suministros de fuerza, agua y aire del barco. La energía primaria del barco es de 440 V de corriente alterna, 60 Hz, con una variación de ± 5 % de su valor constante y ± 18 % de transitorios, de hasta 2 segundos de duración, por encima del valor constante, y un pico ocasional de 2.500 V sobrepuesto a todo lo demás. El agua del barco es destilada de buena calidad, pero su temperatura varía hasta 105 °C. El barco proporciona aire comprimido, pero no siempre se puede contar con que estará adecuadamente seco.

— Compatibilidad electromagnética (EMC)

A bordo de un barco opera siempre una gran variedad de equipo. El sistema receptor Omega es particularmente sensible e impone serias limitaciones a la cantidad de interferencia electromagnética, radiada o conducida, que puede ser tolerada del terminal de comunicaciones por satélites. Igualmente, el equipo AN/WSC-2 debe ser capaz de tolerar una interferencia similar de otro equipo del barco. De este modo, se necesitan cumplir unos requisitos muy estrechos en relación con los lóbulos laterales de la antena, además de un buen apantallamiento de RF de todo el equipo de radio y cables de interconexión.

Los párrafos precedentes dan una idea de las complicaciones que se han debido afrontar en el diseño de un terminal de comunicaciones por satélites a bordo de un barco.

Además el diseño del equipo debe ser altamente fiable, fácil de mantener y no requerir mantenimiento preventivo durante una misión de 90 días. La antena, montada en la cubierta o en el mastil, y su equipo electrónico asociado, deben ser especialmente fiables debido a su posición en el barco.

A continuación se da una breve descripción del diseño del equipo ADM y del STM.

Antecedentes y breve descripción del modelo de desarrollo avanzado (ADM)

El terminal de modelo de desarrollo avanzado (ADM) fué diseñado para proporcionar a la Armada de los Estados Unidos un banco de pruebas versátil con el que se pudiera evaluar todas las necesidades de comunicaciones posibles en el modo operacional. Los requisitos exigían, para un cubrimiento hemisférico total en un estado de mar 5 (definido por 25 ° de balanceo y $6,5$ ° de cabeceo del barco), capacidad de seguimiento simultáneo de dos satélites separados, canales de portadoras múltiples con redundancia, dos amplificadores de alta potencia — un klystron de banda estrecha para transmisión de una sola portadora y un tubo de ondas progresivas de banda ancha para transmisión de portadoras múltiples —, una consola para vigilar y controlar desde un solo punto todo el estado y camino de la señal del equipo de comunicaciones, un equipo de pruebas completo construido en el propio equipo (BITE)

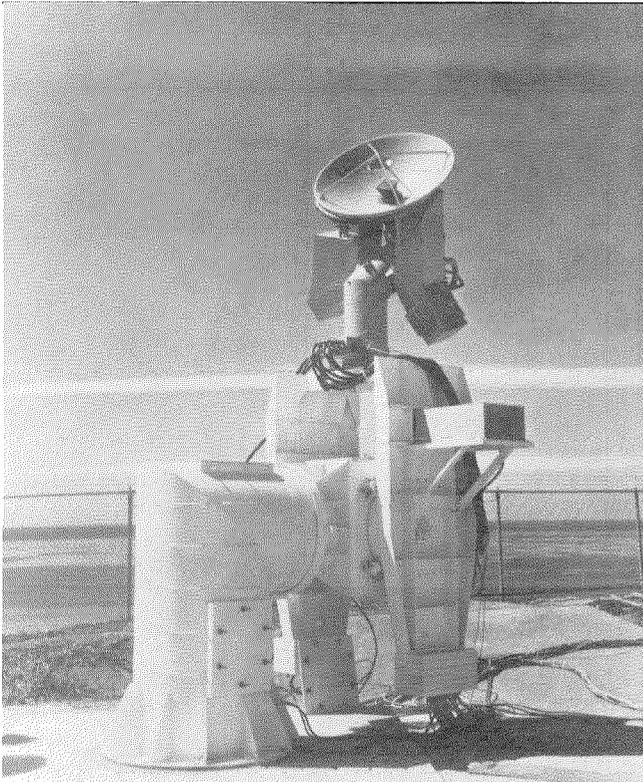


Fig. 1 Antena de 1,20 m. AN/WSC-2 montada sobre el simulador de movimiento del barco.

con el que comprobar el comportamiento del sistema en servicio y diagnosticar y corregir averías fuera de servicio, y una gran cantidad de redundancia y versatilidad para una restauración rápida de las comunicaciones en caso de avería.

El cumplimiento de estos requisitos requirió un equipo total de 32 armarios mas cuatro cajas de unión, deshidratadores y cambiadores de calor, además de las

dos antenas (4 pies de diámetro en el equipo ADM) necesarias para cubrimiento hemisférico. Se desarrolló también un simulador del movimiento del barco para permitir pruebas en estados de mar simulados 5 y 7. En la figura 1 se muestra una de las dos antenas de 4 pies montada en el simulador (parte de la instalación de NELC).

Con actividad paralela, los laboratorios de investigación Magnavox, mediante contrato con la Armada de los Estados Unidos, desarrollaron un modelo de diseño avanzado de un modem, con modulación de espectro amplio y operación con acceso múltiple por división en el tiempo (TDMA) y con acceso múltiple por división por código (CDMA), que se adaptaba al terminal de radio desarrollado en ITTDCD (ITT Defense Communications Division). En un conjunto reciente de pruebas llevadas a cabo con el satélite DSCII, la Armada de los Estados Unidos con participación de ITTDCD realizó con mucho éxito experimentos de comunicaciones vía el satélite.

Durante el desarrollo del equipo ADM, la Armada de los Estados Unidos e ITTDCD iniciaron un programa llamado "Proyecto Shrink" durante el cual se examinaron con detalle las necesidades de comunicaciones básicas de la Armada. Se analizaron todas las especificaciones de comportamiento con vistas a reducir la complejidad del equipo sin sacrificar las necesidades de comunicaciones básicas. Posteriormente a este estudio, se presentó a la Armada una propuesta para el modelo de pruebas de servicio que mostraba una reducción drástica de la complejidad del equipo, mientras que aún satisfacía los requisitos de una alta fiabilidad, y una familia de terminales de comunicaciones útiles y a bajo costo que podían ser instalados en una gran variedad de barcos de la Armada de pequeña, mediana o gran categoría. Esta propuesta fué aceptada, el contrato adjudicado y está actualmente en fase de desarrollo.

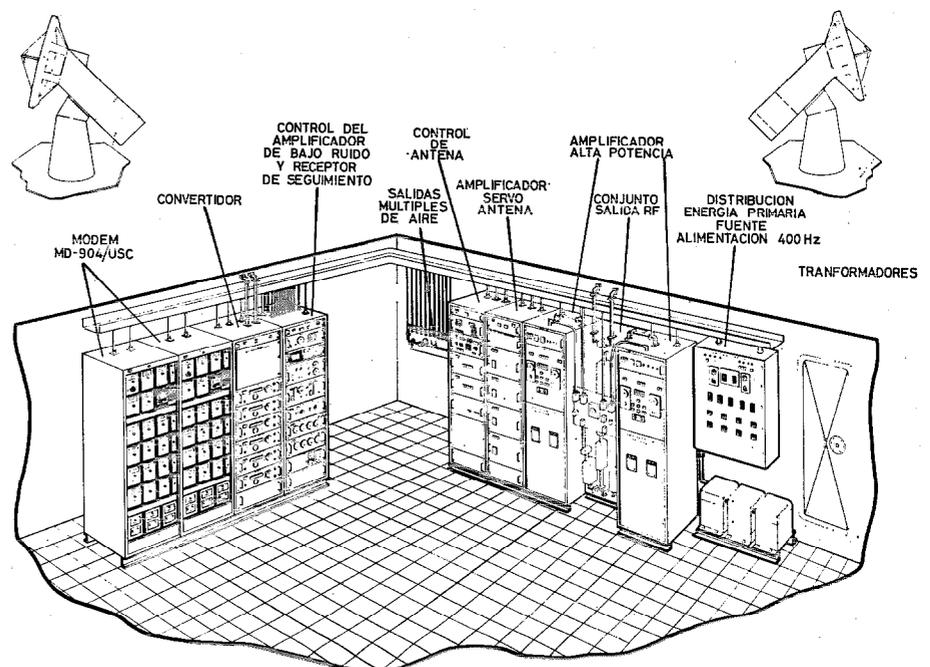


Fig. 2 Instalación típica del terminal (STM) AN/WSC-2.

Terminal de comunicaciones

Tabla 1 - Configuración ADM y STM.

	ADM	STM	
		Equipo mediano	Equipo grande
Abertura de antena (metros)	1,20	1,20	2,40
Capacidad de canales de comunicaciones	3 Ascendente 3 Descendente	1 Ascendente 1 Descendente	2 Ascendente* 2 Descendente*
Convertidores a altas frecuencias	3 Comunicac. 1 Repuesto	1 Comunicac. 1 Repuesto	2 Comunicac.*
Convertidores a bajas frecuencias	3 Comunicac. 2 Balizaje 1 Repuesto	1 Comunicac. 2 Balizaje 1 Repuesto	2 Comunicac.* 2 Balizaje*
Receptores de seguimiento y circuitos correctores del efecto Doppler	3 (1 Repuesto)	2 (Sin repuesto)	2 (Sin repuesto)
Frecuencia de referencia	Rubidio y oscilador a cristal	Haz de cesio y Osc. Disc.	Haz de cesio y Osc. Disc.
Amplificadores de potencia	1—8 kW Klystron 1—5 kW Tubo ondas progresivas	2—3 kW Klystron (1 repuesto)	2—3 kW Klystron 6 kW combinados
Interconexión en F. I.	700 y 70 MHz	700 y 70 MHz	700 y 70 MHz

* La avería de un canal reduce la capacidad de comunicaciones a una portadora.

A efectos de comparación, se muestra en la figura 2 la instalación típica del gran conjunto complejo del equipo STM. La figura muestra también dos armarios de modems suministrados por el gobierno que junto con el equipo STM componen el terminal completo. No se muestra un patrón de frecuencias de haz de cesio que está situado en otra parte del barco y proporciona una frecuencia de referencia muy estable y exacta para el terminal. El conjunto mediano es físicamente casi idéntico al gran conjunto excepto en que el primero utiliza antenas de cuatro pies (1,20 m) y un modem, mientras que el segundo utiliza antenas de ocho pies (2,40 m).

En las tablas 1 y 2 se relacionan las capacidades de comunicaciones relativas y algunas de las características físicas generales de los conjuntos de equipo STM grande y mediano.

Debe hacerse notar aquí que la gran reducción en el número de armarios de equipo que resulta evidente de las tablas, fue posible principalmente gracias a tres factores.

1. La capacidad de comunicaciones se redujo de canales de 3 portadoras a canales de 2 portadoras.

Tabla 2 - Características físicas de los equipos ADM y STM.

	ADM	STM	
		Equipo mediano	Equipo grande
Número de armarios de equipo	32	6	6
Número de cajas de unión	4 Total	0	0
Peso de la antena (kilopondios)	305	305	1.150
Peso total (kilopondios)	13.000	4.150	5.800
Energía primaria (kW)	181	41,1	41,1
Gasto de agua de refrigeración (litros por minuto)	950	240	240

2. Se redujo el requisito de potencia transmitida para poder usar amplificadores de alta potencia de 3 kW en lugar de 8 kW. Sin embargo, se añadió la posibilidad de combinación coherente de dos portadoras para permitir una capacidad de potencia de 6 kW.
3. En el nuevo diseño del equipo se utilizaron técnicas modernas de diseño de circuitos, incluyendo circuitos integrados de microondas (MIC), lo que resultó en un ahorro sustancial del volumen.

De los tres, el último fué, con mucho, el factor que más contribuyó. Por ejemplo, el convertidor ADM ocupaba la mitad de un armario de 1820 mm, mientras que el convertidor STM de nuevo diseño utilizando en su mayor parte circuitos MIC, realiza la misma función y ocupa solo un panel de 178 mm de altura. Del mismo modo, el amplificador de potencia ADM ocupaba seis armarios mientras que el STM de nuevo diseño empleando principios diferentes ocupa un solo armario.

Lo que sigue resume algunas de las características de diseño que se han incorporado al equipo STM. Estas características contribuyen a su tamaño compacto, flexibilidad operacional y utilidad.

- Cubrimiento hemisférico total con dos montajes de antenas de dos ejes. Seguimiento con estado del mar 5.
- Antena Cassegrain de gran rendimiento de 1,20 m y 2,40 m de diámetro (rendimiento de ganancia 75 %).
- Seguimiento monoimpulso de pseudo ruido.
- Control digital y universal de la antena con proceso por ordenador.
- Amplificadores paramétricos de banda ancha, estables, de 30 dB de ganancia, no refrigerados y sintonizables a distancia.
- Igualación de SHF en banda ancha y de FI en banda estrecha, ambas de sintonía fija (no es necesaria nueva igualación por cambio de frecuencia).
- Diseño de un convertidor universal para recepción de la señal de comunicaciones o de balizaje con

- fuelle de alimentación incorporada. El cambio de tres simples módulos transforma el panel para conversión a altas frecuencias y viceversa.
- Traslatores de doble heterodinación proporcionan interconexión a 700 y 70 MHz tanto para el enlace ascendente como el descendente.
 - No hay conexiones en el panel frontal; todo el cableado se realiza a través del panel posterior de la unidad.
 - Se incluyen dos receptores de seguimiento de bucle de fase enclavada con circuitos de corrección del efecto Doppler.
 - Diseño compacto de amplificadores de alta potencia que incorporan una fuente de alimentación de alto voltaje del tipo "conmutador" (chopper).
 - El combinador coherente permite la unión de dos amplificadores de potencia de 3 kW para obtener una potencia de salida de RF de 6 kW.
 - Amplificadores compactos de potencia de servos del tipo SCR (silicon controlled rectifier, rectificador controlado de silicio).

Sigue a continuación una breve descripción del equipo STM, con discusión de algunas de las características de diseño más notables que se acaban de relacionar.

Breve descripción de los equipos STM

Aunque diseñados para cumplir diferentes requisitos operacionales, tanto la versión grande (antenas de

2,40 m — doble portadora) como la mediana (antenas de 1,20 m — portadora única) de los modelos de pruebas de servicio AN/WSC-2 comparten muchas características comunes. Cada equipo se compone de un par de unidades de antena de a bordo y de un conjunto de seis armarios de equipo (excluyendo el modem o modems suministrados por el gobierno y cierto número de equipos auxiliares montados en mamparos y en la cubierta del barco). El equipo comprende tres grupos funcionales principales: el grupo electrónico, el grupo transmisor y el grupo de la antena. Este último incluye las dos unidades de antena de a bordo y dos de los seis armarios montados en el interior del barco. El grupo electrónico y el transmisor comprenden los cuatro armarios restantes montados también en el interior del barco y situados, en general, como se muestra en la figura 2. Sin embargo, es posible separar el equipo transmisor y colocarlo más cerca de las antenas para una mayor potencia radiada efectiva (ERP). El diseño del equipo permite separar las antenas hasta 45 m de los equipos electrónicos lo que permite satisfacer las necesidades de diferentes barcos.

Equipo grande

La versión del equipo grande STM, representada funcionalmente en la figura 3, está diseñada para permitir la transmisión y recepción simultánea de dos portadoras independientes. Las dos antenas proporcionan un cubrimiento que se solapa de forma tal que en ope-

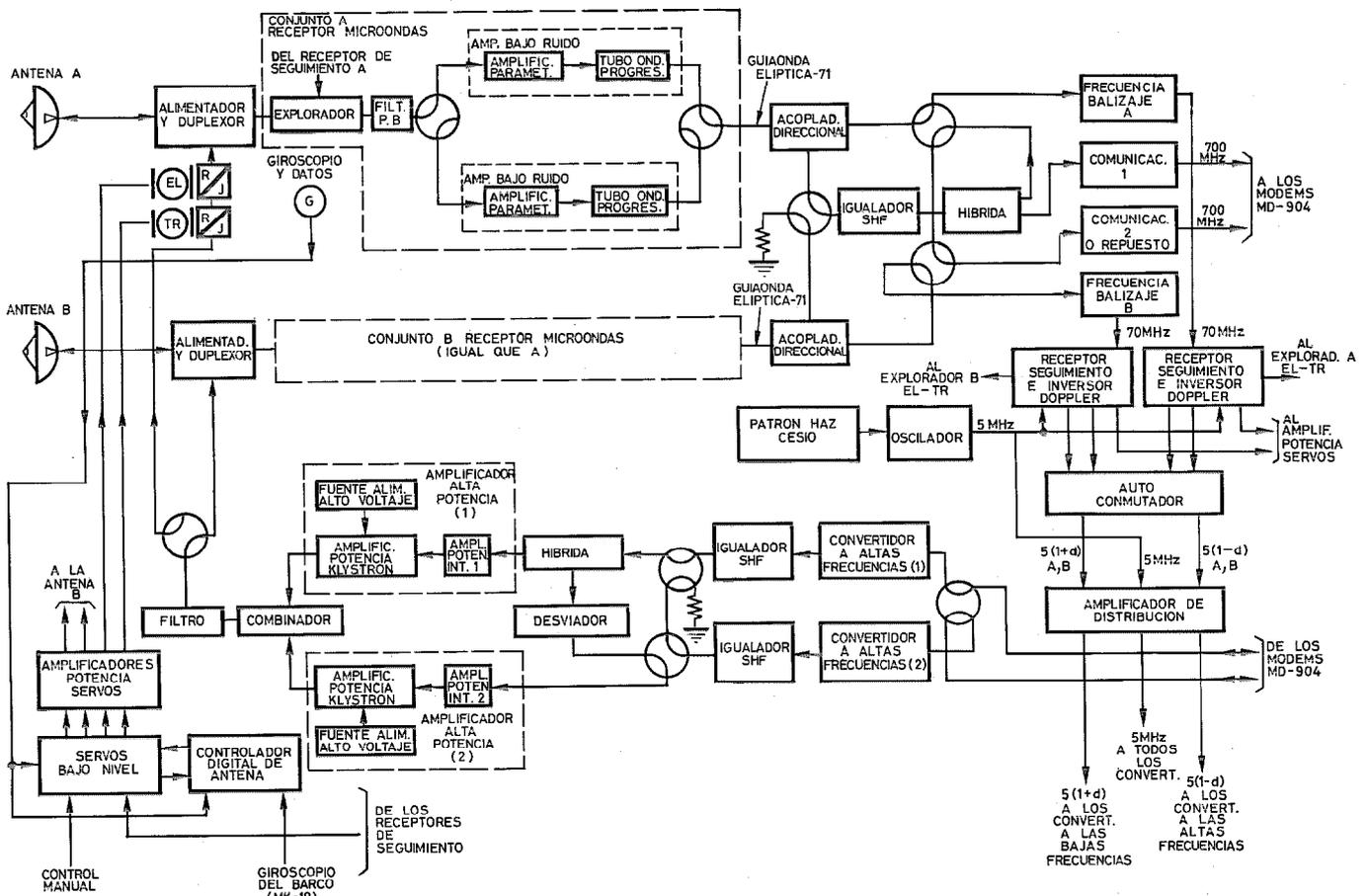


Fig. 3 Diagrama de bloques de los conjuntos principales del equipo STM AN/WSC-2.

ración normal, e incluyendo el estado del mar 5, no es necesario conmutar antenas como consecuencia del movimiento del barco causado por el mar. Cada unidad de antena incluye un reflector de 2,4 m, un subreflector, un conjunto alimentador dual polarizado circularmente, un subconjunto de seguimiento de exploración monoimpulso y un conjunto de componentes de microondas de recepción que incluyen el filtro paso banda preselector y un par de amplificadores de bajo ruido (LNA) redundantes. El equipo de pruebas (BITE) construido y montado en la antena incluye un monitor de la potencia de transmisión, una sonda de inyección de la señal de prueba, y cierto número de acopladores y conmutadores utilizados para realizar comprobaciones operacionales. El acceso para mantenimiento de los amplificadores paramétricos y del tubo de ondas progresivas, de los excitadores de línea y de otros componentes, se consigue fácilmente quitando paneles a ambos lados de los dos yugos de elevación (componentes de la estructura que conectan la antena al dispositivo que coloca el eje de elevación en posición).

El grupo de antena situado en el interior del barco consiste en los armarios de control y de servos de la antena que contienen los circuitos electrónicos de control y el equipo de servos de la antena. El control del amplificador de bajo ruido, monitor y equipos de pruebas, además del conjunto del sistema BITE, están situados en el armario de control del amplificador de bajo ruido y de seguimiento, y es uno de los dos armarios que constituyen el grupo electrónico. Este armario contiene también todos los circuitos de seguimiento del satélite, de corrección por efecto Doppler y el equipo generador de la frecuencia de referencia, excepto el patrón de haz de cesio que se encuentra en otra parte.

El grupo transmisor consta de dos amplificadores de potencia idénticos con klystrons de 3 kW, mas los excitadores de potencia intermedia (IPA), estando cada uno contenido en un solo armario; las salidas de los dos klystrons se pueden unir coherentemente para producir un amplificador de potencia equivalente de 6 kW. Los circuitos de ajuste de fase de la portadora y de salida de RF están localizados en el conjunto entrada/salida de RF situado entre los dos amplificadores de potencia. Una guíaonda múltiple, el panel de distribución de energía primaria y los transformadores de aislamiento de entrada completan todo el equipo AN/WSC-2.

Los modems de comunicaciones se interconectan con el equipo en el armario convertidor en el grupo electrónico. Las señales de transmisión de 700 MHz del modem se trasladan mediante los convertidores a altas frecuencias a cualquier frecuencia de la banda 7,9—8,4 GHz, se amplifican y se encaminan al grupo de transmisión. Aquí, las señales son amplificadas a toda la potencia de RF, combinadas y conmutadas a una de las dos antenas, vía líneas de transmisión de guíaondas. Alternativamente, se puede alimentar una sola portadora a ambos amplificadores de alta potencia, vía los circuitos de ajuste de fase de la portadora, y combinar coherentemente las salidas para obtener un margen adicional frente al ruido e interferencia en un modo de portadora única.

Las señales de RF recibidas en la banda de 7,25 a 7,75 GHz en una u otra antena, se amplifican por uno de los dos amplificadores de bajo ruido redundantes situados en cada unidad de antena. Las señales amplificadas se pasan al grupo electrónico donde se convierten a 700 MHz y se procesan para aplicarlas a la parte de recepción de los modems.

Mientras que la interconexión principal con los modems se realiza a 700 MHz debido a que los modems MD-904/USC suministrados por la Armada operan en esta banda, el equipo es capaz también de adaptación a modems de 70 MHz.

Se ha mejorado la fiabilidad y disponibilidad con el uso de amplificadores de bajo ruido redundantes y de patrones de frecuencia, y mediante una configuración que asegura la disponibilidad de al menos un canal transmisor y receptor en caso de fallo de cualquier unidad simple.

Equipo mediano

La versión de equipo mediano STM difiere del equipo grande en que se suministran antenas de 1,20 m en lugar de 2,40 m y en que solo se requiere capacidad para una portadora única. Sin embargo, se conserva el segundo juego de convertidores a altas y bajas frecuencias que sirven como unidades redundantes del canal de portadora en operación. Los dos equipos son pues aproximadamente idénticos en tamaño y configuración, con excepción de las antenas.

Las diferencias más notables entre los dos equipos son:

- El tamaño reducido de las unidades de antena del equipo mediano, como ya se ha mencionado.
- Eliminación del combinador de alta potencia y circuitos de ajuste de fase, debido a que en el equipo mediano no se exige el requisito de doble portadora o de combinación coherente.
- Simplificaciones menores en las áreas de encaminamiento de la señal y de control del sistema dictadas por la eliminación del requisito de doble portadora.

Comportamiento del equipo

Especificaciones de comportamiento del equipo

En la Tabla 3 se resumen los parámetros más importantes del equipo. Como en la mayor parte de las áreas el comportamiento del equipo grande y del mediano es casi idéntico, la tabla solo muestra entradas para el equipo grande si representan una desviación en relación con el mediano.

Sencillez de operación

La consideración más importante en el diseño del equipo STM fué la sencillez de operación y los "factores humanos".

Se hizo hincapié en la simplicidad de operación dando una consideración cuidadosa a las necesidades básicas: es decir, permitir la operación y mantenimiento del terminal por un simple marinero, con comunicaciones fiables y continuas durante una misión de 90 días.

Tabla 3 - Resumen de los parametros del equipo.

	Equipo mediano	Equipo grande
Ganancia de antena (rendimiento 75 %, medido)	37,50 dB (min)	43,50 dB (min)
Temperatura de ruido del sistema	243°	igual
Relación G/T (ganancia de antena a temperatura de ruido del sistema)	12,6 dB	17,7 dB
Exactitud de antena		
Seguimiento manual	0,25°	igual
Seguimiento automatico	0,12° (max.)	0,11° (max.)
Masa de la antena	305 kg	1150 kg
Ganancia de la cadena de recepción	70 dB	igual
Estabilidad de ganancia de la cadena de recepción	± 0,75 dB/24 hrs.	igual
Variación de ganancia de la cadena de recepción	± 0,75 dB/50 MHz	igual
Linealidad de fase de la cadena de recepción	± 0,15 rad/50 MHz	igual
Espureos de la cadena de recepción	20 dB por debajo del ruido a la salida de FI	igual
Estabilidad de ganancia de la cadena de transmisión	± 0,7 dB/24 hrs.	± 1,0 dB/24 hrs.
Variación de ganancia de la cadena de transmisión	± 1,0 dB/40 MHz	igual
Potencia radiada efectiva	+ 68 dBw	+ 76,5 dBw
Linealidad de fase de la cadena de transmisión	± 0,2 rad/40 MHz	igual
Ruido transmitido acoplado al receptor	0,003° K	igual
Espureos de la cadena de transmisión	60 dB por debajo de la portadora	igual
Modulación de amplitud residual		
Cadena de recepción	60 dB por debajo de la portadora	igual
Cadena de transmisión	55 dB por debajo de la portadora	igual
Error de frecuencia	± 56 Hz	igual
Modulación de frecuencia residual	0,3 dB degradación modem	igual
Ruido de fase	0,25 dB degradación modem	igual
Tiempo medio antes de fallo (para un solo canal de comunicaciones)	1000 horas	igual
Tiempo medio de reparación	0,75 horas	igual
Disponibilidad	0,999315	igual
Anchura de banda instantanea de RF		
Transmisión	80 MHz	50 MHz
Recepción	500 MHz	igual
Anchura de banda de interconexión en FI		
Transmisión y recepción (700 MHz)	50 MHz	igual
Transmisión y recepción (70 MHz)	2 MHz	igual

Para conseguir esto, las necesidades de operación en misión se separaron de aquellas otras de la instalación inicial y de las subsiguientes de realineación al final de una misión. Esta filosofía dió lugar a una considerable reducción de equipo y, en consecuencia, se simplificaron grandemente los requisitos de vigilancia y control. Por ejemplo, se eliminaron las pruebas de tipo general (como para el ADM) y se facilitan sólo pruebas específicas para fines específicos (tales como alineación del amplificador de bajo ruido).

Se hizo hincapié en los factores humanos en cada detalle de diseño, en cada rotulación de panel frontal y en cada replanteo de elementos en los cajones y armarios, al objeto de reducir al mínimo la posibilidad de confusión del operador. Como ejemplo, los puntos de inyección de la señal de prueba están dispuestos de modo que el operador no puede producir interrupción de la comunicación al apretar equivocadamente un botón durante las pruebas.

La sección que sigue da más detalles del concepto y realización del equipo de pruebas construido en el propio equipo de prueba (BITE) que explica la filosofía de diseño de operación y mantenimiento del equipo citada en los párrafos anteriores.

Equipo de pruebas construido en el propio equipo (concepto BITE)

Se ha mencionado anteriormente que el separar los requisitos de instalación de los operacionales permite una simplificación considerable del equipo BITE.

Conceptualmente, el objeto de la instalación BITE es facilitar la instalación del terminal y la comprobación amplia del mismo al final de una misión. El objeto del equipo BITE operacional es proporcionar un medio rápido de identificar una unidad o unidades defectuosas y un medio igualmente rápido de salir de la condición de avería y reanudar la operación normal. Una alarma común, activada independientemente por cada unidad, proporciona el estímulo para empezar a actuar, y una indicación compendio de averías muestra un punto focal adecuado para localizarla.

El equipo BITE operacional se puede subdividir también para distinguir entre a) pruebas de comportamiento y b) vigilancia de averías.

El aspecto de pruebas de comportamiento del equipo BITE está asociado con su capacidad para medir la respuesta de barrido del amplificador de bajo ruido situado en la antena, efectuar la prueba del terminal en bucle local, y simular la frecuencia de balizaje del satélite para el subsistema de seguimiento. En la figura 4 se muestran detalles de la realización de esta filosofía, en forma de diagrama de bloques.

El aspecto de vigilancia de averías del equipo BITE se refiere al mantenimiento y está asociado con el panel indicativo del estado de las comunicaciones, que recibe información en tiempo real del monitor de averías sobre el estado de cada unidad particular.

Los requisitos principales son:

— Un medio rápido de detectar una condición de avería.

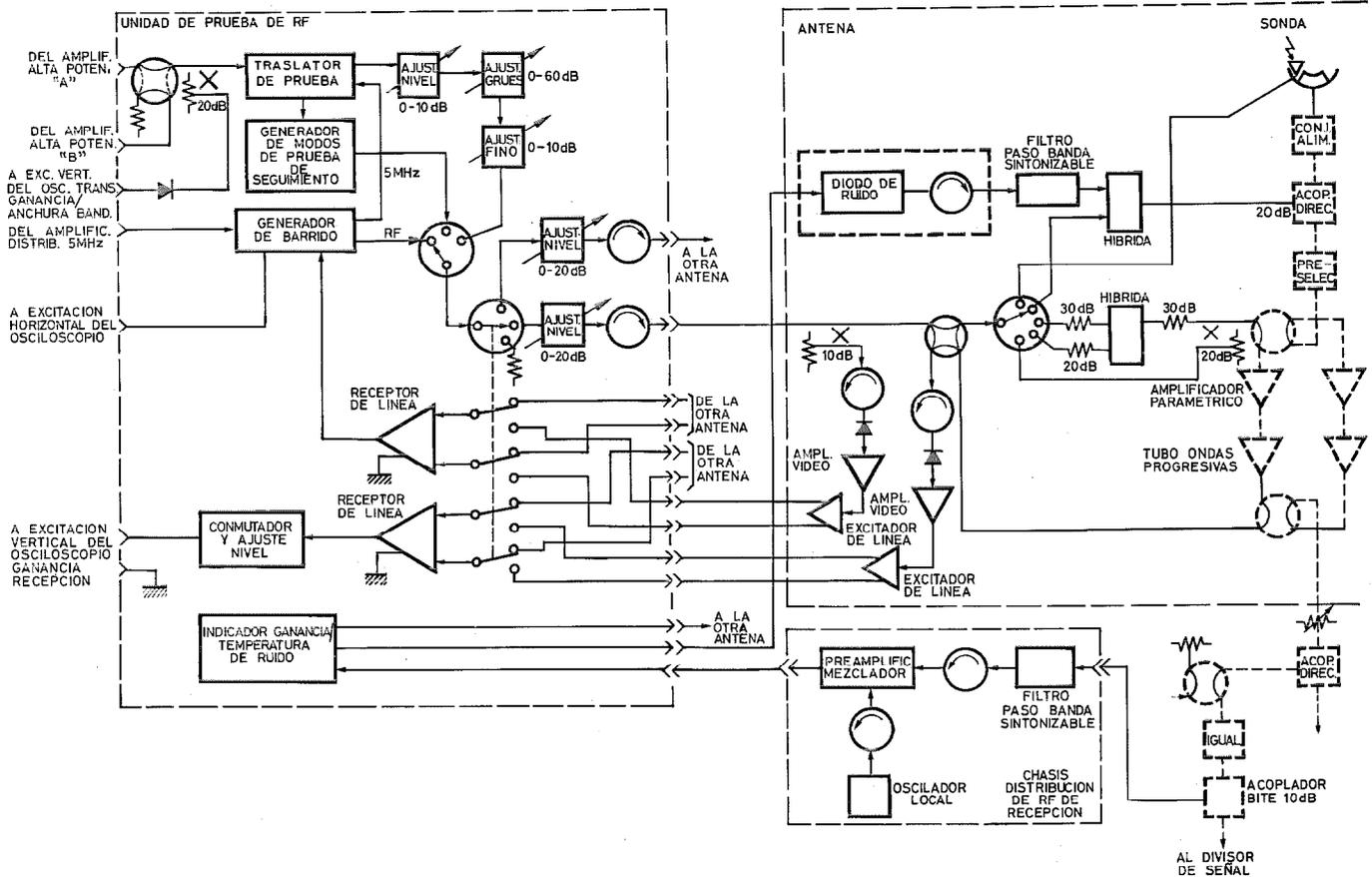


Fig. 4 Equipo de pruebas construido en el propio equipo (STM) AN/WSC-2 para prueba de la antena, diagrama de bloques.

— Presentar una indicación de esta condición en forma no ambigua.

— Avisar inmediatamente al operador de esta avería.

Para cumplir estos requisitos, cada unidad del equipo dispone de circuitos para vigilar voltajes, corrientes, enclavamientos de fase y niveles de señal críticos e indicar una avería cuando se exceden los límites prescritos.

Una característica de diseño es la lógica del equipo BITE que inhibe una secuencia de averías que dependen de la señal y evita una cadena de luces, cuando varias unidades que dependen de esta señal, a lo largo del camino de la misma, exhiben fallos simultáneos.

Una vez que el operador ha sido alertado por la alarma audible, procede a localizar la unidad averiada y a quitarla del estado operacional de una forma simple y rápida como sigue:

— El operador explora visualmente y localiza la unidad averiada por su luz indicativa de fallo.

— Coloca la unidad en el modo de mantenimiento apretando el conmutador "mantenimiento" de la unidad averiada y conmuta a la unidad de reserva que forma parte del equipo (tal como el convertidor de comunicaciones a altas y bajas frecuencias). El equipo puede ser ahora operacional.

— Procede entonces a reparar la unidad averiada utilizando el medidor del panel frontal "funciona — no funciona" que únicamente identifica algún módulo averiado dentro de la unidad. La sustitución

del módulo defectuosos apaga la luz de avería y permite restablecer la unidad al modo operacional. Sólo se necesitan pocos minutos para la secuencia completa.

Descripción de los subsistemas — Características notables de diseño

Subsistema de antena

El grupo de antena contiene dos unidades de antena de a bordo idénticas, mas un subsistema electrónico de servos en el interior del barco. Las unidades de antena se diseñaron poniendo énfasis en optimizar su comportamiento, cubrimiento, confiabilidad y mantenimiento, y reduciendo al mínimo su peso, altura y volumen de barrido.

La descripción que sigue se refiere al equipo mediano (antena de 1,20 m) pero las características de diseño básico se aplican igualmente al equipo grande.

La parte del subsistema de radiación de la unidad o unidades de antena está representada por una antena Cassegrain iluminada uniformemente, de gran rendimiento (75 %), con un reflector principal parabólico modificado de 1,20 m de diámetro, y un subreflector hiperboloide modificado de 205 mm de diámetro. El subreflector está iluminado por una bocina primaria multimodo con una abertura de 33 cm². Una sección del conjunto del alimentador primario desarrolla un diagrama suma (de las señales recibidas) simétrico y

dos diagramas diferencia para un sistema de operación monoimpulso en el modo de recepción. Las salidas de los dos canales diferencia se combinan en un canal de salida única, vía un convertidor, que proporciona una modulación bifásica y un mutiplaje en el tiempo para cada canal diferencia de entrada. La conmutación de fase y de tiempo se obtiene mediante un generador de velocidad (dispositivo electromecánico que genera un voltaje de salida de frecuencia constante proporcional a la velocidad de giro de su eje) de código pseudo-errático. La salida del convertidor, al combinarse con la señal del canal suma en un acoplador direccional, produce una envolvente de onda cuadrada cuya información da la magnitud y sentido de error de cada uno de los dos planos principales de seguimiento (elevación y transversal) al subsistema de servos. La técnica de seguimiento es un tipo de pseudo-monoimpulso que se conoce como monoexploración (sistema mono-impulso de exploración de un sólo canal.).

En el diseño propuesto, el duplexor, filtro o filtros de banda eliminada, amplificador de bajo ruido y equipo BITE, están montados en recintos integrados con la antena y formando parte de los contrapesos del subsistema de radiación. Por lo tanto, el subsistema de radiación y el receptor de microondas se mueven juntos con la línea de visión.

— Pedestal de antena

La antena del equipo mediano (reflector de 1,20 m de diámetro) es una configuración en elevación respecto al plano de los carriles del tren de giro con intersección de ejes y una inclinación de 45° del eje tren con la cubierta de montaje. El sistema de antena pesa 305 Kp incluyendo la base de montaje. El volumen de barrido de la antena está descrito por una esfera truncada de 240 cm de diámetro de modo que su centro queda 102 cm por encima de la cubierta.

El reflector de la antena está unido al eje de eleva-

ción por medio de cajas estructurales (yugos) que alojan todos los componentes de microondas de RF. Estos están dispuestos dentro de los yugos para que al mismo tiempo:

- Equilibren la antena alrededor de ambos ejes.
- Reduzcan al mínimo las pérdidas de la línea de transmisión desde el alimentador de antena hasta la salida de los excitadores de línea.
- Optimicen la accesibilidad de los componentes de microondas de RF y del alimentador. Se puede quitar cualquier componente sin perturbar a los otros componentes de la cadena de microondas de RF.

El alojamiento de elevación que soporta los dos yugos, está a su vez ligado al pedestal a través de cojinetes de bolas con cuatro puntos de contacto. El conjunto total es de construcción de aluminio utilizándose armazones y planchas conformadas para una mayor robustez y rigidez. La frecuencia de resonancia natural más baja de la estructura es aproximadamente de 32 Hz, que está bien por encima de los 25 Hz máximos especificados para la frecuencia inducida por el barco, para el equipo mediano. El cubrimiento de una antena es aproximadamente 87 % del hemisferio para un estado del mar 5 y 72 % para un estado 7. Dos antenas proporcionan un cubrimiento del 100 % hasta un estado del mar 5 (ver figura 5).

Las velocidades máximas de los ejes primario y secundario son de $52^\circ/\text{segundo}$ y $30^\circ/\text{segundo}$ respectivamente. El motor de arrastre suministra los pares de fuerza necesarios con motores de 0,75 C.V. que son más que suficientes. La excitación del servo se obtiene de amplificadores controlados del tipo SCR (rectificadores controlados de silicio) que pueden entregar hasta 18 amperios a los motores y tienen suficiente capacidad para excitar motores de 2 C.V. utilizados también en el equipo grande (antenas de 2,40 m).

El sistema de antena es robusto, capaz de resistir las fases dinámica y de sobrepresión de explosiones nuclea-

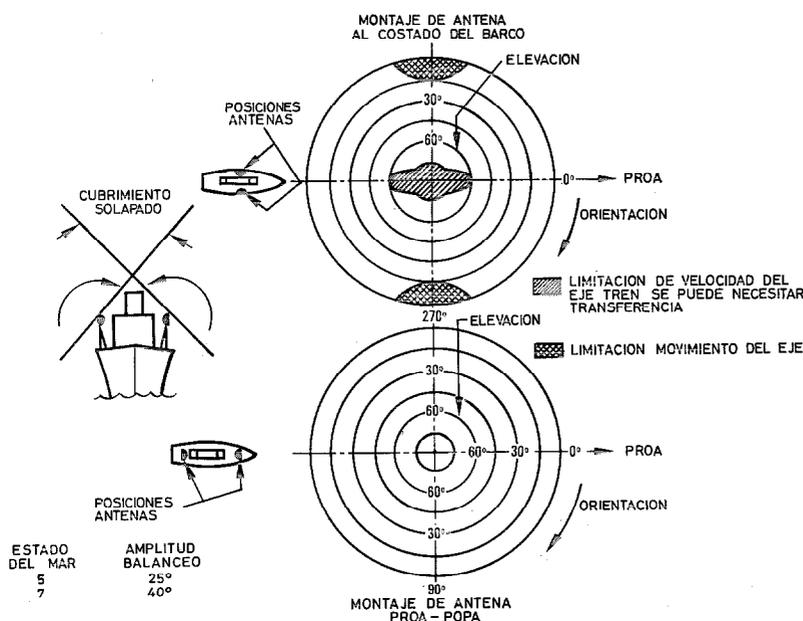


Fig. 5 Cubrimiento con dos antenas (STM) AN/WSC-2, estado del mar 7/viento de 75 nudos 25 mm de hielo radial.

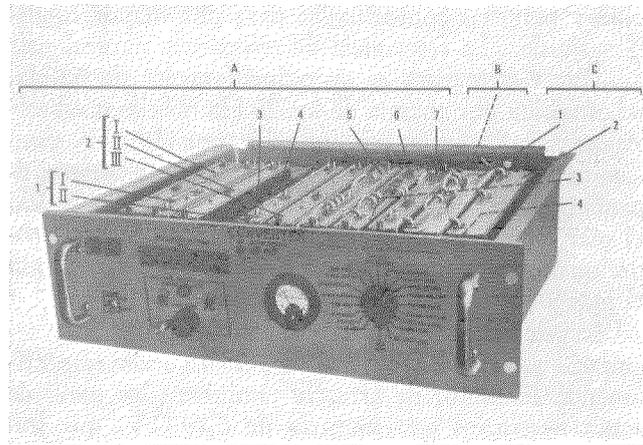
Terminal de comunicaciones

res. Todo el reflector de antena es de construcción de aluminio por lo que no está sujeto a absorción de agua o distorsión debido a las condiciones ambientales.

— Controlador digital de la antena

Un controlador digital que funciona en conexión con el procesador AN/UYK-20 proporciona los controles necesarios para:

- Apuntar las antenas al área del satélite.
- Iniciar la busca espacial utilizando un diagrama de exploración en espiral.
- Transferir el control al bucle de seguimiento automático de servos cuando se ha captado la frecuencia de balizaje del satélite y se ha realizado el enclavamiento de fase.



- Realizar la transferencia de la señal cuando la antena activa alcanza los límites de su cubrimiento definidos por la posición del satélite, situación de la antena, movimiento del barco, etc.
- Proporcionar una orden de corte de los transmisores de alta potencia cuando el haz de antena se acerca a los límites de radiación peligrosa.

Subsistema de conversión de frecuencia

Todo el equipo de conversión de frecuencia de transmisión y recepción está situado en el armario convertidor que contiene también el conjunto de distribución transmisión/recepción de RF y de FI.

— Conjunto del cajón convertidor

El convertidor está contenido en un cajón de 178 mm de alto por 610 mm de ancho, con una disposición de elementos y descripción del panel frontal tal como se indica en la figura 6. En la misma figura se muestran también las especificaciones y el diagrama de bloques de cada tipo de cajón convertidor. Como ya se ha mencionado anteriormente, cada cajón convertidor se diseña para operar como convertidor de comunicaciones a las altas o bajas frecuencias o como convertidor a bajas frecuencias de balizaje. El cambio del estado operacional se realiza simplemente por sustitución de los módulos traslatores y del conjunto igualador de FI.

Los niveles de señal críticos en el convertidor se vigilan en su panel frontal mediante un medidor de pa-

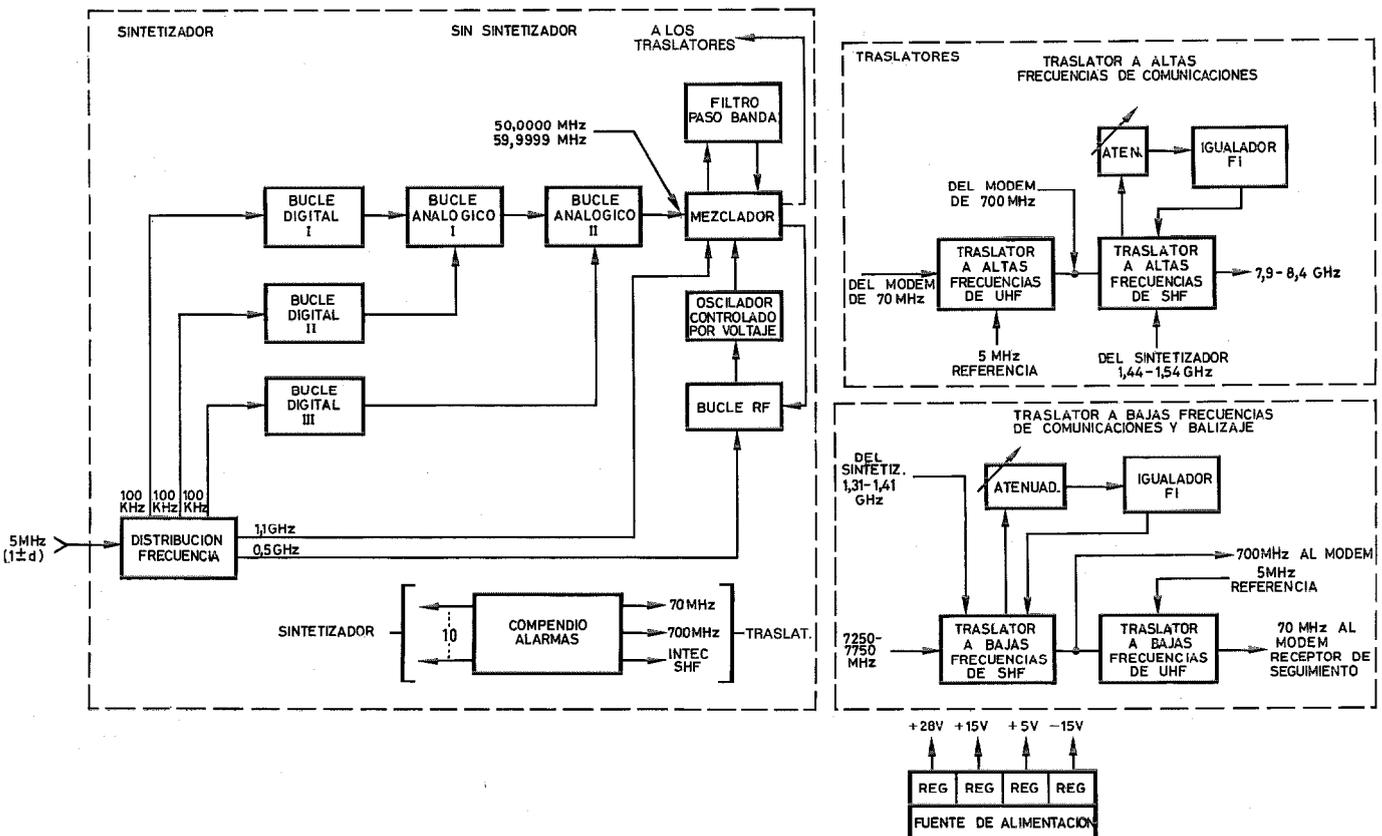


Fig. 6 Convertidor (STM) AN/WSC-2. Aspecto y diagrama.

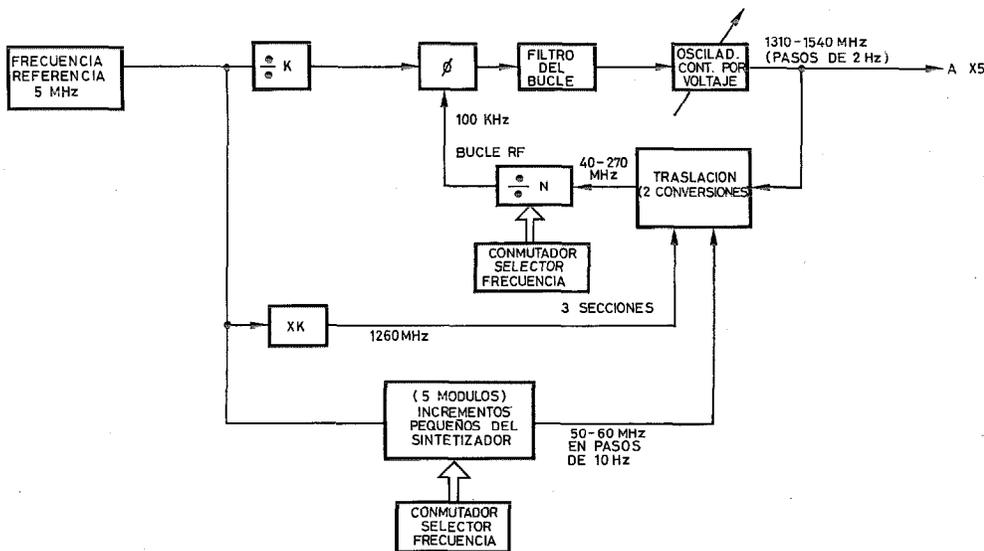


Fig. 7 Diagrama de bloques del sintetizador (STM) AN/WSC-2.

nel y un conmutador selector. El medidor y el conmutador sólo permiten la identificación de un módulo averiado del cajón.

Cada cajón de convertidor contiene una fuente de alimentación regulada con cuatro reguladores de forma modular que suministran todos los voltajes requeridos por el convertidor.

— Sintetizador de frecuencias

El sintetizador, oscilador local del convertidor, utiliza la técnica indirecta de la síntesis de frecuencia. (Ver figura 7). Esta técnica emplea un oscilador fundamental de bajo ruido, sintonizado mecánicamente que opera en la banda "L". La salida de este oscilador controlado por voltaje se multiplica por cinco y se utiliza para excitar el multiplicador traslator del oscilador local para la conversión SHF/FI tanto para la traslación a las altas frecuencias como a las bajas. Este oscilador se controla por voltaje, está enclavado en fase con una frecuencia de referencia de 5 MHz que se deriva de la frecuencia de balizaje recibida del satélite, y tiene la corrección de frecuencia por efecto Doppler requerida.

— Teoría de operación

Con referencia a la figura 7, la síntesis de frecuencia se realiza trasladando la frecuencia de salida, en la banda "L", del oscilador controlado por voltaje mediante heterodinación y división digital fija hasta un margen donde se puede realizar la división de frecuencia programable. El divisor de esta división se fija de forma que la salida de frecuencia del divisor programable es constante en la banda de frecuencias de salida del sintetizador. A continuación, la salida del divisor programable se compara en un detector de fase con la frecuencia de referencia. La señal de error del detector de fase lleva al oscilador controlado por voltaje a una fase exacta y a una relación armónica con la señal de referencia, formándose así el bucle de fase enclavada. Esta solución es más atractiva puesto que facilita el comportamiento deseado de un modo relativamente

simple y representa un óptimo desde el punto de vista de fiabilidad, coste, tamaño, peso y potencia.

— Módulos traslatores

Hay cuatro tipos de módulos traslatores: traslatores a las altas frecuencias para UHF y SHF y a las bajas frecuencias para SHF y UHF. Se utilizan por partes dependiendo del proceso de conversión requerido.

Los traslatores SHF a las altas y bajas frecuencias son similares en diseño y construcción, aunque no idénticas en comportamiento, debido a la diferencia en las frecuencias de SHF y en los niveles requeridos. Los traslatores UHF son también funcionalmente similares pero no son intercambiables debido a la diferencia de comportamiento.

El diseño del traslator hace amplio uso de circuitos integrados de microondas (MIC) y elementos concentrados en un módulo integrado. Esto es particularmente cierto en los traslatores en el área de circuitos de SHF, en los filtros de FI y en los diseños del filtro y multiplicador del oscilador local situados dentro de los módulos. Se utilizan las mejores propiedades de ambas tecnologías para obtener ventajas importantes de com-

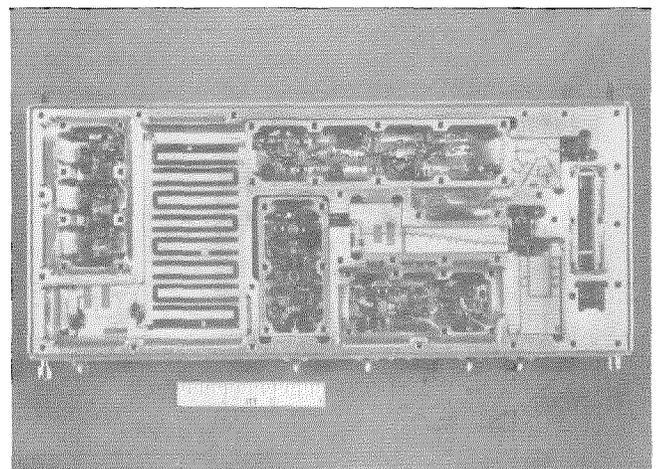


Fig. 8 Módulo traslator a bajas frecuencias SHF (STM) AN/WSC-2.

portamiento, fiabilidad, tamaño, peso, facilidad de fabricación y costo en relación con los diseños coaxiales convencionales.

— Construcción del módulo traslator

Cada uno de los módulos traslatores de SHF y UHF contiene todos los elementos que forman parte del camino de la señal, y los circuitos de vigilancia y de corriente continua montados sobre un chasis, tal como se indica en la figura 8.

Por razones de compatibilidad electromecánica, se utiliza una estructura de dos caras que permite obtener aislamiento de RF y de corriente continua. Todos los circuitos que forman parte del camino de la señal están contenidos en una cara, mientras que los de vigilancia y de corriente continua están en la otra. En todos los conductores de corriente continua se utilizan filtros RFI (interferencia de radiofrecuencia) para proporcionar un aislamiento adicional a bajas frecuencias.

Los circuitos de la cara de RF están aislados unos de otros mediante compartimientos practicados en el chasis. Como en el caso del convertidor de comunicaciones a bajas frecuencias, esta técnica de construcción se utiliza tanto en los circuitos MIC como en los de elementos concentrados. Aunque el peso aumenta ligeramente, el alto grado de aislamiento eléctrico obtenido justifica fácilmente este aumento pequeño de peso. Como ayuda adicional a la interferencia de radiofrecuencia y a la compatibilidad electromagnética, las superficies de las tapas superior e inferior de los módulos del convertidor a bajas frecuencias se recubren de material altamente conductor para reducir la captación de espúreos o radiación. Los circuitos MIC están impresos sobre un material sustrato de alumina de varios espesores según de requiera para las funciones de cada circuito en particular. Los sustratos individuales están unidos con material epoxy a sus respectivos soportes KOVAR (aleación de hierro, níquel y cobalto con un coeficiente de expansión similar al de la alumina). Se

utiliza la técnica de soldadura para conectar componentes sobre los sustratos y para hacer interconexiones a otros circuitos mediante conductores soporte.

Todas las conexiones de RF a los sustratos MIC de interconexión se realizan mediante adaptadores de línea de cinta (tipo SMA) a coaxial*. Las conexiones entre los sustratos se hacen por el método de unir hilos a los conductores soporte.

Subsistema de seguimiento

El subsistema de seguimiento realiza dos funciones:

- Proporciona información de seguimiento que permite la captación y seguimiento del satélite.
- Proporciona una señal de referencia, derivada de la frecuencia de balizaje del satélite, a los canales de comunicaciones.

La información de seguimiento se obtiene utilizando un sistema de seguimiento monoimpulso de canal único. Un generador de monoexploración en el receptor de seguimiento suministra impulsos espaciados en el tiempo al convertidor correspondiente en cada unidad de antena, donde la información de error de fase de seguimiento se muestrea secuencialmente y se utiliza para modular en amplitud el canal suma recibido.

La señal de referencia se obtiene por enclavamiento de fase con la frecuencia de balizaje del satélite y tiene corrección de desviación Doppler para compensar la desviación correspondiente de las portadoras de comunicaciones recibidas. Análogamente, las portadoras de comunicaciones del canal de transmisión se compensan aplicando una referencia de frecuencia con corrección negativa de la desviación Doppler, de forma que las señales recibidas en el satélite están corregidas (se ha eliminado la desviación Doppler).

En la figura 9 se muestra el subsistema de segui-

* Coaxial launcher. Es un adaptador análogo a un conector que adapta el cambio de modo de propagación de un conductor y su imagen respecto a un plano de tierra "microstrip" a modo de propagación coaxial. N. del T.

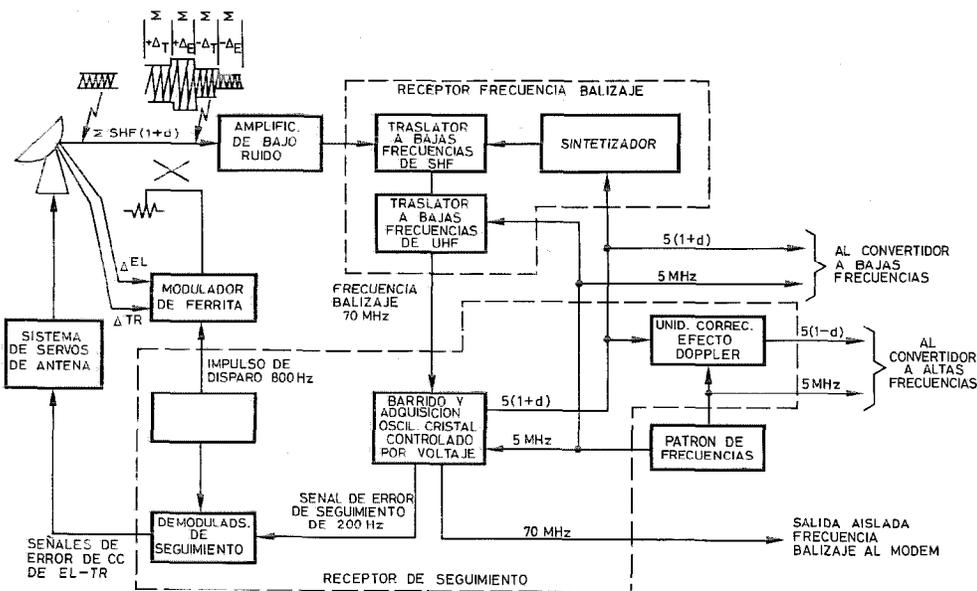


Fig. 9 Diagrama de bloques (simplificado) del subsistema de seguimiento (STM) AN/WSC-2.

miento y la interdependencia del receptor de seguimiento en el subsistema completo. El efecto Doppler de la frecuencia de balizaje se cancela a 700 MHz mediante un bucle largo formado por los convertidores a bajas frecuencias de SHF y UHF, el sintetizador de frecuencias y el receptor de seguimiento. El sintetizador multiplica efectivamente la frecuencia de la fuente de referencia Doppler de 5 MHz por un factor N situándola en un margen que varía entre 1.310 y 1.450 MHz, enclavando en fase en 70 MHz la frecuencia de balizaje recibida en la entrada del receptor de seguimiento. Las variaciones de fase y frecuencia debidas a la desviación Doppler aparecen como variaciones en la referencia Doppler de 5 MHz.

La frecuencia de balizaje se capta inicialmente por barrido del oscilador a cristal controlado por voltaje de la referencia Doppler de 5 MHz, buscando en una banda de ± 10 kHz en la entrada del convertidor a bajas frecuencia de SHF, mientras la antena está realizando la exploración espacial. Después de la adquisición de la señal de balizaje, se para el barrido de frecuencia y se da una orden de interrumpir el diagrama de exploración espacial de la antena. A continuación, el control de excitación de los servos se transfiere a la señal de error de apuntamiento analógica.

— Receptor de seguimiento

El receptor de seguimiento consta de los siguientes módulos funcionales contenidos en un cajón con un panel de 178 mm de altura:

- Barrido y adquisición.
- Oscilador a cristal controlado por voltaje de 5 MHz.
- Corrección Doppler e inversión.
- Autopruera.
- Alarma y monitor.
- Fuentes de alimentación.

El receptor de seguimiento acepta una entrada de frecuencia de balizaje de 70 MHz y la procesa para dar las siguientes salidas:

- Señal analógica de error de apuntamiento.
- Frecuencia de balizaje de 70 MHz estabilizada.
- Referencia corregida de efecto Doppler de 5 MHz, $5(1+d)$.
- Referencia Doppler invertida de 5 MHz, $5(1-d)$.
- Señales de control a los servos de antena.

Esta unidad contiene todas las fuentes de alimentación y controles necesarios para su operación, vigilancia y mantenimiento.

Subsistema de transmisión

El subsistema de transmisión consta de dos amplificadores de alta potencia de 3 kW y del conjunto entrada/salida de RF. Cada amplificador de potencia completo con controles y fuente de alimentación de alto voltaje, está contenido en un sólo armario. El conjunto entrada/salida de RF comprende el control de fase de entrada para combinación coherente y la red híbrida del combinador de salida. Este conjunto está montado directamente en el mamparo.

Comportamiento del amplificador de alta potencia

Ganancia: La ganancia nominal del amplificador es de 87 dB y ello es posible gracias a un amplificador de potencia intermedia de estado sólido que excita un tubo klystron de alta potencia de cinco cavidades.

Anchura de banda: La anchura de banda instantánea de cualquier frecuencia de operación dentro de la banda de 7,9—8,4 GHz es de 50 MHz a 1 dB. Un klystron, equipado con un selector de canal de seis posiciones, proporciona la anchura de banda en cada una de las seis frecuencias en las que el tubo está presintonizado (cualquier canal puede sintonizarse a cualquier banda de 50 MHz dentro de la banda de 500 MHz de 7,9—8,4 GHz).

Potencia de salida: La potencia de salida nominal del amplificador es de 3 kW. Un atenuador de 30 dB proporciona el control del nivel salida.

Refrigeración: Todas las necesidades de refrigeración del amplificador se satisfacen mediante refrigeración por agua a la velocidad de 490 litros por minuto y con un margen de temperatura del agua de 0—40 °C. Para una salida de RF de 3 kW, se disipan 6,3 kW en el agua y se estima que la superficie del armario radia 525 vatios.

Seguridad: El amplificador está provisto de dispositivos de seguridad tanto para el equipo como para el personal. Para protección del equipo y de sus componentes dispone de circuitos protectores de sobrecarga, tanto de corriente alterna como de continua. Para proteger al personal de voltajes peligrosos, se dispone de bloqueos de puertas, dispositivos de puestas a tierra, tapas protectoras y señales de aviso (para indicar al personal de mantenimiento que utilice la varilla de puesta a tierra antes de intentar actuar sobre el equipo).

Fuente de alimentación de alto voltaje

Una solución nueva y excepcional al problema de diseño de fuentes de alimentación de alto voltaje se ha incorporado a esta fuente de alimentación. Esta solución ha permitido que todo el amplificador de alta potencia esté contenido dentro de un simple armario de 635 mm de ancho y 1820 mm de alto. Esta fuente de alimentación suministra 7,3 kW de potencia de corriente continua al tubo klystron (8,5 kV y 0,86 A.), opera con un rendimiento entre 80—85 % con una entrada de corriente alterna de 440 V 60 Hz trifásica sin neutro, cuyo voltaje de salida se puede controlar dentro de un margen mínimo del 50 %, y está contenido en un cubículo no mayor de 480 mm de ancho por 508 mm de fondo y 405 mm de alto.

La fuente de alimentación está refrigerada por agua, pero los circuitos de refrigeración se reducen a una simple placa fría y dos subconjuntos de transistores de conmutación. Se dispone de protección contra la interrupción del flujo por medio de un conmutador de bloqueo que funciona con el flujo. Sin embargo, como protección adicional se dispone de alarmas de sobrecargas térmicas situadas en el transformador de alto

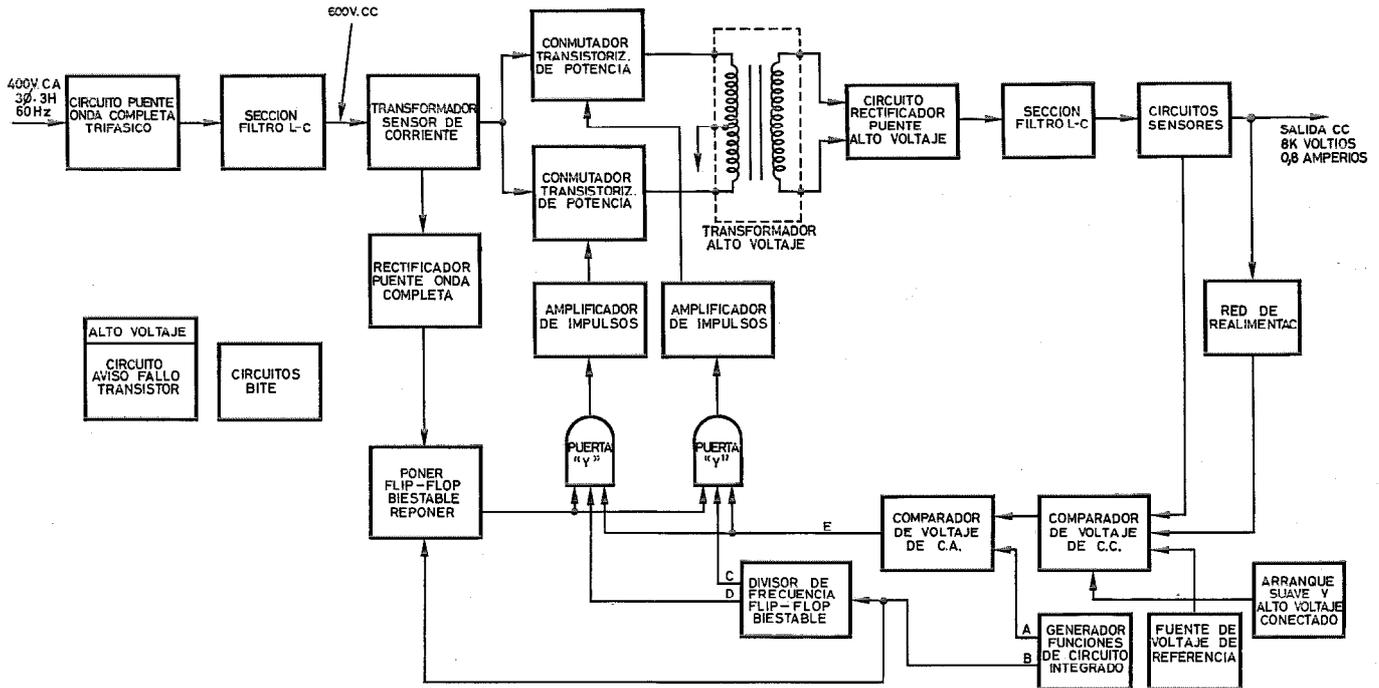


Fig. 10 Diagrama de bloques de la fuente de alimentación de alto voltaje (STM) AN/WSC-2.

voltaje y en cada uno de los dos subconjuntos de transistores.

La excepcionalidad del diseño de la fuente de alimentación está en el uso de una serie secuencial de transistores como un conmutador en una fuente de alimentación tipo "conmutador" (convertidor c.c. a c.a. por conmutación de una señal de c.c.), que opera a una velocidad de conmutación de 20 kHz y que está controlada por la anchura del impulso. Trabaja con voltajes de pico en primario de 1.500 voltios y corrientes de pico primarias de 30 amperios. Sigue a continuación una breve descripción de funcionamiento de la fuente de alimentación.

La operación básica de la fuente de alimentación se obtiene conmutando potencia de corriente continua de bajo voltaje y aplicándola al primario de un transformador de alto voltaje (figura 10). El voltaje desarrollado a través del arrollamiento secundario se rectifica, se filtra y se aplica a la carga. Para obtener potencia de corriente continua de bajo voltaje, se rectifica la corriente alterna de línea, sin usar transformadores (esto hace a la fuente de alimentación insensible a la frecuencia de línea), y se filtra a continuación mediante un filtro de entrada LC. La potencia de corriente continua de entrada se aplica alternativamente a una u otra mitad del primario de un transformador de alto voltaje con toma central. Los conmutadores de transistores se abren y cierran alternativamente a la velocidad de 20 kHz. Controlando el tiempo de funcionamiento de los dos conmutadores, se controlan las anchuras de los impulsos aplicados al transformador de alto voltaje y por lo tanto, los voltajes a través de la carga de la fuente de alimentación.

Los dos conmutadores de transistores mencionados anteriormente son conjuntos de ellos 15 transistores

conectados en serie cada uno y shuntados por diodos zener. El funcionamiento del conmutador requiere que los 15 transistores empiecen a funcionar al mismo tiempo; esto permite pues utilizar un transformador excitador de un sólo primario y un secundario múltiple.

Conclusión

El equipo STM descrito más arriba se está fabricando en este momento, habiéndose completado la fase de diseño de ingeniería.

Se espera que los dos equipos que se están fabricando pasen las pruebas de aceptación y fiabilidad en 1975. Posteriormente, personal de la Armada realizará la evaluación técnica y operacional de los equipos, una vez instalados a bordo de barcos, durante un período de un año. Se piensa que las fases de pre-producción y producción tendrán lugar en el espacio de tiempo entre 1976 y 1980.

Reconocimiento

El autor desea expresar su reconocimiento por las contribuciones de muchos miembros del grupo de ingeniería de ITT Defense Communications Division, y de NAVELEX, NRL y NELC asociados con el proyecto STM.

Darius Surenian nació en Iran en 1928. Recibió su grado BSEE en la Universidad de Syracuse en 1950 y su grado de Master en ingeniería electrónica en el Clarks College of Technology en 1952. En 1955 recibió un certificado de los Bell Telephone Laboratories por la terminación de su Programa de entrenamiento de desarrollo de comunicaciones.

El Sr. Surenian es actualmente el ingeniero de proyecto responsable del desarrollo del terminal de comunicaciones barco a satélite AN/WSC-2 para la Armada de los Estados Unidos.

Los numerosos satélites desarrollados en la actualidad han de realizar tareas diferentes y, por tanto, son de diseño bastante distinto. Aunque muchos son extremadamente complejos, debido a la multiplicidad de funciones, cada función se ha diseñado para llevarse a cabo de la manera más fiable posible. La clave de esta fiabilidad es el mínimo uso de componentes o, como alternativa, el uso de redundancia. La redundancia puede ser de dos tipos, activa o pasiva; la primera utiliza circuitos en paralelo que funcionan simultáneamente y la última utiliza la acción conmutadora. En el artículo "El sistema de proceso de datos del satélite Aeros" se describe cómo se utilizan estos principios en el sistema de manipulación de datos Aeros.

Un requisito adicional es la supervisión de las funciones del satélite de forma que puedan llevarse a cabo acciones correctoras en el satélite. Para conseguir esto, debe mantenerse un sistema de señales de telemedida de alta fiabilidad y esto se discute en el artículo "Emisor de telemedida en banda S para satélites".

Para la investigación de la geosfera y del espacio, los satélites son útiles como instrumentos de medida. La cantidad de información que puede acumular un satélite es grande cuando se le instrumenta adecuadamente. Puesto que las medidas no siempre pueden transmitirse a la estación terrena en el momento de ser recogidas, el satélite transmite únicamente cuando pasa dentro del área de las estaciones. Las medidas deben, pues, almacenarse en una cinta magnética, fuente de muchas dificultades mecánicas en el pasado. Es, pues, lógico utilizar una memoria de núcleos magnéticos para obtener un mayor grado de fiabilidad. Esta se detalla en el artículo "Memoria de megabits para la sonda espacial HELIOS".

Los cuatro artículos contenidos en esta sección, describen el desarrollo de transmisores para uso en el espacio, equipos de proceso de datos, memorias de megabits e incluyen una descripción general de un satélite, el Intasat.

James H. Van Horn

Emisor de telemida en banda S para satélites

El emisor de telemida estudiado por el Laboratoire Central de Télécommunications para la Organización Europea de la Investigación Espacial (en inglés ESRO), cumple las condiciones impuestas a los equipos de abordo para satélites y cohetes.

Funciona en la banda S y puede transmitir una banda de 1 MHz con una potencia radiada de 3 W.

J. DUPRAZ

J. d'HOLLANDER

Laboratoire Central de Télécommunications, París, Francia

Introducción

El equipo descrito en este artículo se ha estudiado y puesto a punto en LCT en el curso de los años 1972—1973 por cuenta de la Organización Europea de Investigación Espacial. Se trata de un emisor de telemida instalable a bordo de un satélite y que funciona en la banda S. El informe final se publicó en enero de 1974 por la Organización, con el número ESRO-218.

Los enlaces de telemida que se van a utilizar en Europa, en un próximo futuro tanto para satélites como para cohetes, trabajarán a frecuencias situadas en la banda S de 2,2 a 2,3 GHz. La modulación prevista para los satélites es modulación de fase con un índice de cresta que puede llegar a varios radianes, mientras que será modulación de frecuencia para los cohetes. La señal moduladora puede ser típicamente un mensaje del tipo PCM/SPL modulando directamente a la portadora o bien una señal compuesta que contenga subportadoras moduladas con diversas señales analógicas o numéricas: señales de telemida y de medidas de distancias. Es pues necesario por el último caso que la linealidad del modulador de fase sea buena. La anchura espectral ocupada por la señal moduladora puede llegar a algunos megahertzios para los satélites grandes, lo que implica una restricción seria a nivel del modulador de fase. La potencia de salida del emisor depende evidentemente del flujo de información a transmitir y del presupuesto del enlace. Por tanto es variable de un satélite a otro, y esto condujo a la ESRO a pedir el estudio de un emisor de telemida de concepción modular que pudiera cubrir las necesidades de los futuros satélites y ofreciese opciones entre diferentes potencias de salida. Un emisor de telemida, a bordo de un satélite, puede trabajar solo o formar parte de un transmisor-receptor ("transponder") coherente. En el primer caso, el emisor contiene su propio piloto de frecuencia. En el segundo es controlado por una señal tomada del oscilador del bucle de enclavamiento de fase del receptor, y por ello está en coherencia de fase con la señal recibida por el transmisor-receptor. Esto permite medir el efecto Doppler que afecta a la portadora y determinar la velocidad radial del satélite.

LCT realizó en una primera etapa, en 1972, la maqueta de un emisor capaz de suministrar una serie de potencias de salida de 0,5 W, 1 W, 3 W ó 6 W utilizando diferentes amplificadores de salida intercambia-

bles. En una segunda fase ha realizado un prototipo de 3 W de salida que aunque no equipado con componentes homologados como de alta fiabilidad, se ha sometido a los ensayos de homologación normalmente aplicados a equipos para un satélite científico. Estos ensayos, efectuados con éxito a fines de 1973 en los laboratorios de ESTEC, han permitido demostrar que la técnica empleada estaba adaptada a la misión prevista.

Independientemente de las características generales mencionadas antes, referentes a la transmisión de información, un emisor de telemida situado a bordo está sometido a severas exigencias que comparte con los otros equipos de la carga de pago. El peso, el volumen y el consumo deben ser lo menores posible, mientras que la fiabilidad deberá ser máxima. El esquema utilizado debe estudiarse pues, con mucho cuidado, considerando individualmente cada componente, hasta encontrar el mejor compromiso entre exigencias a menudo contradictorias. La fiabilidad del emisor se asegura con la elección de una técnica cuidada y experimentada y utilizando dos emisores redundantes. Lo demás es una cuestión de optimización de circuitos.

La solución mantenida y que se presenta aquí, a partir de un piloto de cuarzo de alta estabilidad, utiliza un multiplicador en bajo nivel hasta llegar a la frecuencia de emisión y a continuación amplifica en banda S hasta el nivel deseado. Esta solución permite obtener índices de modulación elevados con muy buena linealidad de modulación al hacerla en baja frecuencia y aprovechar así el factor de multiplicación. La técnica de realización adoptada es de componentes discretos.

Especificaciones eléctricas

Las especificaciones eléctricas del emisor que ha sido homologado son las siguientes:

Señal de salida:

- frecuencia nominal: 2,3 GHz
- estabilidad de frecuencia entre -20°C y 150°C : $< \pm 5 \cdot 10^{-6}$
- potencia de salida: $> 3\text{ W}$ (medida con carga de TOE < 2)
- rendimiento del emisor completo alimentado con las tensiones de alimentación nominales ($+24\text{ V}$, $+16\text{ V}$): $> 27,5\%$
- pureza espectral: $> 65\text{ dB}$ para todos los caminos parásitos (salvo para el armónico 2 que es $> 45\text{ dB}$).

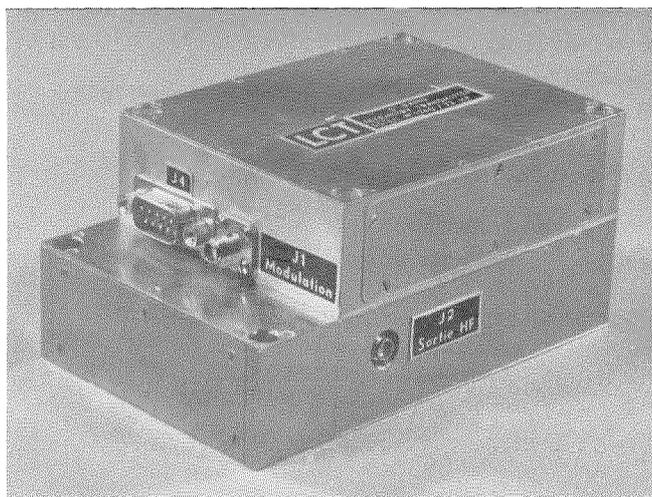


Fig. 1 Vista exterior del emisor.

Características del modulador

- tipo de modulación: PM (modulación de fase)
- banda de paso de la señal de modulación: $> 0-1$ MHz a 1 dB
- excursión de fase: $> \pm 5$ radianes a 1 MHz
- linealidad del modulador: $< \pm 1\%$ para ± 5 radianes
- modulación de amplitud parásita: $< 1\%$ para ± 5 radianes

Tensiones de alimentación

El emisor está alimentado a dos tensiones, que son:

- + 24 voltios variable entre 22 V y 28 V;
- + 16 voltios variación: $\pm 1\%$.

Esquema funcional

La figura 1 es una vista exterior del emisor de 3 W. Su esquema funcional se representa en la figura 2.

El emisor consta de un oscilador de cuarzo a la frecuencia de 76,5 MHz que permite funcionamiento autónomo. Un conmutador de diodo PIN permite inyectar una frecuencia que provenga de un piloto exterior.

Así es posible conectar el emisor a un receptor en bucle de enclavamiento de fase que engendre la frecuencia piloto de forma que se forme un transmisor-receptor coherente. La señal de 76,5 MHz se modula en fase a bajo nivel mediante un modulador lineal con una desviación de fase que puede llegar hasta ± 1 radianes.

La anchura de banda de modulación se extiende de 0 a 1 MHz con una atenuación que no excede de 1 dB. La frecuencia entonces se multiplica por 30 en una cadena de multiplicadores de 3, 2 y 5. Los dos primeros son multiplicadores transistorizados y el último utiliza un diodo del tipo "step recovery".

En esta etapa la frecuencia es 2295 MHz y el nivel es + 6 dBm. Se obtiene después una amplificación de potencia con ganancia de 30 dB aproximadamente mediante un amplificador de 4 pasos: dos etapas lineales con dos etapas en clase C. La figura 3 muestra una vista interior de este amplificador.

Se coloca un aislador después del amplificador de forma que el emisor no se deteriore por una desintonía cualquiera de los circuitos de salida.

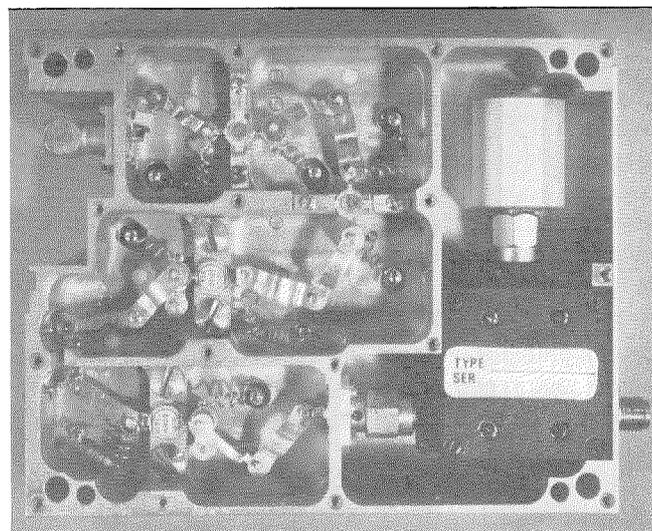


Fig. 3 Aspecto interno del amplificador de 3 W de potencia de salida en banda S.

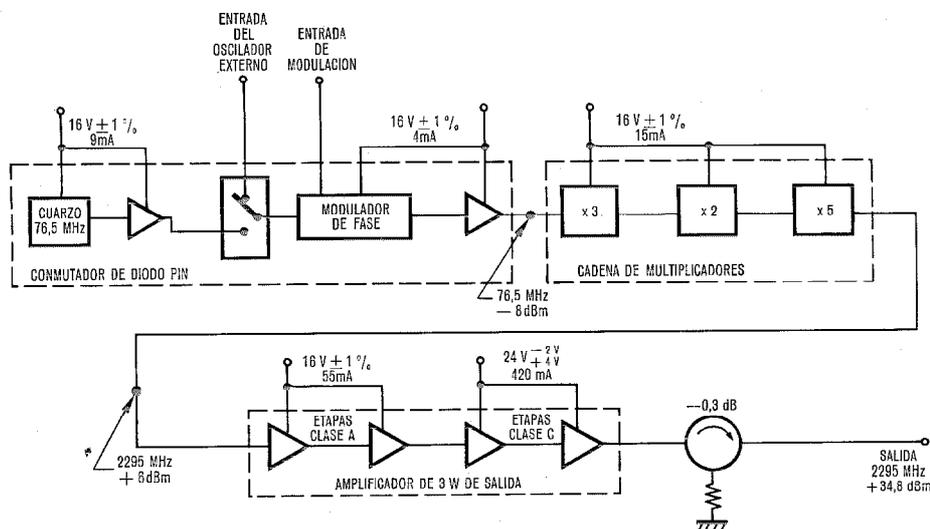


Fig. 2 Diagrama funcional del emisor.

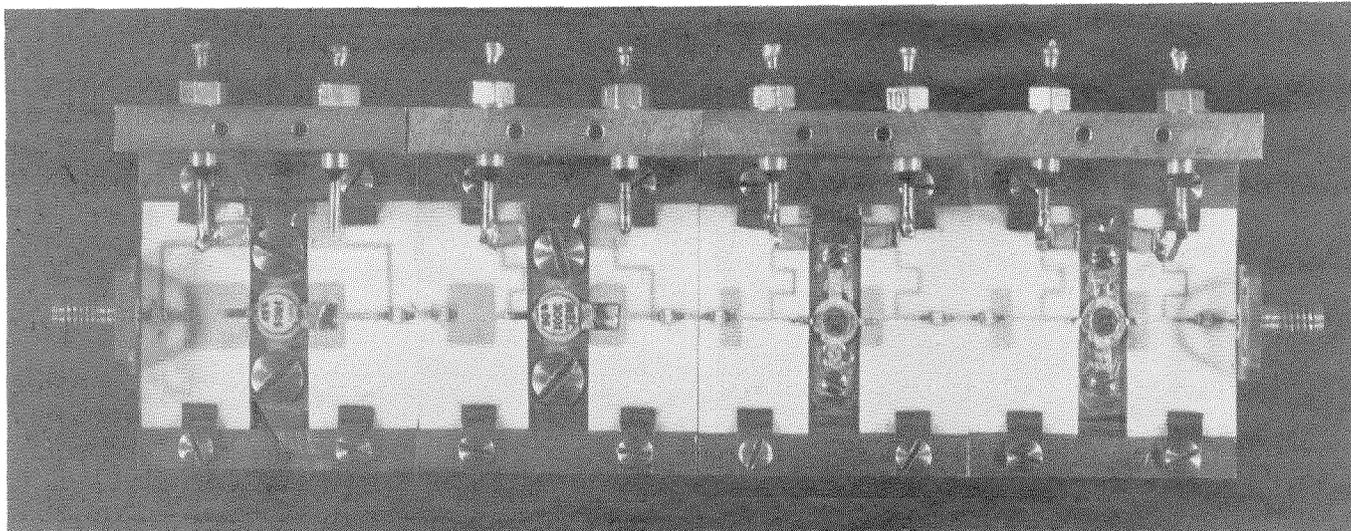


Fig. 4 Aspecto del modelo de laboratorio construido con técnica de microcircuitos integrados.

Conclusión

El equipo descrito en este artículo se ha sometido con éxito a ensayos completos de homologación aunque no estaba equipado con elementos componentes de alta fiabilidad. Ha quedado así demostrado, como pretendía la ESRO, que era posible realizar, en una técnica compatible con las normas aplicables a los materiales de abordaje, emisores de teled medida integrables en un transmisor-receptor coherente y capaces de una potencia de salida entre 0,5 W y 6 W con un buen rendimiento.

La técnica evoluciona sin embargo, y en el deseo de mejorar los equipos se ha estudiado y puesto a punto una versión de emisor que aplica en gran parte la técnica de microcircuitos integrados (en inglés MIC),

lo que permite disminuir el volumen y el peso aumentando la fiabilidad. Se ha conseguido un modelo de laboratorio con una potencia de salida de 6 W. Se muestra en la foto de la figura 4.

Jacques Dupraz nació en 1932. Es ingeniero de Telecomunicación (1956) y licenciado en Ciencias (1960). Después de haber trabajado en el Centre National d'Etudes des Télécommunications y en el centro de investigación de la compañía CSF, se incorporó a LCT en 1968, donde es hasta ahora jefe del departamento de Estudios Avanzados en la división Aeroespacial. Es profesor de teoría de la comunicación en la Ecole Supérieure d'Electricité.

Jacques d'Hollander nació en 1942 y es ingeniero de Telecomunicación desde 1966. Ingresado en LCT en 1968, es actualmente responsable de la actividad de transmisión en el departamento de estudios avanzados de la división aeroespacial.

El sistema de proceso de datos del satélite Aeros

En los satélites para investigación científica, el sistema de proceso de datos es de importancia primordial debido al papel esencial que este subsistema juega no sólo condicionando los datos de mantenimiento de los otros subsistemas, sino, en particular, en el proceso de los datos científicos de los diversos experimentos. Estos datos siempre imponen nuevas y más exactas condiciones sobre el volumen, velocidad y tipo de proceso.

K. G. GRAMANN
H. KALLERHOFF

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania Federal

Introducción

Formando parte del Programa de Investigación Espacial Alemán, se han desarrollado y construido cuatro satélites hasta el presente, tres de los cuales ya han sido puestos en órbita alrededor de la Tierra. Mientras que los satélites AZUR, DIAL y AEROS-A han cumplido con éxito sus misiones en el tiempo previsto, el cuarto satélite ha sido lanzado en julio de 1974* y desde entonces funciona satisfactoriamente.

Los satélites AEROS [1] sirven para la exploración de la alta atmósfera terrestre. Su especial tarea es medir al mismo tiempo — con solo un satélite situado en una órbita síncrona con el sol — los parámetros aerodinámicos esenciales: densidad de electrones e iones, temperatura de iones y atmósfera neutra, y composición química de la alta atmósfera.

El AEROS realiza esta tarea a alturas mínimas de 230 Km. y a la misma hora del día para cada latitud geográfica. Los resultados de estas medidas se correlacionan entre sí, con la radiación ultravioleta extrema del sol medida simultáneamente a bordo del satélite y con las medidas de perfil vertical obtenidas por cohetes-sonda. Estas investigaciones constituyen así una contribución esencial a la mejora de nuestros conocimientos de la atmósfera.

El satélite AEROS describe una órbita elíptica con un apogeo de 800 Km y un perigeo de 230 Km. La duración de su misión es de seis meses. Al igual que los otros satélites alemanes, se lanza con un cohete Scout.

El AEROS es de estructura cilíndrica (diámetro 914 mm, altura 739 mm), tiene estabilizada la rotación y su masa es 127 Kg (Fig. 1). La posición (el eje de rotación dirigido hacia el sol) y la velocidad de rotación (10 revoluciones por minuto) están controladas por un sistema magnético activo. Para maniobras de corrección de órbita dispone de un sistema de propulsión de hidracina. Las células solares suministran al satélite 52,5 W mientras que durante el eclipse aquel es alimentado por baterías de acumuladores. El sistema de Telecomunicación del AEROS opera del margen VHF de frecuencias (137 y 148 MHz). Recibe señales de control y envía una señal de localización y datos de telemetría, los cuales pueden ser transmitidos en tiempo real o como datos previamente almacenados. Los datos acumulados durante una órbita se registran en una de dos

cintas magnéticas (cada una de 3×10^6 bits de capacidad) para posterior transmisión según instrucciones de una estación terrestre [2].

Objetivo

La misión del sistema de proceso de datos es procesar los datos de telemetría recogidos a bordo del satélite bien para registrarlos en una cinta magnética o para transmitirlos en tiempo real, así como proporcionar la información de tiempo (hora) a bordo necesaria para la evaluación de los datos en tierra. Además, las señales de control enviadas por la estación terrestre han de ser decodificadas y, de acuerdo con el estado de funcionamiento del satélite, convertidas en señales de mando y en secuencias de señales de mando.

Además, el sistema de proceso del AEROS realiza tres funciones adicionales que lo distinguen esencial-

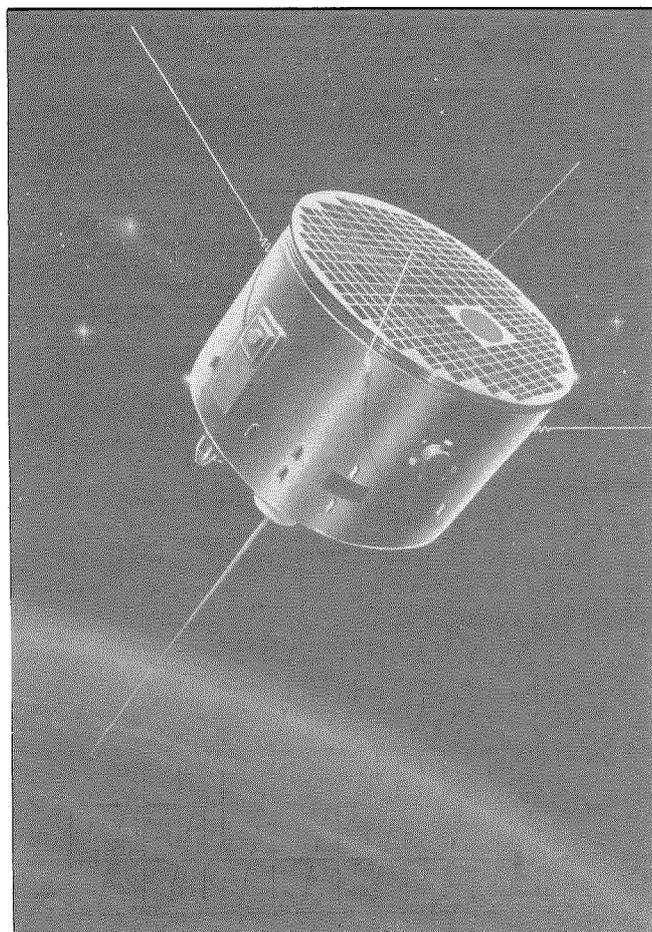


Fig. 1 Satélite AEROS (maqueta).

* Los proyectos de los mencionados satélites han sido patrocinados por el Ministerio Federal Alemán de Investigación Científica y llevados a cabo bajo la dirección de la Sociedad de Investigación Espacial (GFW) con la asistencia de la Administración Espacial Americana NASA.

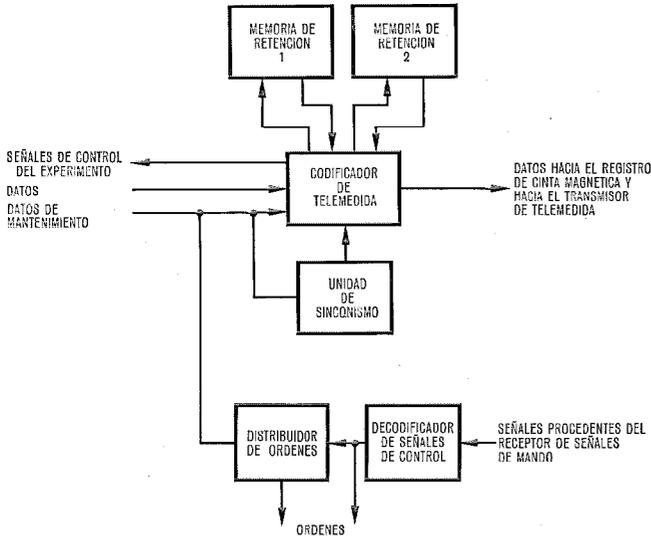


Fig. 2 Diagrama de bloques del sistema de proceso de datos.

mente de otros sistemas similares. En primer lugar debe mencionarse el control, sincrónico con la rotación, de las fases de medición de tres experimentos y del proceso completo y transmisión de los datos de telemetria. Otra característica es la capacidad de contener en el sistema de proceso de datos los voluminosos datos recogidos durante las fases de medición sincrónicas con la rotación. Finalmente, el sistema ofrece la posibilidad de ajustar individualmente el momento de ejecución de las señales de mando (para el sistema de propulsión y para el sistema de control de posición) así como la duración de las mismas.

Función

El sistema de proceso de datos consta de seis unidades funcionales cuya interrelación se muestra en la figura 2. Los datos de telemetria se configuran en el codificador con modulación MIC (modulación por impulsos codificados). Se usan tres formatos generados simultáneamente, dos de los cuales tratan las cantida-

des de datos mayores y discontinuas obtenidos a mayor velocidad durante las fases de medición de dos experimentos, y los sitúan en dos memorias. El tercer formato configura, a partir de los restantes datos de telemetria y de los valores de medidas memorizados, un flujo continuo de datos hacia los registros de cinta magnética y hacia el transmisor de telemetria. El principio de generación simultánea de los tres formatos se muestra en la figura 3. El multiplexor procesa los datos de todos los canales en el orden y a la velocidad dadas (formato 0). Los selectores y la memoria distribuyen estos datos entre los formatos 1 a 3; la distribución por medio de los selectores (canales 1 y 2) tiene lugar directa y discontinuamente mientras que la distribución por medio de la memoria (canales 3 a 10) ocurre continuamente y a velocidad reducida. Los datos suministrados a los registros de cinta magnética y al transmisor de telemetria tienen el formato de telemetria apropiado para la transmisión de datos. Este formato

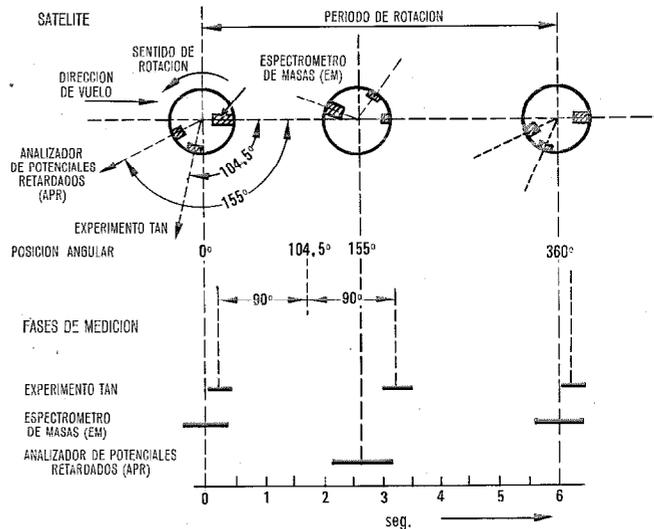


Fig. 4 Fases de medición de los experimentos que incluyen medidas direccionales.

consiste en cuatro cuadros de datos, uniformemente estructurados, que dependen en pequeño grado del programa de mediciones que se está efectuando. Cada cuadro contiene 192 palabras de 8 bits y su duración es de tres segundos.

En total se pueden efectuar cuatro programas diferentes de mediciones. Los programas están cableados de forma permanente y se pueden seleccionar mediante una señal de mando. Dos de los programas sirven directamente para la realización de misiones científicas, mientras los otros son modificaciones de los anteriores y sirven para asegurar un funcionamiento razonable incluso en el caso de fallar una memoria de retención o el control de las fases de medición. Los datos se procesan y transmiten sincrónicamente con la rotación, lo que significa que por cada vuelta se procesa, almacena y transmite la misma cantidad de datos. A este fin, la unidad de sincronismo incluye un sistema de sincronismo con la rotación, el cual produce un impulso va-

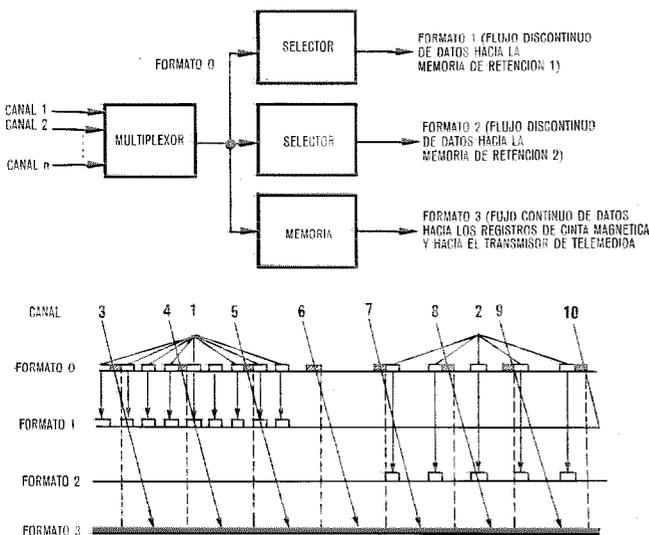


Fig. 3 Generación de los formatos de datos en el codificador de telemetria.

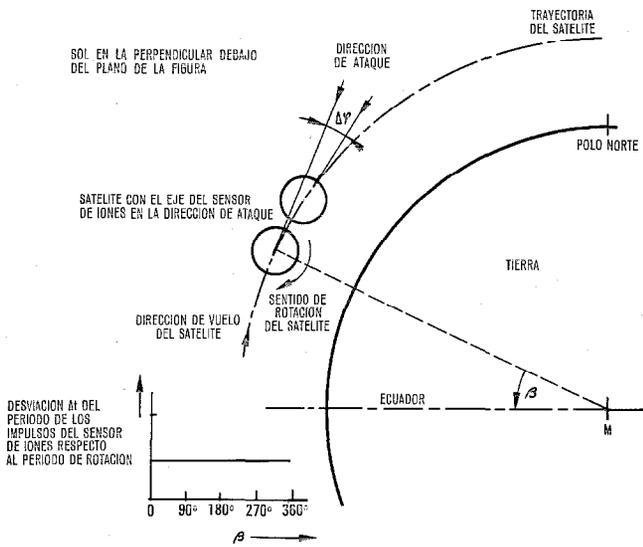


Fig. 5 Ataque de iones en la órbita 06,00-18,00.

riable de reloj y controla las velocidades de proceso y transmisión de datos en función de la velocidad de rotación. Los requisitos especiales y el principio de funcionamiento de la sincronización con la rotación se tratarán con más detalle en la sección siguiente. La unidad de sincronismo proporciona también información de tiempo, que es asimismo procesada por el codificador y transmitida, con el fin de permitir la determinación exacta de la posición orbital del satélite en la que se han recogido los datos de medida.

Las señales de control se reciben de acuerdo con el "Tone-Digital-Command-Standard" de la NASA. Siguiendo este método, a cada satélite se le asigna una frecuencia subportadora y una dirección; tanto la dirección como las señales de control se codifican con redundancia y se transmiten dos o tres veces consecutivas. El decodificador comprueba los trenes de impulsos recibidos, en compatibilidad con el método, y los convierte en señales de mando del tipo todo/nada. Las señales de mando aceptadas o bien se envían directamente a las unidades correspondientes del satélite, o se mantienen en el distribuidor de órdenes, desde donde actúan sobre los ciclos del programa de a bordo.

El "Tone-Digital-Command-Standard" sólo permite transmitir 70 señales de control diferentes (del tipo todo/nada). Sin embargo, para permitir efectuar señales de mando de duración seleccionable y en momentos preestablecidos, el distribuidor de órdenes tiene incorporado un circuito de retardo que produce la necesaria conversión de señales de mando. Este circuito se describe más adelante.

Sincronismo con la rotación

Los experimentos del espectrómetro de masas (EM), del analizador de potenciales retardados (APR) y de la temperatura de la atmósfera neutra (TAN), a bordo del satélite, sirven para medir las densidades parciales de iones y partículas neutras, la distribución de energía de iones y electrones así como la temperatura y densi-

dad global de las partículas neutras. Los sensores para estos experimentos están dispuestos alrededor de la circunferencia del satélite y efectúan mediciones en función de su orientación; o bien en el momento en que el eje del sensor forma con la dirección de ataque del ión un ángulo mínimo (EM y APR) ó con un ángulo de 90° (TAN) (Fig. 4). De esta manera las mediciones se reducen a los momentos esenciales para el experimento, y se logra considerable reducción de transmisión de datos en comparación con las medidas no direccionales convencionales. Para la determinación de la dirección de ataque se emplea un sensor de iones, situado igualmente en la circunferencia del satélite, que siempre entrega un impulso definido cuando ocurre un ataque de iones máximo [3]. Este es exactamente el caso cuando el eje del sensor se encuentra en el plano determinado por el eje de rotación y el vector de ataque. En condiciones normales y en ausencia de perturbaciones, esto es, cuando el movimiento de los iones es despreciable comparado con la velocidad del satélite, el vector de ataque viene dado por el vector de vuelo. Por esta razón el período de los impulsos del sensor de iones depende, además del período de rotación, también de la órbita del satélite.

La figura 5 muestra el satélite en una sección de la llamada órbita 06,00-18,00. En esta órbita, la hora local de todos los puntos de la Tierra, por cuya vertical pasa el satélite es las 06.00 ó las 18.00. En el caso considerado, la normal del plano orbital es paralela al eje de rotación (y por consiguiente a la línea que une la Tierra y el Sol), y desde que el sensor de iones detecta un instante de ataque máximo hasta que detecta el siguiente, el satélite gira un ángulo de $360^\circ + \Delta\varphi$. La cantidad $\Delta\varphi$ es la misma para todas las posiciones dentro de esta órbita, por lo que el sensor de iones entrega impulsos con un período constante que resulta ligeramente mayor que el período de rotación.

El caso es diferente para la órbita 00,00-12,00 (Figura 6). Aquí la normal del plano orbital es perpendicular al eje de rotación y a la línea que une la Tierra y el Sol) y el eje del sensor de iones describe exactamente

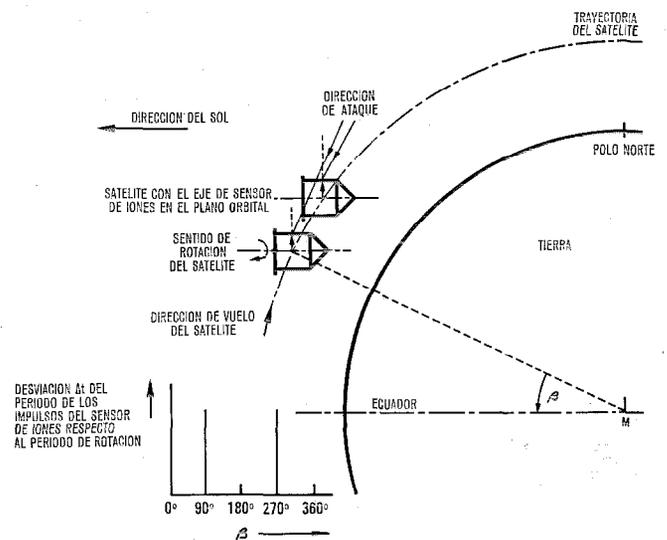


Fig. 6 Ataque de iones en la órbita 00,00-12,00.

un ángulo de 360° hasta que se encuentra de nuevo en el plano orbital y el sensor entrega un impulso. Al sobrevolar las regiones polares ocurren sin embargo cambios de 180° , puesto que en estos puntos se invierte la componente del vector de vuelo contenida en el plano perpendicular al eje de rotación. Estos cambios aparecen con igual magnitud en el período de los impulsos del sensor de iones.

El AEROS describe una órbita 03,00—15,00 alrededor de la Tierra (Fig. 7). La normal al plano orbital y el eje de rotación forman un ángulo de 45° , esto es, el plano orbital se encuentra exactamente en el centro entre las dos condiciones límite descritas. De acuerdo con ello, la desviación del período de los impulsos del sensor de iones con respecto al período de rotación varía entre un valor mínimo y otro máximo. En el caso del AEROS (período de rotación de 0,1 minuto y período orbital de 92 minutos) estos valores son aproximadamente 0,8 % y 1,6 % respectivamente. Además de estas variaciones del período de los impulsos del sensor de iones debidas a la órbita del satélite (la denominada modulación de rotación), los llamados vientos de iones causan interferencias adicionales, especialmente al sobrevolar las regiones polares. Estos vientos simulan un cambio en la dirección de ataque de los iones y por tanto afectan al período de los impulsos del sensor de iones. Su comportamiento es en gran parte desconocido todavía, de forma que su influencia en el período de los impulsos no puede evaluarse cuantitativamente en este estudio.

Al determinar los parámetros de la unidad de sincronismo con la rotación se ha supuesto que se logra una compensación total de la modulación de rotación, de modo que, si no hay interferencias, los experimentos siempre efectúan las mediciones durante fases de rotación óptimas. No obstante, respecto a los vientos de iones se ha establecido que en el caso de variaciones mayores y/o más rápidas que la modulación de rotación, las fases de medición sigan los cambios únicamente a una velocidad reducida. En este sentido se in-

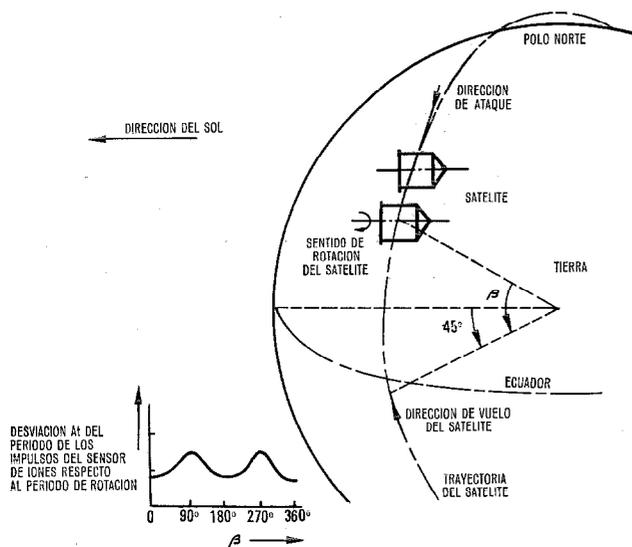


Fig. 7 Ataque de iones en la órbita 03,00—15,00.

roduce en la respuesta del sistema un retardo que previene contra cualquier impacto fuerte, de una interferencia aislada o de breve duración, en el control de la fase de medición, y contra el caso de cambios inadmisiblemente grandes de la frecuencia de procesamiento o transmisión. Con respecto a las unidades de equipos espaciales y terrestres, cuya velocidad de funcionamiento solo puede variar dentro de límites especificados, (por ejemplo, los registros de cinta magnética y los sincronismos de bits), las variaciones de velocidad de los datos están limitadas a un 1 % máximo durante una órbita y a un 0,3 % máximo una vez por cada período de rotación.

La unidad de sincronización con la rotación (Fig. 8) mide el período de rotación del satélite por el valor medio del período de los impulsos del sensor de iones a lo largo de 128 períodos. Para evitar influencias de vientos de iones, la medida se hace cerca del ecuador. En este proceso los errores sistemáticos debidos a la modulación de rotación se reducen así al mínimo. Para ello se establece un período de referencia corrigiendo en una cantidad fija el valor medido; este período de referencia está aproximadamente en el centro entre las desviaciones mínima y máxima respecto al período de rotación.

El período de referencia es la base para el proceso de regulación que tiene lugar durante la órbita siguiente. El período de referencia está almacenado en un registro y se compara continuamente, en un comparador digital, con el estado de un contador. Con cada coincidencia se genera un impulso que arranca el transmisor de telemetria y simultáneamente se pone a cero el contador. El tiempo entre dos impulsos de coincidencia viene así determinado (para una frecuencia de contador dada) por el contenido del registro, y por tanto por el período de referencia. Para ejercer una acción reguladora, el contenido del registro se cambia en función de la diferencia entre la fase del impulso del sensor de iones y la fase del impulso de datos. El control de secuencias del codificador de telemetria produce

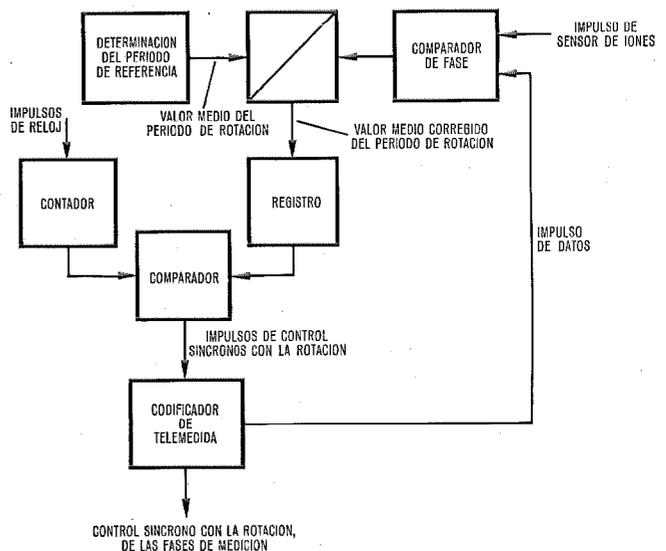


Fig. 8 Diagrama de bloques del sistema de sincronismo con la rotación.

el impulso de datos justamente en el lugar del sistema de proceso de datos donde debe coincidir en el tiempo con el impulso del sensor de iones. El nuevo contenido del registro hace variar el período de los impulsos que controlan el codificador de telemetria, y por tanto la fase de los impulsos que controlan las fases de medición de los experimentos y la fase del impulso de datos. Esta operación se repite hasta que la diferencia de fase se hace nula o alcanza el valor residual necesario para adaptarse a una desviación permanente de frecuencia. En este proceso, los cambios máximos permisibles del contenido del registro, en relación con la fase de referencia apropiada y con los contenidos previamente usados, están limitados a causa de las mencionadas restricciones del control de ritmo del codificador.

Las diferencias de fase medidas en la unidad de sincronismo con la rotación se procesan para transmisión como telemetria con el fin de que estén disponibles para una ulterior evaluación, particularmente con vistas a la existencia de vientos de iones. La medida de la diferencia se hace digitalmente con una precisión de $1,44^\circ$. La figura 9 muestra la curva de la diferencia de fase entre los impulsos de iones y de datos para una órbita completa. Es de notar las variaciones grandes y de larga duración al pasar sobre el polo sur, y las relativamente pequeñas sobre el polo norte (puesto que la órbita descrita tuvo lugar en junio de 1973, el polo norte estaba iluminado por el sol). Durante el resto de la órbita únicamente ocurrieron desviaciones despreciables respecto a la fase cero, lo que constituye una indicación de la precisión del ajuste del período de referencia y un éxito en la sincronización. El efecto de la modulación de rotación se puede reconocer en que a los cambios de fase pequeños y a corto término se superpone una lenta variación que, a lo largo de una órbita, va de positiva a negativa y reciprocamente. La figura muestra asimismo que la medida del período de rotación para la órbita siguiente tiene realmente lugar en una zona libre de interferencia en el ecuador.

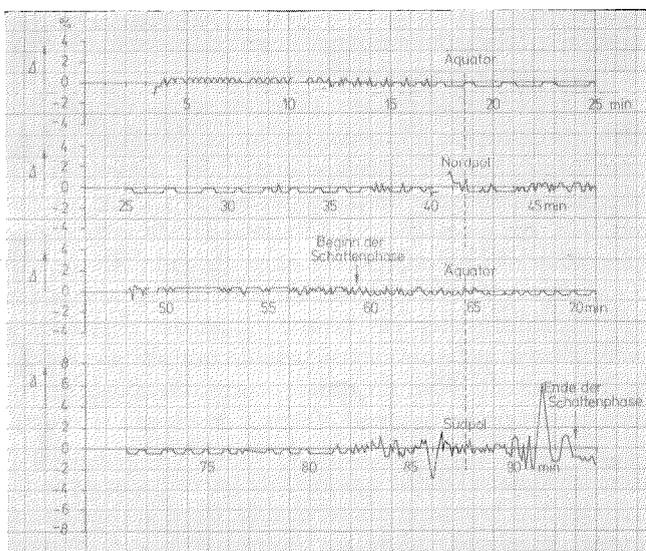


Fig. 9 Diferencia de fase Δ entre los impulsos de iones y de datos para una órbita.

Retención de los datos

Mientras que los datos de uno de los experimentos de medición direccional (TAN) son directamente aceptados por el formato de telemetria, los datos de los otros dos experimentos (EM y APR), al producirse a una velocidad considerablemente mayor, han de ser retenidos con el fin de regular el flujo de datos. Para esto se emplean dos memorias de núcleos de ferrita, las cuales operan según el principio de almacenaje intermedio, esto es, los datos se inscriben consecutivamente, empezando en una dirección fija, y después se leen empezando en la misma dirección. Como una memoria simple sólo permite que una secuencia de datos sea inscrita o sea leída, el citado principio requiere el empleo de dos memorias con el fin de permitir situar datos en una de ellas al mismo tiempo que se transmiten los datos de la segunda al formato de telemetria. En el caso de que una memoria falle, los datos son manejados por una memoria sola; así pues, cada memoria sirve como unidad de repuesto de la otra. Para esto, en el sistema de proceso de datos se activa uno de los programas de mediciones modificados, mencionados anteriormente, en el cual dos períodos de rotación con el programa completo de mediciones son seguidos por dos períodos adicionales sin mediciones en los experimentos EM y APR. Las memorias de núcleos de ferrita son versiones especiales de la memoria de gran capacidad [4] que fue desarrollada por SEL para aplicaciones espaciales. Estas memorias tienen una capacidad de 8192 bitios cada una y operan en el modo palabra-serie y bitio-paralelo; son adecuadas para funcionar dentro de un amplio margen de temperaturas (de -40°C a $+90^\circ\text{C}$) y se caracterizan por su muy bajo consumo de corriente (18 mA a 16 V y 1500 bitios/segundo de velocidad de inscripción ó 500 bitios/segundo de velocidad de lectura). Para simplificar las operaciones de los circuitos, las memorias están diseñadas para trabajo unipolar, esto es, las corrientes en los hilos de selección de núcleo tienen la misma dirección para inscribir y para leer. El modo de operación es distinto del método habitual que usa corrientes de direcciones opuestas en las líneas de selección, y sólo es posible con funcionamiento de retención.

Retardo de señales de mando

Al comienzo y al final de la misión, es necesario efectuar maniobras de corrección de posición y de órbita por medio de los sistemas de control de posición y de propulsión. Sin embargo estas maniobras sólo pueden ser efectuadas en puntos especificados de la órbita. Estos son los llamados puntos de cambio de la órbita, en los cuales existen relaciones geométricas especiales entre la dirección del campo magnético terrestre y la posición de las bobinas reguladoras a bordo del vehículo espacial. En estos puntos de cambio se puede variar la posición del satélite, por medio de un momento magnético, de forma tal que los sistemas de propulsión que actúan en la dirección del eje de rotación puedan realizar maniobras de corrección en otros puntos de la

órbita (por ejemplo en el perigeo para aumentar el apogeo). Sin embargo, los puntos de cambio y de corrección de órbita están normalmente fuera del alcance de las estaciones terrestres, por lo que las señales de control para las maniobras de corrección de posición y de órbita han de transmitirse con antelación, almacenarse a bordo del vehículo espacial y efectuarse con un retardo. Para esto, además del momento de iniciación, también ha de establecerse la duración de la corriente de las bobinas reguladoras o la duración del encendido del motor de propulsión, en función de la magnitud de la corrección a efectuar.

Puesto que el Tone-Digital-Command-Standard solamente permite ejecutar señales de control de nivel único, estas hay que convertirlas en instrucciones multinivel. La figura 10 muestra el principio para generar indicaciones de tiempo cuantificadas para el retardo y la duración de la ejecución de señales de control. Se carga un registro de desplazamiento con la ayuda de dos señales de control, cada una de las cuales desplaza en un dígito el contenido del registro y simultáneamente pone un 1 ó un 0 en la etapa de entrada del mismo. Una tercera señal de control sirve para transferir el contenido del registro a un contador, que almacena la duración de las señales de control que se han de retardar. Tan pronto como se recibe una de éstas, comienza a compararse el contenido del registro de desplazamiento con el reloj de a bordo. Cuando coincide se inicia la ejecución de la señal de control. Simultáneamente se abre el paso de los impulsos de ritmo del reloj de a bordo hacia el contador, el cual finaliza la ejecución de la señal de control cuando alcanza el estado final.

Diseño

El sistema de proceso de datos saca el máximo partido de los grupos funcionales digitales; el intercambio de información entre los grupos funcionales y con otros subsistemas del satélite tiene lugar a través de adaptadores que son directamente compatibles con TTL o están dentro del mismo margen de amplitud y al mismo

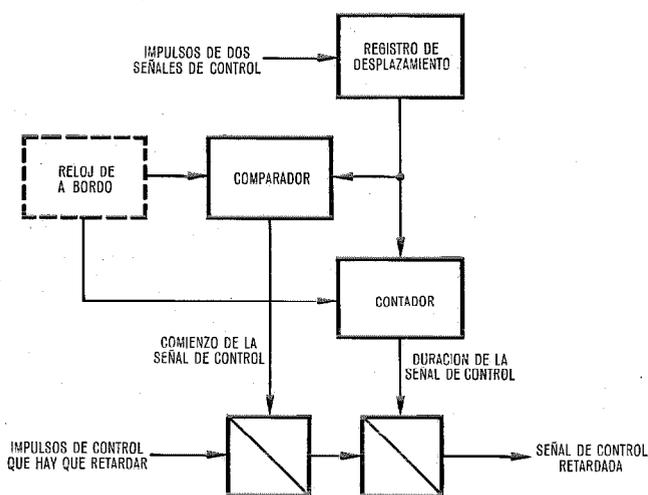


Fig. 10 Diagrama de bloques del retardo de señales de control.

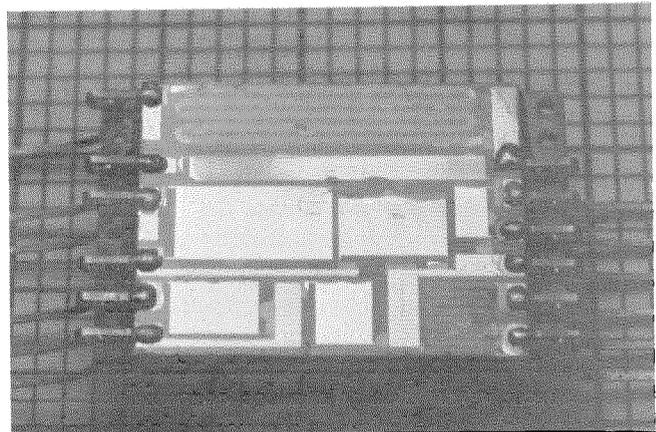


Fig. 11 Red de resistencias con tecnología de capa delgada de tántalo.

bajo nivel de energía. Por consiguiente, las señales de medidas analógicas del orden de milivoltios y los controles de conmutación con valores de voltaje de 10 a 20 V y altas corrientes de conmutación para la actuación directa de relés, no se transmiten por las líneas de interconexión; esto asegura una adecuada inmunidad contra señales espúreas sin gastos adicionales en dispositivos de línea, y satisface los requisitos de baja perturbación electromagnética.

Los subconjuntos de las unidades reciben sus voltajes de funcionamiento de la línea principal de distribución a bordo, de 16 V, a través de fuentes de alimentación de corriente continua que trabajan como convertidores "push-pull" de saturación controlada. Cada unidad está equipada con su convertidor propio y, donde procede, puede apagarse o encenderse bajo control. Además ciertos grupos funcionales individuales o partes de ellos, o bien se apagan temporalmente por medio de controles internos para reducir el consumo de energía o (como en el caso de las memorias de retención) se alimentan de acumuladores de energía capacitivos con el fin de satisfacer la demanda de energía, momentánea pero muy alta, de las corrientes de inscripción y selección, sin tener que dimensionar los convertidores para estos picos de carga.

En el sistema de proceso de datos se usa un total de 2008 componentes eléctricos, de los cuales 1150 (57 %) están contenidos en circuitos integrados de estado sólido (principalmente de las series SN 54 L). De los demás, 227 componentes (11 %) son redes de resistencias integradas con tecnología de capa delgada de tántalo [5]. La figura 11 muestra una de las redes, en la cual las resistencias consisten en pistas conductoras obtenidas a partir de una película depositada de tántalo por medio de fotograbado. Con un único proceso de ajuste se reduce la sección transversal efectiva de las pistas resistivas mediante tratamiento de la superficie con nitrato hasta alcanzar el valor nominal de las resistencias individuales con la tolerancia requerida. Para la protección contra deterioros mecánicos, particularmente durante manipulaciones, las redes están montadas en sustratos de fibra de vidrio. Estas redes se fabrican y homologan

en SEL. Su primera aplicación espacial fue en el AEROS. Debido a su buena compatibilidad con la restante configuración de equipos, contribuyen esencialmente al ahorro de espacio y peso del sistema.

El sistema de proceso de datos está alojado en seis unidades construidas todas ellas con el mismo principio de construcción y empleando módulos enchufables. La figura 12 muestra una típica tarjeta enchufable de circuito impreso usada en el AEROS. Tiene cableado impreso en ambas caras y los componentes están equipados en una cara. Para obtener una densidad de empaquetado óptima, los componentes están preferiblemente contenidos en paquetes planos, cuyas conexiones eléctricas en forma de tiras planas pueden soldarse directamente a las pistas del circuito impreso de las tarjetas enchufables.

Los subconjuntos eléctricos de cada unidad se alojan en una caja de paredes delgadas de aleación de aluminio figura 13, donde se sitúan mediante guías de chapa metálica y se mantienen en posición con una pieza transversal de perfil de goma.

Las seis unidades con los 115 subconjuntos eléctricos pesan 5,09 Kp. y su volumen es de 7,93 l. Esto da un peso específico de 0,64 Kp/l y para el número de componentes anteriormente mencionado, una densidad de empaquetado media de 4 cm³ por componente. El consumo de potencia del sistema es de 6 W en promedio (7,2 W máx. aprox.).

Resultados

Desde el comienzo del estudio de factibilidad hasta el lanzamiento del satélite, los trabajos en el proyecto del AEROS se han extendido en un período de cinco años (figura 14). SEL ha tomado una parte esencial en estos trabajos durante la definición del proyecto y la

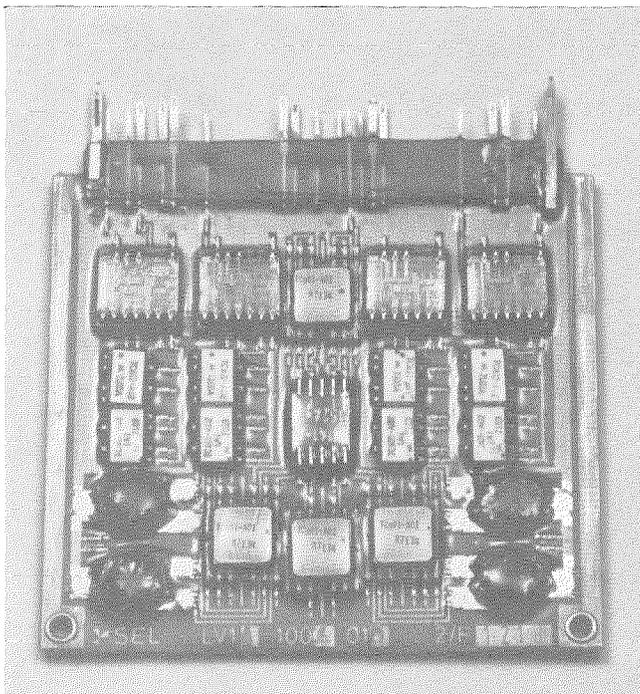


Fig. 12 Subconjunto de una unidad electrónica.

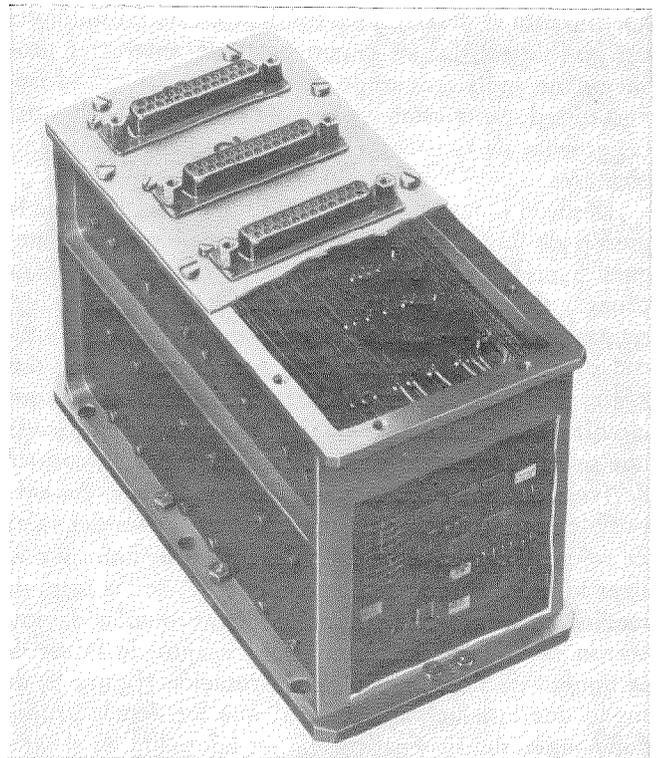


Fig. 13 Diseño mecánico de una unidad.

especificación preliminar, así como en el desarrollo y fabricación. Las fases de desarrollo y fabricación comprendían la dirección del proyecto, y las tecnologías de sistemas y circuitos, así como la fabricación y prueba de cinco conjuntos de equipos (cada conjunto respectivamente para ingeniería de diseño, integración eléctrica, calificación, vuelo y unidad de reserva). Para el sistema de proceso de datos esta fase ha llevado un tiempo de alrededor de 26 meses.

La concepción exacta del sistema de proceso de datos junto con la compleja organización y el alto grado de miniaturización ha exigido rigurosas normas técnicas durante el desarrollo, fabricación y prueba del sistema. Por consiguiente, para las extensas pruebas de funciones se ha empleado un conjunto de prueba automático, controlado desde un ordenador programable, que da información muy fiable sobre el comportamiento de las unidades construidas. Por el hecho de

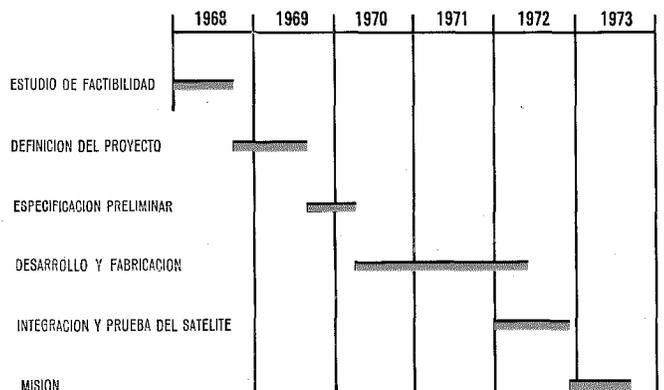


Fig. 14 Plan de desarrollo del proyecto.

que durante el desarrollo y fabricación de las unidades era posible confiar en experiencias de anteriores proyectos, no se ha tropezado con ninguna dificultad importante durante estas pruebas de funciones ni durante las pruebas de resistencia bajo severas condiciones ambientales.

Desde el lanzamiento del satélite hasta el final de la misión de 250 días el sistema ha funcionado sin ninguna avería. Debido a un defecto ajeno al sistema de proceso de datos — en la circuitería electrónica del sensor de iones — no ha sido posible medir con exactitud el período del sensor de iones, de modo que durante casi todo el tiempo de la misión ha tenido que ejecutarse, a un ritmo de reloj, el programa modificado que se había previsto para el caso de fallo del control de fases de medición. A pesar de este defecto ha sido posible repetidas veces obtener ajustes precisos del valor de referencia para el período del sensor de iones y realizar un número de pasadas con control de las fases de medida síncrono con la rotación. Estas pasadas demostraron también el funcionamiento exento de faltas de la unidad de sincronismo con la rotación (figura 9) de modo que esta unidad, al igual que los demás grupos funcionales del sistema, podría ser adoptada en el satélite AEROS-B sin modificación.

En conclusión se puede decir que, aparte de la propia exploración científica, el objetivo de dar un impulso a la tecnología espacial y de llevar más lejos las experiencias tecnológicas de la industria ha sido plenamente alcanzado. Más todavía, las aplicaciones y mejoras de los métodos de dirección desarrollados para

este proyecto, así como la cooperación internacional en la esfera de la exploración espacial, pueden considerarse un éxito y servir de ejemplo para proyectos similares.

Referencias

- [1] U. Pücker y otros: Der deutsche Aeronomiesatellit AEROS; Raumfahrtforschung 17 (1973, N° 2, págs. 49—57.
- [2] H. Kallerhoff: Das Datenverarbeitungssystem im AEROS; Raumfahrtforschung 18 (1974).
- [3] K. G. Gramann y R. Engelhardt: Die Synchronisierereinrichtung des Datenverarbeitungssystems im Satelliten AEROS; Frequenz 28 (1974), N° 4.
- [4] M. Florjančič y H. Reiner: Memoria de megabits para la sonda espacial HELIOS; Comunicaciones Eléctricas, en este número, Vol. 49 (1974), N° 3, págs. 281—287.
- [5] H. Lauckner y R. Rossberg: Tantaldünnschichtkreise für Raumfluganwendungen Bundesministerium für Forschung und Technologie; Forschungsbericht BMBW — FBW 70-32, junio 1970 y Forschungsbericht BMBW — FBW 70-57, octubre 1970.

Klaus-Günter Gramann nació en Bremen, Alemania, en 1936. En 1963 se graduó en la Universidad de Karlsruhe con el grado de Ingeniero Diplomado. Desde entonces ha trabajado en Standard Elektrik Lorenz AG en Stuttgart como ingeniero de desarrollo, donde se ha dedicado al desarrollo y diseño de sistemas de proceso de datos para uso en misiones espaciales. A primeros de 1974 ha sido designado jefe del laboratorio de electrónica de satélites.

Herman Kallerhoff nació en Osnabrück, Alemania, en 1929. Desde 1950 hasta 1955 estudió ingeniería de alta frecuencia en la Universidad de Braunschweig, donde también obtuvo el grado de Ingeniero Diplomado. En 1966 se incorporó a Standard Elektrik Lorenz AG, como ingeniero de desarrollo donde trabajó en el diseño de sistemas de proceso de datos. En 1959 pasó a dirigir un laboratorio de ordenadores electrónicos. Desde 1963 ha estado encargado de un laboratorio de telemedida y equipos de control para aplicaciones espaciales. Ha sido jefe del proyecto de desarrollo del sistema de proceso de datos del AEROS.

Memoria de megabits para la sonda espacial HELIOS*

Una memoria de acceso aleatorio con capacidad de 0,5 Mbits ha sido desarrollada para aplicaciones espaciales. Se utilizará en primer lugar en la Sonda Espacial HELIOS, cuyo lanzamiento está previsto para fines de 1974.

M. FLORJANČIČ

H. REINER

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania Federal

Introducción

La mayoría de los satélites científicos han utilizado registradores de cinta magnética para el almacenamiento de los datos, al no ser posible la transmisión en tiempo real a las estaciones de tierra.

Debido a las grandes tensiones en la fase de lanzamiento, las temperaturas extremas y los problemas de lubricación en condiciones espaciales, los registradores de cinta magnética han presentado una elevada tasa de fallos.

En algunos casos, la estabilización del satélite se ha visto afectada por la operación de arranque-parada del sistema de transporte de la cinta, y en el caso de misiones en el espacio alejado, el campo magnético creado por el motor modifica las medidas a realizar de campo magnético. Estos inconvenientes de los registradores de cinta magnética se evitan utilizando memorias de ferritas de alta capacidad como la desarrollada en los laboratorios de SEL. El peso y el consumo de potencia de las memorias de núcleos de ferrita normales, hacen prohibitivo su uso en proyectos espaciales; sin embargo, aprovechando las condiciones en que opera una memoria en el espacio y baja velocidad de trabajo de la memoria, debido a la baja velocidad a que se transmiten datos del satélite a las estaciones de tierra, se ha podido desarrollar una memoria que supera las dificultades anteriores. Se han elegido las técnicas a utilizar y la práctica de equipo para satisfacer los requisitos espaciales.

Memoria tampón

Las investigaciones básicas sobre memorias tampón con núcleos de ferrita para aplicaciones espaciales, empezaron en 1965 con una memoria de 2 Mbits de capacidad [1].

Dentro de este proyecto se estudiaron nuevos circuitos de acceso con bajo consumo de potencia [2], [3], nuevas tecnologías (semiconductores multicapa y circuitos de capa delgada de tántalo), nuevas prácticas de equipo (disposiciones volumétricas y multicapa) [4], [5], a la vez que se desarrollaba un nuevo núcleo de ferrita para la memoria de 0,5 Mbits [6].

En una memoria tampón al escribir la información ésta se almacena sucesivamente desde la dirección inicial a la dirección final de la memoria; durante el ciclo de lectura, la información se obtiene de la memoria en el mismo orden en que se escribió. En esta memoria se utilizó una secuencia de operación, válida exclusivamente para memorias tampón, consistente en cuatro fases de tiempo [7].

* Este proyecto ha sido financiado por la República Federal de Alemania, bajo contrato con el Ministerio Federal de Investigación y Tecnología, representado por el Gesellschaft für Weltraumforschung m.b.H.

En la primera fase, puesta a cero de la memoria, todos los núcleos se llevan a un estado positivo de saturación mediante una corriente apropiada en el hilo de inhibición. La segunda fase, escritura, se realiza por corrientes mitad de sentido contrario en los hilos x e y. Cuando se escribe un "1" la corriente de inhibición evita la conmutación del estado del núcleo seleccionado, mientras que al escribir un "0" no circula corriente de inhibición por el núcleo seleccionado, lo que da lugar a que el núcleo sea conmutado a un estado negativo de saturación por las corrientes de sentido contrario de los hilos x e y. La tercera fase, post escritura, tiene lugar antes de efectuar una lectura, y consiste en enviar corriente negativa por todos los hilos x, con objeto de reducir señales incrementales. La cuarta fase, de lectura, se realiza haciendo circular corrientes mitad por los hilos x e y; para reducir el ruido se usa la técnica de desplazamiento. Una vez leídas todas las direcciones de memoria, todos los núcleos quedan en el estado "0".

El modo de utilización descrito utiliza exclusivamente corrientes de un sentido en los hilos x e y, lo cual simplifica los circuitos de acceso correspondientes, dando lugar a una reducción de aproximadamente el 50 % del número de componentes, a la vez que la potencia necesaria para la selección de los conmutadores se reduce considerablemente en comparación con la requerida para una memoria de acceso aleatorio. El coste adicional por disponer de corrientes de inhibición totales y mitades, es pequeño.

Se construyó y probó una memoria tampón con una capacidad de 0,5 Mbits. Las pruebas se realizaron con todos "1", todos "0" y la peor combinación de unos y ceros. Las pruebas demostraron el funcionamiento correcto de la memoria dentro de un margen de temperatura de -45 a $+75$ °C, con voltajes de alimentación variables aleatoriamente dentro del ± 6 % [7].

Memoria de acceso aleatorio de 0,5 Mbits

Una vez probada la memoria tampón, se decidió desarrollar una memoria de acceso aleatorio de 0,5 Mbits de capacidad para la sonda espacial HELIOS, tomando como base la memoria tampón.

La sonda espacial HELIOS ha sido diseñada, dentro de un programa conjunto Alemania Federal-USA, para explorar el espacio interplanetario entre la Tierra y el Sol. La sonda se aproximará al Sol a unas 0,3 unidades astronómicas. La distancia máxima entre sonda y Tierra será de unas 2 unidades astronómicas, aproximadamente 300 millones de kilómetros, siendo la misión principal de la sonda HELIOS la exploración de las erupciones solares de choque.

Se hizo necesaria la utilización de una memoria de acceso aleatorio, en lugar de una memoria tampón, con objeto de disponer de las siguientes facilidades:

- lecturas múltiples de información, ordenada desde la estación de tierra, en el caso de errores de transmisión;
- extracción de datos por segmentos con objeto de ahorrar información de direccionamiento;
- almacenamiento continuo de datos referentes a medidas de radiación con objeto de obtener detalles de la fase inicial de un fenómeno de choque.

Las especificaciones para esta memoria fueron:

— Capacidad	524.288 (2^{19}) bits
— Número de direcciones	16.384 (2^{14})
— Longitud de palabra	32 bits
— Margen de temperatura	- 30 a + 60 °C
— Velocidad de escritura	0—16.000 bits/s
— Velocidad de lectura	0—16.000 bits/s
— Modos de operación	leer — restaurar puesta a cero — escribir, leer
— Condiciones ambientales vacío vibración sinusoidal vibración aleatoria	} debe satisfacer las especificaciones de prueba del proyecto HELIOS.

Organización y funcionamiento de la memoria

La memoria de núcleos de ferrita de la sonda HELIOS es una memoria de acceso aleatorio por 3 D-4 hilos. La memoria tiene una capacidad de 524.288 bits, organizados en 16.384 (128×128) palabras de 32 bits. Esta longitud de palabra es óptima desde el punto de vista de organización de la memoria.

La figura 1 muestra el diagrama de bloques de la memoria.

Además de los 14 bits de direccionamiento, la memoria necesita orden de comienzo, bit de desplazamiento y órdenes para los tres modos de funcionamiento de la misma. Estos modos de funcionamiento son: "leer-restaurar", "puesta a cero-escribir" y "lectura". La información se presenta en forma serie tanto a la entrada como a la salida.

Cada ciclo completo de memoria en el modo de operación "leer-restaurar" consta de un ciclo de lectura seguido de uno de escritura. La duración del ciclo completo es de aproximadamente 50 μ s. Con los bits de desplazamiento la información pasa bit a bit de la memoria serie de entrada al registro de direcciones. Los conmutadores bipolares x e y correspondientes a la dirección enviada son actuados en paralelo. La orden de comienzo activa los circuitos de temporización y control, los cuales conmutan los voltajes necesarios durante el ciclo de lectura, y generan las señales de temporización para muestreo de x e y.

La salida de los 32 núcleos seleccionados es amplificada, muestreada y almacenada en el registro de datos. A continuación comienza el ciclo de restauración, durante el cual la información almacenada en el registro de datos se devuelve a los núcleos de ferrita mediante las corrientes x, y e inhibición, controladas por los datos almacenados en el registro de datos. A continuación todas las señales, excepto las almacenadas en

el registro de datos y en la interconexión, se suprimen del circuito, con lo cual la memoria no consume. La información puede entonces sacarse en serie bit a bit, del registro de datos a la salida de la memoria.

En el modo de operación "puesta a cero-escribir", el funcionamiento es igual al descrito anteriormente, excepto que los amplificadores de lectura permanecen inactivos, con lo cual se pierde la información almacenada en los núcleos.

En el modo de operación "lectura" la memoria realiza exclusivamente un ciclo de lectura, perdiéndose la información almacenada una vez leída.

Se puede conseguir la organización de una memoria tampón, combinando los modos de operación "puesta a cero-escribir" y "lectura", con un contador de dirección exterior.

Métodos para disminuir el consumo de potencia

La potencia disponible a bordo de la sonda HELIOS es muy reducida, por lo cual el consumo debe reducirse al mínimo. Los procesos de escritura y lectura en la memoria sólo duran unos microsegundos. Por otra parte, la velocidad del manejo de datos es pequeña. Para la sonda espacial HELIOS el intervalo de tiempo entre dos operaciones sucesivas de la memoria es de varios milisegundos, y este gran intervalo permite la reducción del consumo por las siguientes técnicas:

- utilizar circuitos de acceso con pequeñas corrientes de reposo,
- eliminar la alimentación de la lógica de control en los intervalos en que no se utiliza,
- utilizar pequeños núcleos de ferrita que requieren corrientes pequeñas para su actuación.

Es decir, los tres grandes bloques de la memoria: lógica de control, circuitos de acceso y núcleos de ferrita, se han adaptado para tener un consumo reducido.

Para reducir el peso y volumen de la memoria se han utilizado núcleos de 0,5 mm de diámetro, fabricados con un material de gran campo coercitivo; este tipo de núcleos se utiliza normalmente en aplicaciones de alta velocidad. En el caso de la sonda HELIOS esta característica de alta velocidad no era necesaria, y la alta corriente requerida creaba dificultades con la potencia de excitación y el ruido. Siemens AG desarrolló un núcleo especial de litio para esta memoria, con una corriente de 500 mA, un tiempo de conmutación de 0,6 μ s, un voltaje de salida de 15 mV y un pequeño coeficiente de temperatura a plena corriente de $2 \times 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$.

Estas características de los núcleos se adaptaban perfectamente a las necesidades de la memoria. Los generadores de impulsos y circuitos de acceso se diseñaron para tener un consumo despreciable en reposo y para que no fueran conmutados por los impulsos de ruido creados por la conmutación de las fuentes de alimentación y los circuitos de control. Los amplificadores de lectura son lineales y necesitan estar alimentados permanentemente. Su fuente de corriente, compensada con la temperatura, es conmutada únicamente durante el ciclo de lectura. Durante el ciclo de escritura y cuando se no utilizan, la fuente de corriente de los

amplificadores de lectura se corta. Analogamente, la mayoría de los circuitos lógicos de control y temporización quedan sin alimentación durante los intervalos que no operan. El registro de datos no puede quedar sin alimentación, por lo que se utiliza lógica LPTTL de bajo consumo y así puede quedar en funcionamiento continuo.

La memoria requiere tres tensiones internas de alimentación:

- + 45 V ± 2 % para los amplificadores de corriente y conmutadores de acceso,
- + 5 V ± 2 % para los SCICs de temporización y control,
- 6 V ± 2 % resto del circuito.

La energía requerida por la memoria durante un ciclo de operación se obtiene de condensadores que se recargan entre ciclos de acceso a la memoria. De esta forma se reducen los picos de corriente requeridos de la alimentación de a bordo, así como el ruido electromagnético dentro de la sonda.

Componentes

Para conseguir un buen compromiso entre consumo y fiabilidad en la memoria, se necesita utilizar componentes de elevada estabilidad y pequeñas tolerancias. Deben cuidarse especialmente las tolerancias fin de vida de los semiconductores y resistencias utilizados en los generadores de impulsos, conmutadores de acceso y

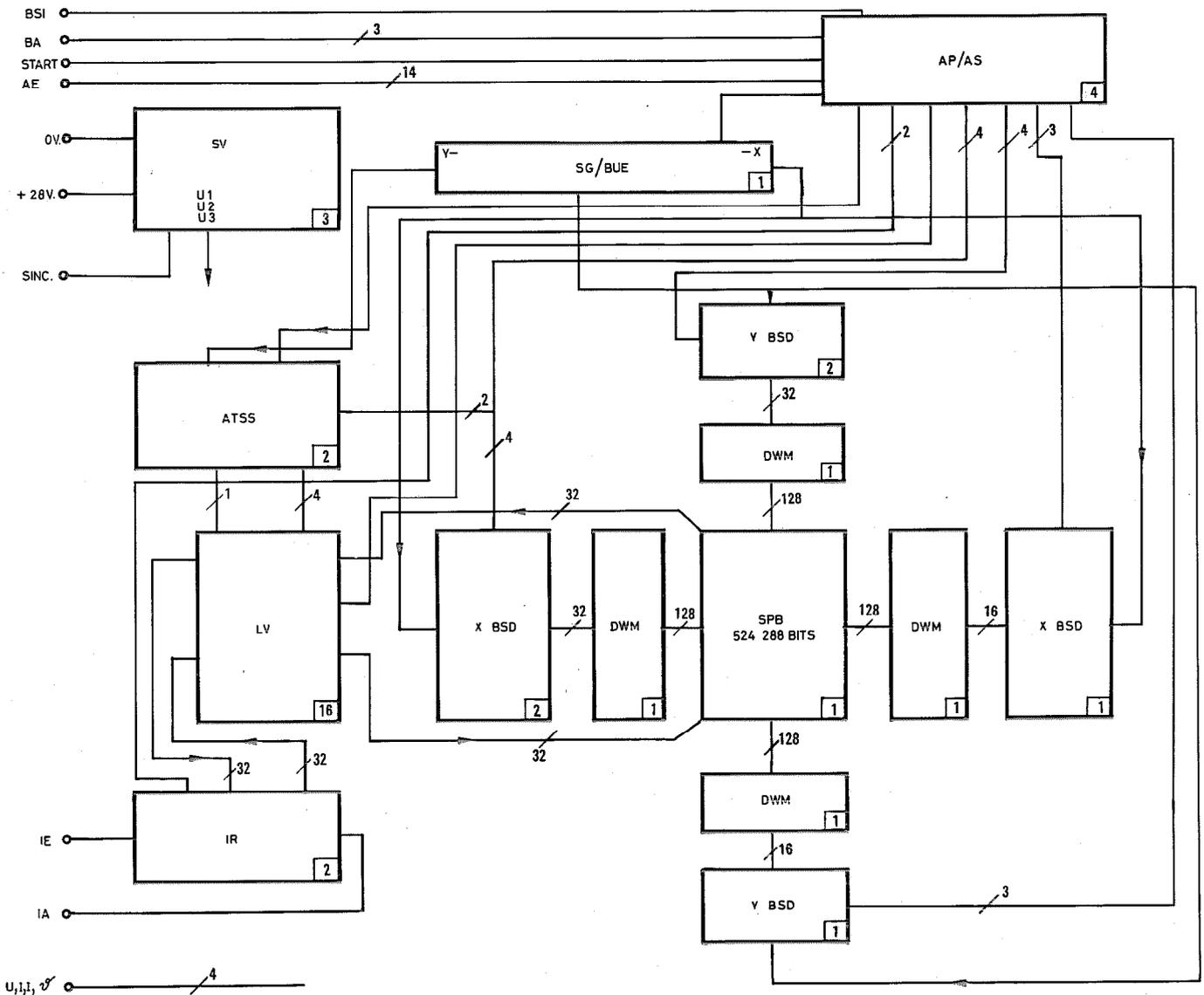


Fig. 1 Diagrama de bloques de la memoria HELIOS.

Los números situados en los ángulos de los rectángulos indican el número de tarjetas impresas necesarias para cada función.

- | | | | |
|-------|--|--------|---|
| AE | - Entrada direcciones | BUE | - Parámetros acondicionados |
| AP/AS | - Interface, temporizaciones y control | DWM | - Matriz de diodos y resistencias |
| ATSS | - Strobado, fuente de corriente compensada con la temperatura, conmutadores de voltaje | IA | - Salida de datos |
| BA | - Modo | IE | - Entrada de datos |
| X BSD | - Conmutadores bidireccionales y decodificación de la coordenada X | IR | - Registro de datos en memoria |
| Y BSD | - Conmutadores bidireccionales y decodificación de la coordenada Y | LV | - Amplificador de lectura, driver de inhibición y registro intermedio |
| BSI | - Bit de cambio | SG/BUE | - Drivers de corriente, acondicionador de parámetros |
| | | SPB | - Conjunto de núcleos |
| | | SV | - Alimentación, convertidor CC/CC |

amplificadores de lectura. Por ejemplo, los voltajes umbrales para los amplificadores de lectura tienen una tolerancia fin de vida de ± 2 mV para una variación de $\pm 5\%$ en la tensión de alimentación, un margen de temperaturas de -45 a $+75$ °C y una vida de 50.000 horas. En estos circuitos la variación de la unión base-emisor con la temperatura y tiempo tuvo que cuidarse especialmente.

Por otro lado, las limitaciones de peso y longitud de los hilos, debido a consideraciones de ruido, exigen la utilización de componentes de pequeño volumen. Estas consideraciones aconsejaron utilizar una tecnología multichip para semiconductores, con la cual, hasta 10 semiconductores, seleccionados y probados previamente, se montan en un módulo de dimensiones $6,4 \times 9,5$ mm ($1/4" \times 3/8"$) sellado herméticamente; de esta forma se consiguen equilibrio térmico que favorece la compensación con la temperatura, bajo volumen y alta fiabilidad. Las resistencias están hechas en tecnología de capa delgada de tantalato, consiguiéndose hasta 16 resistencias sobre un sustrato de $12,8 \times 12,8$ mm ($1/2" \times 1/2"$), en valores comprendidos entre 40 ohmios y 30 kohmios, con tolerancias del $\pm 0,5\%$.

En los circuitos lógicos de temporización y control, registro de datos y circuitos de interface, se utilizan circuitos TTL de baja potencia y alta fiabilidad, así como SCICs, que proporcionan un buen compromiso entre consumo, velocidad e inmunidad al ruido.

En el convertidor CC/CC se consigue el almacenamiento de energía mediante condensadores de tantalato de alta fiabilidad.

Una vez especificadas por SEL las características de los núcleos de ferrita, estos fueron desarrollados y suministrados por una firma alemana, utilizando una nueva técnica "bloque de apilamiento" con la que se consiguen empaquetamiento de núcleos de ferrita resistentes y muy fiables [8].

La figura 2 muestra el conjunto de núcleos con 524.288 bits, tiene un peso de 700 gramos y unas dimensiones de $130 \times 130 \times 58$ mm [9]. Con esta técnica

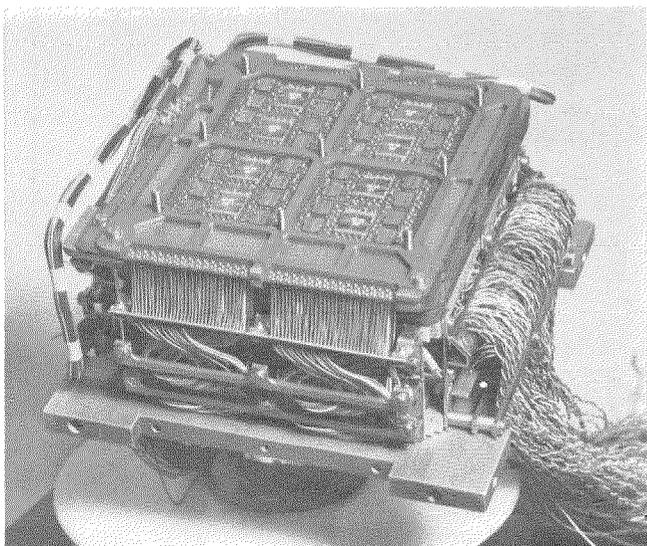


Fig. 2 Conjunto de núcleos y matriz de diodos y resistencias de la memoria.

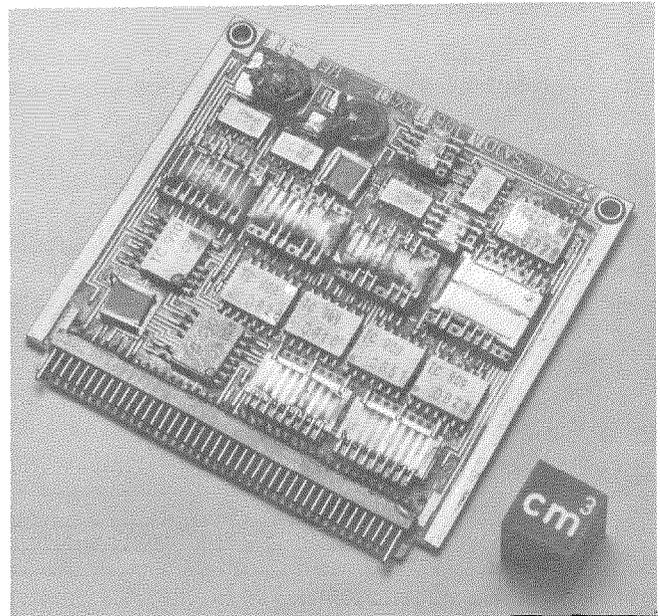


Fig. 3 Tarjeta que contiene dos amplificadores de lectura y excitadores de inhibición.

se han conseguido reducciones de peso y volumen de 3,5 aproximadamente respecto a la memoria tampón que se utilizó en el modelo inicial de laboratorio [6]. Un aumento considerable de fiabilidad se obtiene mediante la reducción del número de interconexiones de 25.000 a 1500. La resistencia de la línea de inhibición se ajusta con una tolerancia del $\pm 1\%$ con objeto de simplificar los amplificadores de corriente de inhibición. Las condiciones de prueba han sido descritas en [9] y concuerdan con las condiciones de operación de la memoria.

Realización

La realización debe cumplir los siguientes requisitos:

- elevada estabilidad mecánica
- pequeño volumen y peso
- alta densidad de interconexión
- elevada fiabilidad
- permitir componentes de formas y tamaños diversos.

Para satisfacer estos requisitos, SEL ha adoptado una práctica de equipo probada repetidamente en los proyectos espaciales AZUR y AEROS [10]. Los componentes se montan en placas de 62×60 mm impresas por ambas caras (Fig. 3). Los componentes se conectan en su mayoría por "welding". Las placas se insertan en su caja. La interconexión entre tarjetas de circuito impreso es por medio de una placa de circuito impreso de doble cara con una gran densidad de cableado.

Para satisfacer los requisitos de limpieza de campo magnético y para poder efectuar el "welding", las placas de circuito impreso tienen un laminado de cobre-níquel.

La figura 4 muestra la memoria de 0,5 Mbits para la sonda HELIOS. La caja de la memoria es de magnesio, para conseguir un peso reducido y consiste en una caja base con dos cajas superiores móviles (Fig. 5).

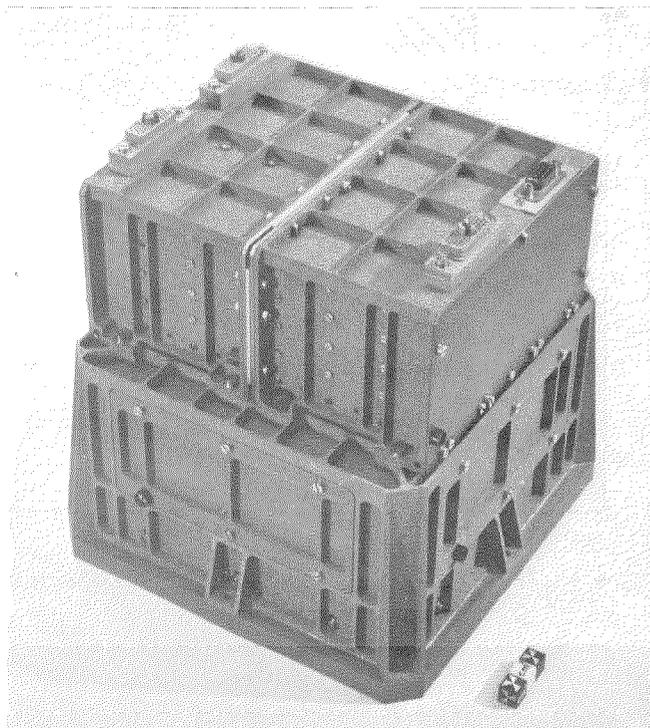


Fig. 4 Modelo de calificación de la memoria de 0,5 Mbit para la sonda espacial HELIOS.

El conjunto de núcleos y las matrices de diodos y resistencias asociadas se encuentran situados en el interior de la caja base. Las 38 tarjetas de circuito impreso con los circuitos de acceso y otros circuitos electrónicos, entre los que se encuentra el convertidor CC/CC, están contenidos en la caja superior (Fig. 6). En el esquema de bloques de la figura 1 se ha indicado, mediante un número en la parte inferior derecha de cada bloque, el número de tarjetas de circuito impreso empleadas para cada función.

Resultados

Las figuras 4 y 5 muestran respectivamente los modelos de ingeniería y calificación de la memoria de acceso aleatorio del proyecto HELIOS.

La memoria tiene los siguientes valores:

- Dimensiones $212 \times 212 \times 222$ mm con conectores
- Volumen $7,0 \text{ dm}^3$
- Masa $4,4 \text{ kg}$

La memoria satisface las siguientes especificaciones:

- Margen de temperaturas -30 a $+60$ °C
- Margen de temperaturas de almacenamiento -45 a $+75$ °C
- Alimentación $28 \text{ V} \pm 2\%$
- Consumo incluyendo convertidor CC/CC en reposo $1,1 \text{ W}$
- Lectura-restauración a 16 kbit/s todos unos $2,0 \text{ W}$
- todos ceros $3,0 \text{ W}$

Comportamiento mecánico

Niveles de vibración sinusoidal

5— 20 Hz	20 mm pico a pico
20— 50 Hz	15 g
50— 100 Hz	20 g
100— 200 Hz	10 g
200— 400 Hz	5 g
400—2000 Hz	2,5 g

Niveles de vibración aleatoria

20— 100 Hz	3 dB/Octava a $0,1 \text{ g}^2/\text{Hz}$
100— 300 Hz	$0,1 \text{ g}^2/\text{Hz}$
300— 600 Hz	$0,03 \text{ g}^2/\text{Hz}$
600—1300 Hz	$0,1 \text{ g}^2/\text{Hz}$
1300—2000 Hz	$0,01 \text{ g}^2/\text{Hz}$

Fiabilidad estimada

para un período de 3400 horas de funcionamiento $0,975$.

La figura 7 muestra la variación de la potencia media disipada en el modo lectura-restauración con

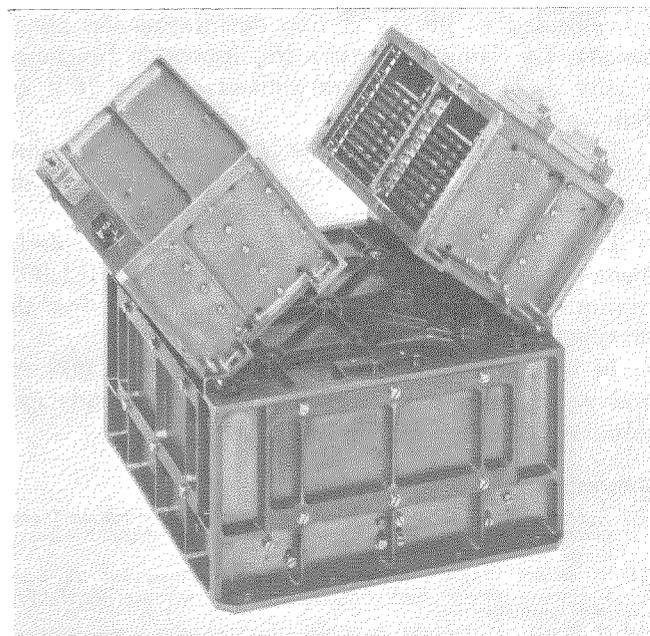


Fig. 5 Modelo de ingeniería de la memoria de 0,5 Mbits con la parte superior abierta.

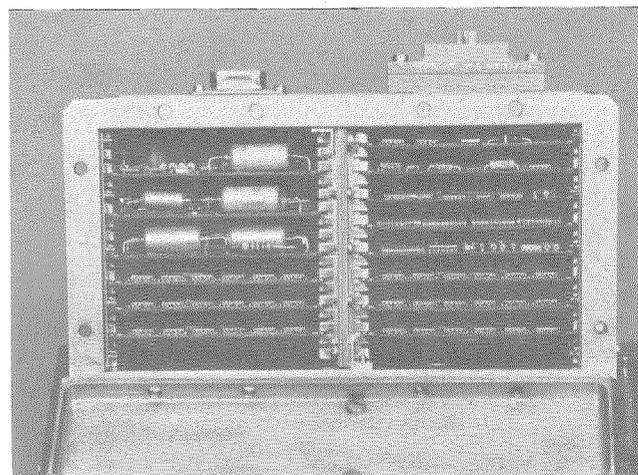


Fig. 6 Detalle de la memoria de 0,5 Mbits.

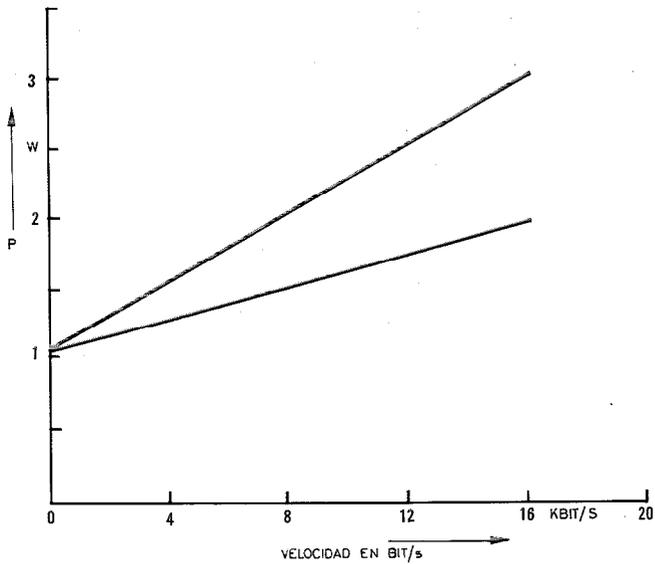


Fig. 7 Variación de la potencia disipada con la velocidad (bit rate) y el tipo de información.

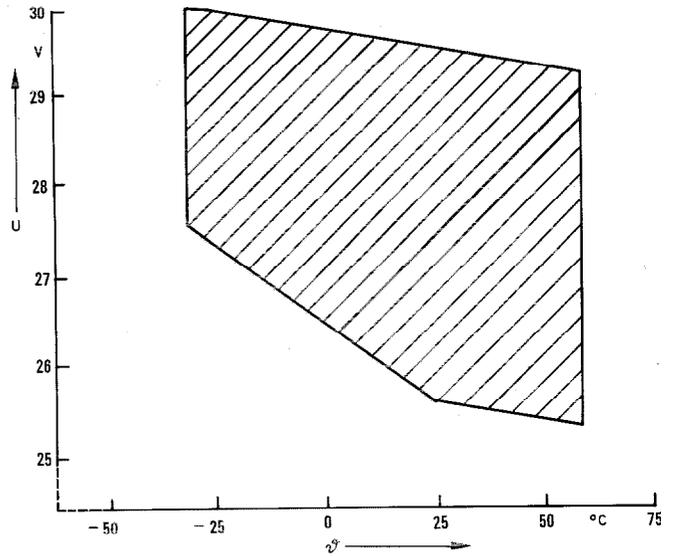


Fig. 8 Límites de funcionamiento de la memoria (alimentación de 28 V) en función de la temperatura.

la velocidad en bit/s y el tipo de información almacenada. La figura 8 muestra los límites de funcionamiento de la memoria para alimentación de 28 V en función de la temperatura.

El modelo de ingeniería de la memoria se terminó en 1972; el modelo de calificación y dos modelos de vuelo en 1973.

La figura 9 muestra el modelo de calificación de la memoria de núcleos de ferrita de la sonda HELIOS durante las pruebas de integración del equipo de manejo de datos.

El lanzamiento de la primera sonda, HELIOS A, está programada para fines de 1974. La segunda misión, HELIOS B, para finales de 1975.

Referencias

- [1] T. A. Onciul, F. F. Tsui: Untersuchungen über Ferritspeicher zur Datensicherung, Bundesministerium für wissenschaftliche Forschung, Forschungsbericht W 67-10, junio 1967.
- [2] M. Bohner, M. Florjančič: Grundsätzliche Entwicklung der elektrischen Schaltungen für einen Ferritkernspeicher zur Datensicherung, BMWF-FB W 68-29, abril 1968.
- [3] M. Bohner, M. Florjančič, G. Wolpert: Entwicklung eines Ferritkernspeichers hoher Kapazität, BMWF-FB W 69-06, enero 1969.
- [4] E. Adler, R. Eckert, P. Mitsch, G. Wolpert: Konstruktion und technologische Entwicklung von Bauweisen für elektronische Bausteine, BMWF-FB W 69-40, septiembre 1969.
- [5] D. Fischer, P. Mitsch, G. Wolpert: Konstruktive und technologische Entwicklung von Bauweisen für elektronische Bausteine und Funktionsgruppen, BMBW-FB W 70-61, noviembre 1970.
- [6] W. Müller, H. Rabl: Ferritkernspeicherblock hoher Kapazität zur Datensicherung in der Weltraumforschung, BMBW-FB W 71-41, septiembre 1971.
- [7] M. Florjančič: Ferritkernspeicher großer Kapazität für Raumfluggeräte, Raumfahrtforschung 15 (1970) 1, págs. 27-31.
- [8] W. Matwald: The Stapelblock: A novel Technique for Manufacturing Highly Reliable Ferrite Core Memory Stacks, IEEE Transactions on Magnetism, mayo 6 (1970) 3, págs. 684-687.
- [9] H. Rabl: Ferritkernspeicherblock für das Sonnensonden-Projekt Helios, Siemens-Zeitschrift 46 (1972) 4, págs. 320-322.
- [10] H. Endres, D. Pabst: Equipo digital de telemetría para vehículos especiales, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43 (1966), N° 4, págs. 384-388.

Milan Florjančič nació en Ljubljana, Yugoslavia, el 3 de mayo de 1926. Estudió Telecomunicación en la Universidad Técnica de Ljubljana donde recibió el grado de Ingeniero Diplomado en 1950. Ha sido durante 10 años jefe del laboratorio de alta frecuencia y modulación de frecuencia del Institut za Elektrozveze, de Ljubljana. En 1961 pasó al laboratorio de memorias del Departamento Central de Desarrollo de Standard Elektrik Lorenz, en Stuttgart. En 1966 alcanzó el grado de Dr. Ingeniero por la

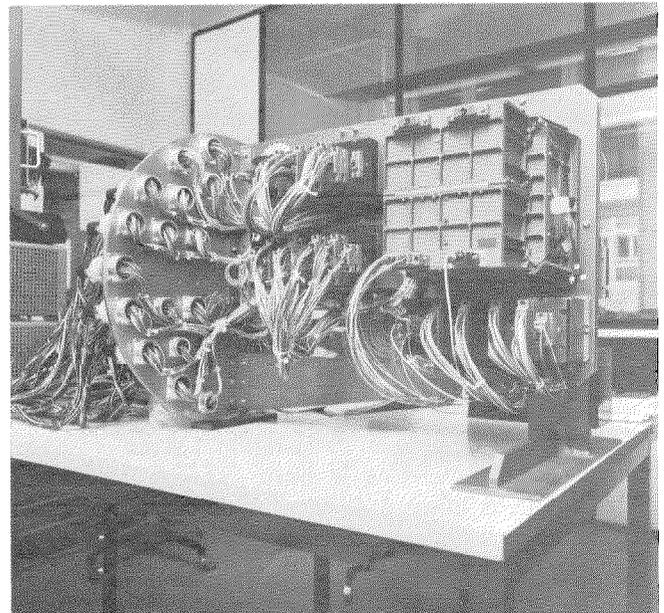


Fig. 9 Memoria de 0,5 Mbits con otros equipos del subsistema de proceso de datos, durante las pruebas de integración.

Escuela Técnica Superior, de Stuttgart, con una tesis sobre conmutación total o parcial de la imanación en anillos cuadrados de ferritas. Desde 1967, es jefe del laboratorio de memorias.

Hans Reiner nació en Stuttgart en 1927. Estudió física en la Universidad de Stuttgart. Después de su actividad como ayudante en física experimental aprobó el examen final en 1951. Ingresó entonces en Mix und Genest, entonces filial de ITT y trabajó en el desarrollo de un sistema PCM (MIC), en amplificadores de banda ancha para sistemas de cable coaxial y en diseño de sistemas de conmutación electrónica. En 1960 pasó a ser jefe de un grupo de laboratorio para investigación básica en la planta de Informática. Desde enero de 1964, a principios de 1974, fue jefe del laboratorio central de SEL. Cuando el centro de investigación de SEL se estableció en Stuttgart pasó a jefe de la sección de comunicaciones. Es miembro de la NTC (Sociedad de Ingenieros de Telecomunicación) y de la Sociedad Alemana de Física y también vicepresidente de la VDE (Asociación alemana de ingenieros electricistas) Württemberg y presidente del grupo 8 (Medidas eléctricas y electrónicas) de la sociedad alemana para aviación y vuelos espaciales.

INTASAT - Descripción general

El artículo describe la organización y características de los diferentes subsistemas del satélite científico español INTASAT (básico).

J. JIMENEZ DOLERA

Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica S. A., Madrid

Introducción

A comienzos de 1968, la Comisión Nacional de Investigación del Espacio (CONIE), a propuesta del Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial (INTA), incluye en su programa espacial nacional, de 5 años de duración, el desarrollo del INTASAT, primer satélite científico español.

Durante 1968 y hasta noviembre de 1969, INTA, en colaboración con Hawker Siddeley Dynamics (HSD), desarrolla el anteproyecto técnico y económico del programa con estudios de factibilidad y definición de los objetivos científicos del satélite.

Los dos objetivos principales del INTASAT fueron:

- Desarrollar una experiencia científica de interés no solo para España sino también para toda la comunidad científica.
- Proporcionar a la industria española la experiencia necesaria en desarrollo y fabricación de equipos espaciales.

Como objetivos técnicos iniciales del satélite se fijaron:

- Evaluación del rendimiento de un sistema de estabilización del asiento del satélite por gradiente gravitatorio, dentro de $\pm 10^\circ$ así como la investigación y desarrollo de un sistema de amortiguamiento de alto rendimiento.
- Desarrollo de un Experimento Científico para el estudio de la radiación gamma, que sería preparado por INTA, en colaboración con el Imperial College of Science and Technology de Londres.

En 1969 se inicia la fase de definición del satélite INTASAT, en la que se realizan las especificaciones de diseño y prueba de todos los subsistemas del mismo.

En julio de 1970 se inicia la fase de diseño y desarrollo, a realizar totalmente en España. Conforme al programa establecido, en Standard Eléctrica S. A. de Madrid (SESA), se desarrollan y prueban los modelos de laboratorio de los siguientes subsistemas y unidades:

- Unidad electrónica para los sensores solares (como parte del subsistema de Medida del Asiento).
- Subsistema de Manejo de Datos, que incluye un Codificador, una Memoria de núcleos magnéticos y una Unidad Acondicionadora de Parámetros.
- Subsistema de Telemida y Telemando que incluye un Transmisor de telemida, un Receptor de telemando, un Decodificador y un Divisor de Potencia de R.F.

A finales de Abril de 1971, la NASA, que lanzaría el satélite, propone el cambio del Experimento científico previsto, por otro que incorpore un Faro Ionosfé-

rico, por considerarlo de mayor interés general. Se modifica el Programa y con él los nuevos objetivos fueron:

- Desarrollo de un satélite básico que incorpore un Faro Ionosférico, como Experimento Científico.
- Un Experimento Tecnológico consistente en la confirmación práctica del sistema de control térmico utilizado.

Este satélite básico será lanzado por NASA en 1974. Las unidades del satélite previsto en el programa original, no incorporadas en este satélite básico se dejan en reserva para uso en proyectos futuros.

En el Programa se han previsto los siguientes modelos del satélite: Mecánico, Térmico, Calificación y Vuelo.

En este satélite básico Standard Eléctrica S.A. es responsable del desarrollo del Subsistema de Manejo de Datos y del de Telemida.

Descripción general del satélite INTASAT (Básico)

El satélite INTASAT básico (Fig. 1) es de los llamados "piggy-back" y será lanzado como carga de pago secundaria, lo que le proporciona un alto número de posibilidades de lanzamiento. Comprende los siguientes subsistemas: Estructura, Potencia, Manejo de Datos, Telemidas, Control de Asiento y Conmutación de Pirotecnos. Incorpora además un Faro Ionosférico, como Experimento Científico y un reloj (fin de vida) que desconectará la potencia a los dos años de operación en órbita.

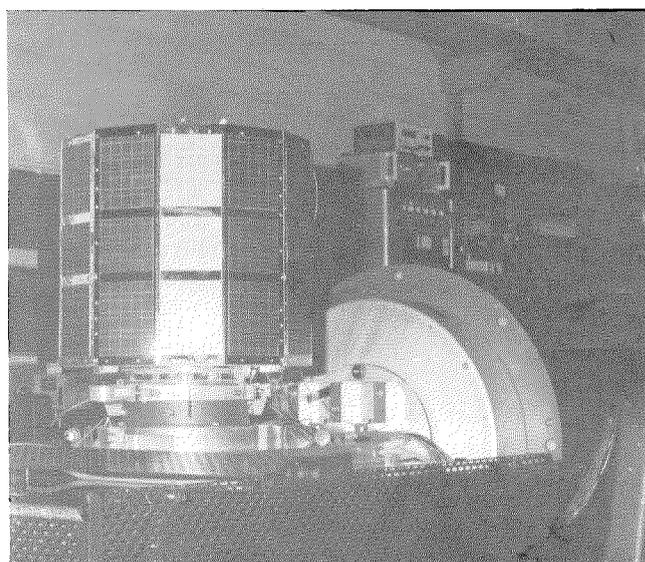


Fig. 1 Satélite INTASAT. Modelo mecánico.

Las características finales del Satélite INTASAT son:

- Satélite
 - Estabilización Campo geomagnético.
 - Masa 25 kg.
 - Configuración Prisma recto dodecagonal. Medida entre caras 442 mm, altura 457 mm.
 - Antenas 4 antenas de teledirigida de 490 mm de longitud.
2 antenas del Faro, de 1800 mm de longitud.
- Subsistema de Potencia
 - Suministro de potencia 1320 células solares, montadas sobre paneles laterales del satélite.
1 batería de 12 células de Ni-Cd.
 - Voltaje 16 voltios.
 - Potencia media 2770 mW.
- Control de asiento
 - Tipo Magnético pasivo, formado por un imán y 4 barras amortiguadores.
 - Precisión $\pm 10^\circ$ sobre el vector campo geomagnético, dentro de los 10 días siguientes a su puesta en órbita.
- Teledirigida
 - Frecuencia de portadora 136,710 MHz.
 - Modulación PCM-PSK-PM.
 - Canales 27 analógicos
8 digitales todo/nada
2 paralelo de 8 bits.
 - Potencia de R.F. 100 mW.
- Experimento Científico
 - Faro Ionosférico que transmite, simultáneamente, señales de 40 y 41 MHz, linealmente polarizadas.
- Estaciones de Tierra
 - Seguimiento STADAN, operando en 136 MHz.
 - Datos STADAN, operando en 136 MHz.
 - Faro Operado por INTA con participación internacional (NASA).
- Plan de lanzamiento
 - Lugar de lanzamiento Vandenberg AFB (California).
 - Vehículo lanzador DELTA.
 - Plan orbital Circular, inclinación 102° altitud 1650 Km.
Cruce del ecuador $8^h 30^m$ ascendiendo de Sur a Norte.
 - Fecha de lanzamiento 1974
 - Vida del satélite 2 años.

La figura 2A muestra un diagrama de bloques del satélite.

Estructura

El cuerpo del satélite es un prisma dodecagonal de 457 mm de altura y 442 mm entre caras (Fig. 2b).

La estructura primaria está formada por un tubo troncocónico fabricado con chapa de aleación de aluminio, reforzado por 4 tirantes; soporta dos plataformas formadas por paneles de aluminio fabricados en forma de nido de abeja. La plataforma principal va montada sobre la parte superior del cono y sobre ella se montan la casi totalidad de las unidades eléctricas. La segunda plataforma va montada sobre la zona media del cono.

La estructura secundaria está formada por 4 columnas, reforzadas en su parte superior e inferior por dos anillos de forma dodecagonal; estas columnas van fijadas sobre los bordes exteriores de la plataforma principal mediante piezas especiales de titanio. Sobre estas columnas se montan las caras del satélite, formadas por 4 paneles de aluminio, fabricados en forma de nido de abeja, recubiertos exteriormente por las células solares.

Las caras exteriores de la parte superior e inferior del satélite van recubiertas con una pintura especial para el control térmico del satélite.

El satélite va montado sobre el vehículo lanzador mediante un mecanismo eyector-adaptador que lo fija sobre un soporte de cuatro patas dispuesto sobre el lanzador.

Subsistema de Potencia

El Subsistema de Potencia ha de suministrar la demanda total de potencia del satélite, bajo las condiciones más desfavorables, durante un período mínimo de 1 año. La potencia es generada por las células solares tipo n/p montadas sobre las 12 caras laterales del satélite. Cada cara contiene 55 grupos de células, conectados en serie. Cada grupo se compone de una célula de 2×2 cm, en paralelo con una célula de 2×1 cm. La potencia media generada con esta disposición es de 10 W.

El dispositivo de células solares carga una batería formada por 12 células de Ni-Cd, herméticamente selladas, montadas en serie y que proporciona 3,5 Ah. Durante los períodos de iluminación del satélite, las células solares suministran la demanda total de potencia y cargan la batería. Esta suministra toda la potencia durante los períodos de eclipse y los picos de potencia requeridos durante los períodos de sol.

Este subsistema suministra las siguientes líneas de potencia:

- Barra de potencia, cuyo voltaje se mantiene entre 13,2 y 18,6 voltios. Suministra la potencia primaria al satélite (Potencia media 2,69 W).
- Líneas reguladas: $+12 \text{ V} \pm 2\%$ (2100 mW)
 $-12 \text{ V} \pm 4\%$ (100 mW)
 $+5,15 \text{ V} \pm 4\%$ (325 mW).
- Línea de potencia para el encendido de los mecanismos pirotécnicos. Se obtiene directamente del posi-

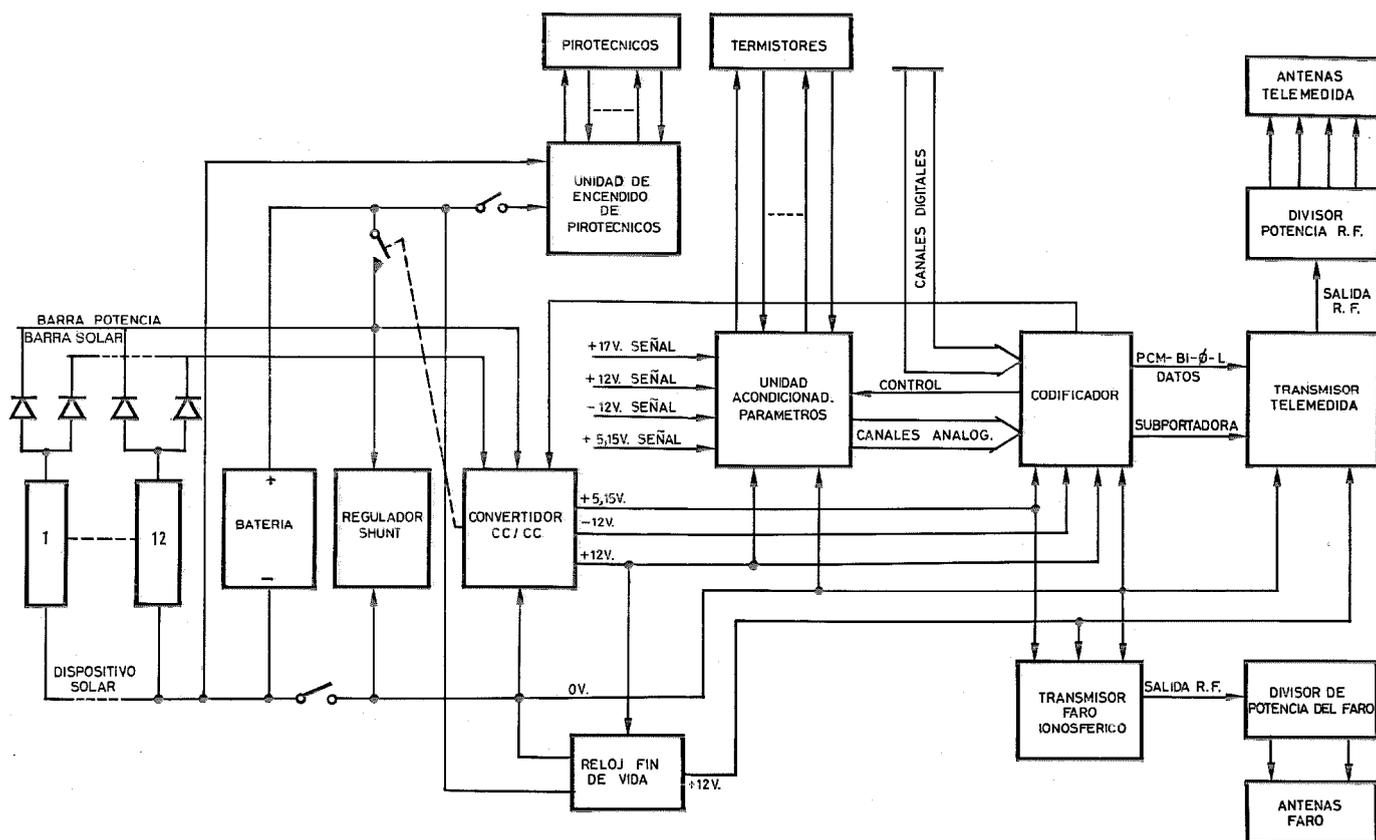


Fig. 2 a) Diagrama de bloques del satélite INTASAT.

tivo de la batería y se conectará mediante dos conmutadores, redundantes (La potencia media proporcionada es de 50 mW con un pico de corriente de 6 A durante 50 ms, por una sola vez).

Las unidades que integran el Subsistema son:

- Paneles solares.
- Batería.
- Convertidor cc/cc, que suministra las líneas reguladas. Se sincroniza con una frecuencia de 8.192 Hz suministrada por el Codificador, pero tiene posibilidad de arrancar por sí mismo.

Su rendimiento medio es mayor del 75 % medido durante períodos de tiempo de 64 segundos, en condiciones nominales de carga. El convertidor incluye

un dispositivo de protección de la batería y un limitador de voltaje para la línea de potencia.

La potencia se conecta a los diferentes subsistemas del satélite, un minuto después de su inyección en órbita.

Subsistema de Manejo de Datos

Este subsistema recibe datos de todos los subsistemas del satélite, los acondiciona y dispone en un formato PCM para su transmisión, en tiempo real, a las estaciones de tierra, a través del subsistema de Telemetría.

El Subsistema lo forman dos unidades, desarrolladas por Standard Eléctrica S. A.

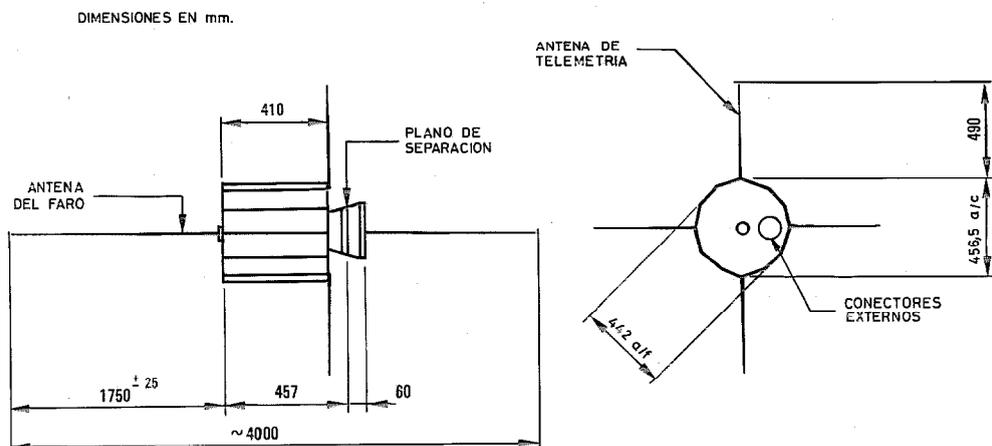


Fig. 2 b) Configuración del satélite INTASAT.

Unidad Acondicionadora de Parámetros

La figura 3 muestra un diagrama de bloques de esta unidad, y la figura 4 es una fotografía del modelo.

La Unidad recibe dos tipos de señales, unas de medidas de voltajes y otras de temperaturas. Todas estas señales se acondicionan en la Unidad que proporciona salidas analógicas entre 0 y 5 V.

Las señales de datos de voltajes corresponden a + 12 V, - 12 V y + 5,15 V de las líneas reguladas y a + 17 V de la batería.

Las señales de datos de temperatura proceden de 7 termistores situados en el interior de la estructura. Miden un margen de temperatura de - 20° a + 50 °C. Otros 8 termistores están situados en puntos periféricos, y suministran datos para un margen de temperaturas de - 50° a + 80 °C.

La pendiente mínima de la conversión temperatura/voltaje y la precisión mínima es de 25 mV/°C y 1,4% para el primer margen y 15 mV/°C y 1% para el segundo.

Para obtener las precisiones requeridas, la Unidad incluye un regulador de voltaje y además un conmutador de la alimentación (+ 12 V).

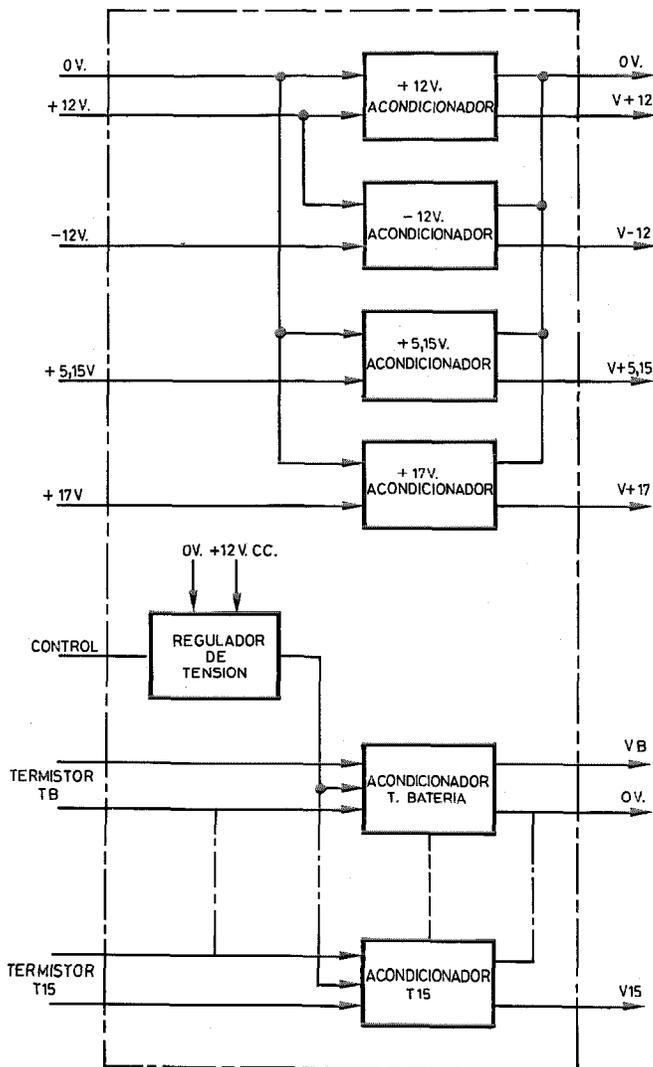


Fig. 3 Diagrama de bloques de la unidad acondicionadora de parámetros.

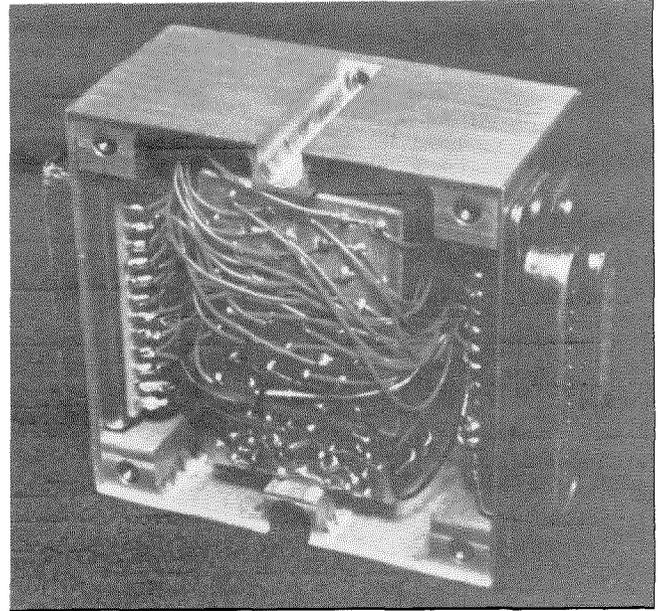


Fig. 4 Modelo de ingeniería de la unidad acondicionadora de parámetros.

Codificador

La figura 5 muestra un diagrama de bloques de la Unidad.

La unidad acepta 27 canales analógicos (niveles 0 a 5 V), 8 canales digitales ON-OFF (todo/nada) y 2 canales digitales, paralelo, de 8 bits. Muestra las señales, realiza la conversión A/D a palabras digitales de 8 bits y dispone todos los datos en un formato PCM de 32 palabras. La Información del formato se transfiere a la salida serie de la Unidad en forma PCM Bi-Φ-L, en un "ciclo" de 16 seg. cada 64 seg. y una frecuencia de 128 bit/s. Durante los períodos de "no transmisión", las alimentaciones de la Unidad se conmutan parcialmente; durante los 48 seg. que dura este período, en el que no se transmite información, se transfieren continuamente "0", en PCM-Bi-Φ-L, a fin de evitar la pérdida del enganche con la estación receptora de tierra.

El codificador proporciona, al Transmisor de telemedida, la frecuencia de subportadora (2.048 Hz) siendo la coherencia entre esta señal y la de datos mejor que 1°.

La figura 6 es una foto del modelo de ingeniería de la unidad codificadora, y la figura 7 muestra una pila de módulos de la unidad prototipo.

Subsistema de Telemedida

Las funciones de este Subsistema son las de telemedida y seguimiento. La primera función consiste en transmitir mediante RF los datos muestreados y codificados por el Codificador. La segunda función se consigue mediante la transmisión de una portadora de VHF, de acuerdo con el Aerospace Systems Standards, que permite realizar el seguimiento por los sistemas de recepción disponibles en las redes STADAN, ESTRACK y CNES.

El Subsistema consta de:

- Transmisor de Telemedida.

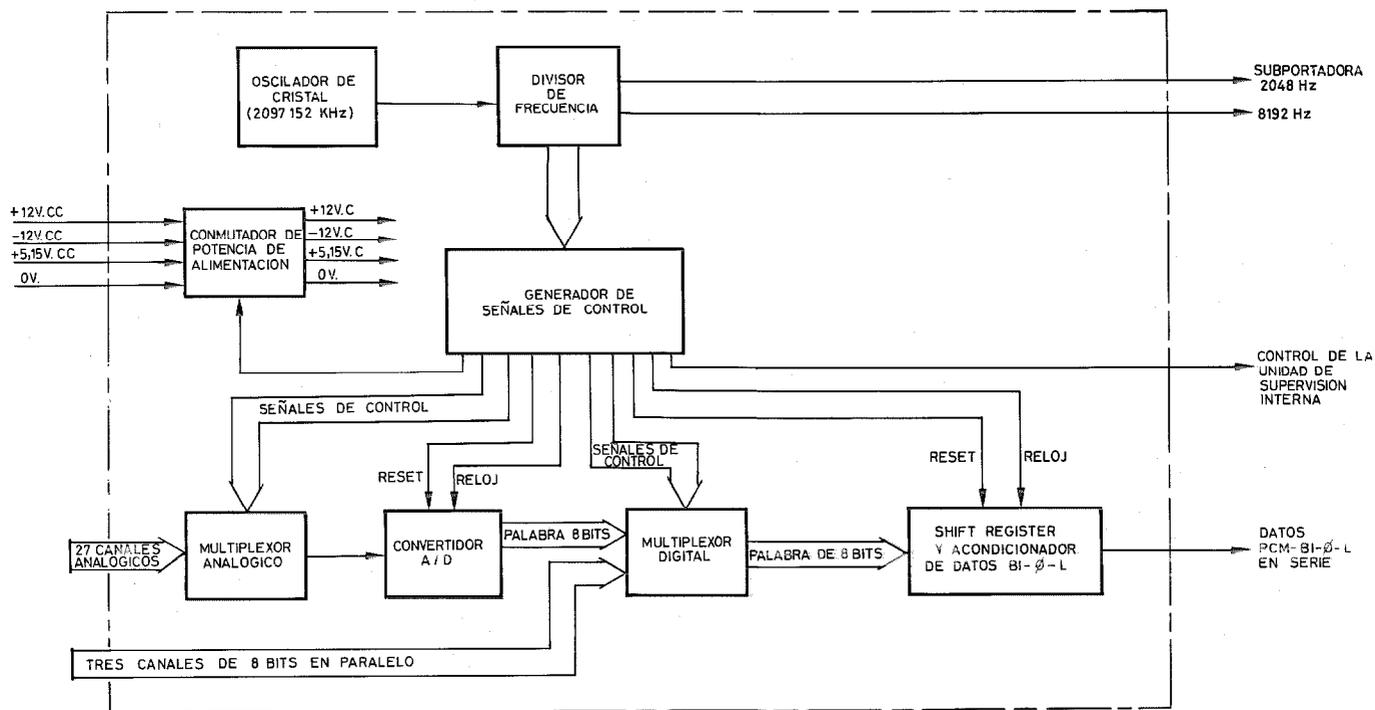


Fig. 5 Diagrama de bloques del codificador.

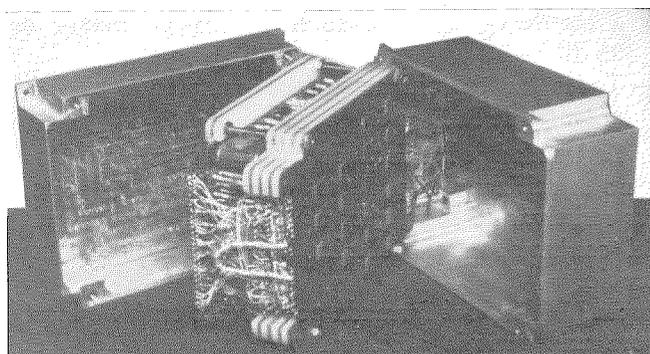


Fig. 6 Modelo de ingeniería de la unidad codificadora.

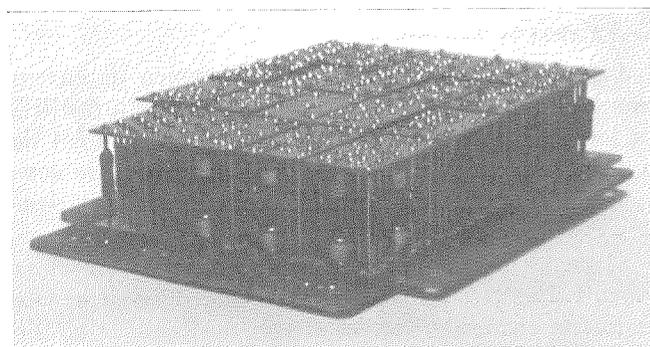


Fig. 7 Pila de módulos Corwood de la unidad prototipo del codificador.

La figura 8 muestra un diagrama de bloques de la Unidad, y la figura 9 muestra una unidad prototipo.

El Transmisor de telemetria proporciona una portadora de 136,710 MHz, modulada en fase por una

subportadora de 2.048 Hz, que previamente ha sido modulada en PSK por los datos PCM-Bi- Φ -L (128 bit/s). La modulación resultante es del tipo PCM/PSK/PM. Este tipo de modulación permite realizar el seguimiento del satélite ya que con ella no se producen bandas laterales de amplitud significativa, próximas a la portadora.

Las características de la modulación de la portadora son:

- Índice de modulación 1,5 radianes.
- Modulación incidental de amplitud menor de 5 % de la amplitud de la portadora sin modular.
- Distorsión de la modulación menor del 2,5 %.

El ancho de banda de transmisión es como mínimo de 30 kHz, entre puntos a -10 dB, para todas las condiciones de modulación (Incluido efecto Doppler e inestabilidad del Oscilador). El nivel total de espúreas a la salida del Transmisor es inferior a 3 μ V.

La potencia mínima de R.F. a la salida es de 100 mW para un consumo de 39 mA a +12 V, que es la única línea de alimentación utilizada en la Unidad.

— Divisor de Potencia de R.F.

La figura 10 muestra el diagrama funcional de la Unidad, y la figura 11 muestra un prototipo abierto.

El Divisor de potencia de RF recibe la señal de R.F. del Transmisor de Telemetria y la transfiere correctamente a las antenas, que constituyen el sistema de radiación del Satélite.

Las características principales de la Unidad son:

- Las impedancias de entrada y de salida son 50 Ω resistivos.

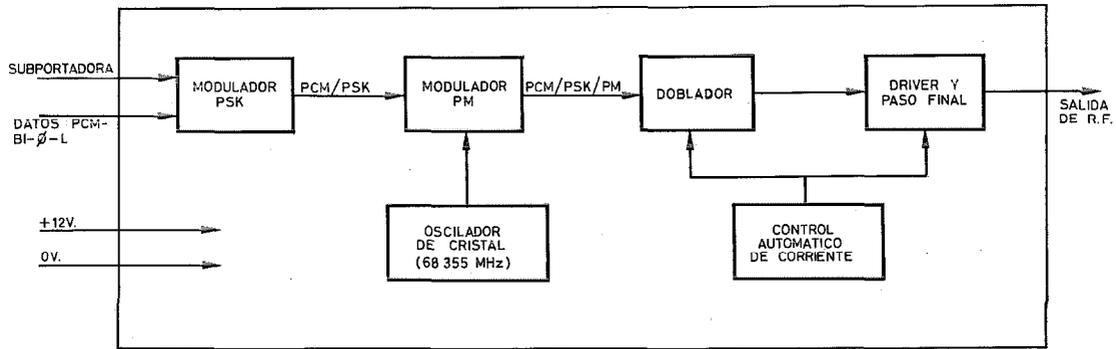


Fig. 8 Diagrama de bloques del transmisor de telemetría.

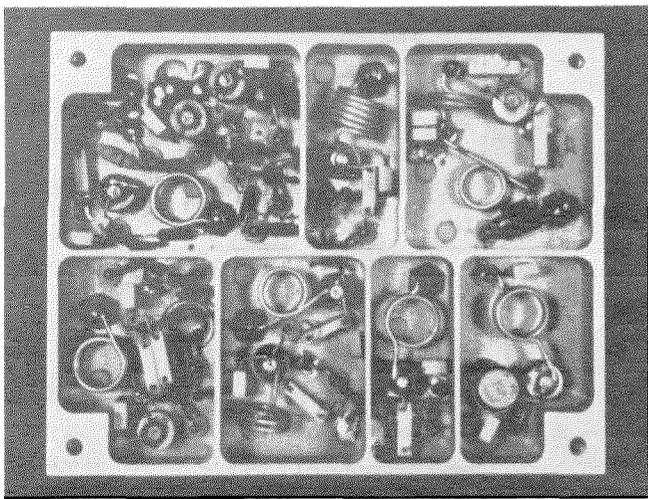


Fig. 9 Unidad prototipo del transmisor de telemetría.

- Opera a frecuencias de 136 MHz a 138 MHz.
- La pérdida de inserción es menor que 1.2 dB.
- La diferencia entre las amplitudes de las señales presentes en las cuatro salidas es menor que ± 0.5 dB.
- La fase relativa entre las señales de cada una de las salidas es $90^\circ \pm 3^\circ$ ($0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ y 270°).
- La relación de onda estacionaria en la entrada y salidas es inferior a 1,2 en la banda de 136 MHz a 138 MHz.
- Cualquier puerta de salida se halla aislada respecto a las de entrada, siendo la atenuación mayor de 25 dB.
- Todas las especificaciones se cumplen cuando la potencia de R. F. es 0.5 W.

La Unidad se ha diseñado en tecnología "strip line" y no se utilizan componentes discretos salvo dos cargas resistivas de 50Ω , para adaptación de impedancias del conjunto, lo que elimina todo proceso de ajuste previo.

La Unidad está formada por 3 redes en $\lambda/4$ e incorpora una entrada adicional para una señal de telemando, que le permite operar en transmisión y recepción simultáneamente.

— Antenas de Telemetría

Las antenas de telemetría se componen de cuatro monopolos dispuestos en una configuración "turnstile". La longitud de cada monopolo está ajustada a $\lambda/4$ de la señal transmitida. Con el diseño realizado se consigue un diagrama casi omnidireccional con polarización circular a derechas.

Cada elemento de antena se asemeja a una cinta métrica, flexible, plegada en el satélite durante la fase de puesta en órbita. Se despliegan mediante la acción de los mecanismos pirotécnicos, 10 segundos después de su inyección en órbita.

— Subsistema de Control de Asiento

El satélite básico se ha equipado con un control de asiento simple que permita el alineamiento del eje longitudinal del satélite con la dirección del campo geomagnético (dentro de $\pm 10^\circ$) antes de los 10 días siguientes a su lanzamiento.

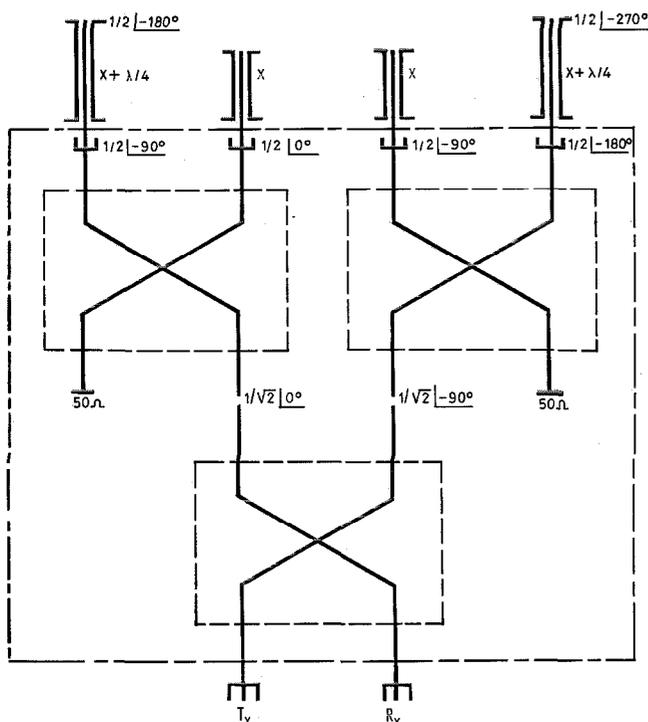


Fig. 10 Diagrama del divisor de potencia.

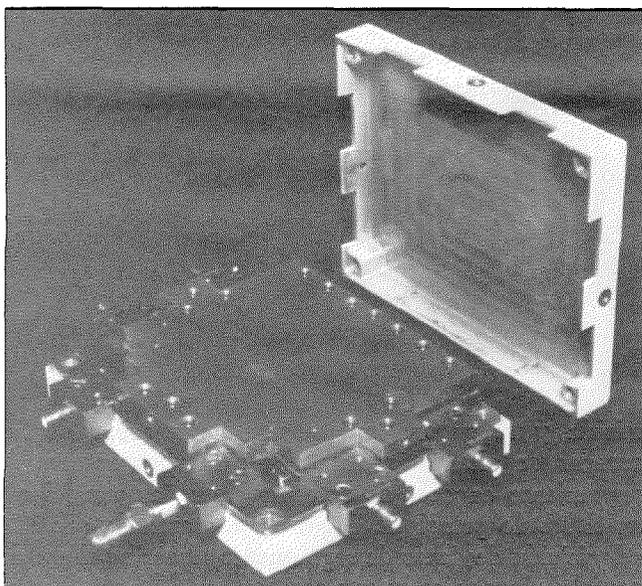


Fig. 11 Unidad prototipo del divisor de potencia.

El Subsistema de Control de Asiento consta de un sistema magnético pasivo formado por un imán permanente y cuatro barras de amortiguamiento. Este conjunto permite eliminar la velocidad angular inicial del satélite, producida al separarse del lanzador y permite el amortiguamiento de sus oscilaciones alrededor del vector campo geomagnético.

Subsistema de Pirotécnicos

Incluye una unidad cuyo objetivo es activar los mecanismos pirotécnicos para el despliegue de las antenas del Experimento Científico y las de Telemida del Satélite.

La actuación se produce 10 seg. a 20 seg. después de producirse el cierre del interruptor que conecta la unidad al positivo de la batería, produciéndose un impulso de 50 ms que provoca el encendido de los pirotécnicos, que liberan las antenas. El impulso de las características indicadas se obtiene a partir de un circuito lógico incluido en la Unidad.

Los actuadores pirotécnicos son del tipo LMT114 de Atlas Aerospace para las antenas del Experimento Científico y BA 31 JI de Hércules para las de Telemida.

Experimento científico

La misión del Experimento Científico es la medida del efecto Faraday que se produce en la ionosfera. El Experimento está integrado por un transmisor, incluido en el Satélite, con sus propias antenas de radiación, independientes, y un receptor que forma parte del equipo de tierra.

Transmisor del Faro Ionosférico

El transmisor genera dos señales de radiofrecuencia de 40,010 MHz y 41,01025 MHz. Estas señales linealmente polarizadas son radiadas por una antena común y permiten medir la densidad total de electrones en la ionosfera, mediante la observación de sus respectivos planos de polarización, en la estación de tierra. La potencia mínima transmitida para cada una de las señales es de 200 mW, potencia suficiente para la correcta localización de los nulos de señal que se producen cuando los planos de polarización de la onda incidente y de la antena receptora son ortogonales.

Las frecuencias recibidas en tierra para ambas señales serán $40,010 \pm 0,0012$ MHz y $41,01025 \pm 0,0012$ MHz. La tolerancia común a ambas frecuencias (0,0012 MHz) representa las posibles variaciones producidas por efecto Doppler (estimadas en un máximo de ± 800 Hz) y las producidas por la inestabilidad del transmisor (estimadas en un máximo de ± 400 Hz).

Reconocimiento

El autor agradece al Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial (INTA), responsable de la dirección del Proyecto, el permiso concedido para la publicación de esta descripción del programa INTASAT.

J. Jiménez Dólera nació en España (Diciembre 1937). Se graduó en Física por la Universidad de Madrid.

Ingresó en Marconi Española S. A. en 1964, como Ingeniero de Calificación de Producto en el Departamento de Aplicaciones Domésticas; más tarde desempeñó el cargo de jefe de Inspección de la División de Radiodifusión. En 1968 fué nombrado jefe del Laboratorio de la División de Electrónica Profesional, donde desarrolló parte de la carga de pago del cohete de sondeo español INTA 255.

Desde el comienzo del Programa trabajó como Ingeniero Senior de Subsistemas en el proyecto INTASAT.

En 1972 fué transferido al Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica desarrollando el mismo tipo de actividad. Desde Febrero de 1973 desempeña el puesto de "Project Leader" del satélite INTASAT, en este Centro.

Introducción - Tecnología en relación con los satélites

Algunos de las más importantes exigencias de la tecnología de los satélites son el peso y la energía. A reducir estas cantidades se dirigen las principales consideraciones de diseño. Una vez que se han cumplido los requisitos de peso y energía, pueden conseguirse las ventajas de un satélite destinado a comunicaciones.

Una de las mayores ventajas de los enlaces con satélite es el camino de transmisión, que tiene un grado de estabilidad mucho mayor que los trayectos normales de radio en los enlaces de microondas y HF. Debido a esta estabilidad, los márgenes de desvanecimiento pueden ser mucho menores, necesitándose márgenes de ganancia inferiores en la potencia del sistema para acomodarse a las variaciones probabilísticas. La estabilidad del medio de transmisión y el pequeño margen dinámico necesario hacen posible que el repetidor del satélite pueda funcionar en un modo lineal más estrecho y próximo a la saturación. Naturalmente, debe mantenerse un preciso control de la potencia trans-

mitida y se supone una exacta orientación de las antenas de alta ganancia. Se necesitan receptores de seguimiento capaces de detectar pequeñas variaciones en el lóbulo principal. Un detallado artículo sobre la adquisición de datos de seguimiento, describe el estado actual de la técnica en este campo.

Aunque la "ventana" electromagnética de la Tierra al espacio tiene muchas aberturas en el espectro de radio, el futuro hace prever severas congestiones e interferencias. Se están investigando, por tanto, conceptos para la utilización óptima de las frecuencias. Un artículo de esta sección discute el uso de diferente polarización para optimizar la utilización del espectro. El receptor de bajo ruido es una partida crítica en cualquier sistema de satélites, con objeto de reducir al mínimo la ganancia de antena necesaria y la potencia transmitida. Estos puntos se discuten también con detalle en un artículo sobre amplificadores paramétricos.

James H. Van Horn

Amplificadores paramétricos no fríos para estaciones terrenas

Se han desarrollado en LCT durante los últimos años amplificadores paramétricos fríos y no fríos. Este artículo describe brevemente el diagrama general de todos los amplificadores paramétricos y da las características principales del tipo no frío dedicado más específicamente al tamaño medio de las estaciones terrenas de comunicaciones por satélite.

J. DUPRAZ

M. CREAC'H

Laboratoire Central de Télécommunications, Paris, Francia

Introducción

Los amplificadores paramétricos constituyen un elemento esencial en la composición de las estaciones terrenas de las comunicaciones por satélite. En efecto, estas se caracterizan en su conjunto por su factor de mérito G/T , donde T , temperatura de ruido equivalente del sistema receptor, es la suma de la temperatura de ruido de la antena y de la temperatura de ruido del receptor. Esta última viene determinada por el amplificador paramétrico. En general, es del mismo orden de magnitud que la temperatura de ruido de la antena y viene, por tanto, ligada al diámetro de la antena y a la importancia de la estación.

Entre las características de un amplificador paramétrico, su temperatura de ruido equivalente es, consecuentemente, una de las más importantes. Como es proporcional a la temperatura física de la parte activa del amplificador, se venía obligado, desde el principio, a desarrollar y fabricar un tipo de amplificador conocido como "frío" en el que la parte activa se mantiene a una temperatura muy baja (en la región de los 15 °K) mediante un generador criogénico de ciclo cerrado. De esta forma, se obtienen temperaturas de ruido muy bajas (en la región de los 15 °K) que vienen prácticamente determinadas por la temperatura física de los circuitos, que son siempre inferiores a las temperaturas de ruido de las antenas que se utilizan para equipar estaciones grandes. Actualmente, los generadores criogénicos son caros y, además, relativamente de baja fiabilidad hasta el extremo que son los causantes de la mayoría de los fallos que afectan al sistema receptor. Sin embargo, la necesidad de las estaciones de tamaño medio o pequeño es cada vez mayor en todo el mundo. Estas estaciones se equipan con antenas que tienen una temperatura de ruido superior a la de las antenas grandes. Por lo tanto, está absolutamente injustificado, tanto desde el punto de vista económico como desde el punto de vista técnico, equiparlas con amplificadores paramétricos fríos. Por lo tanto, surgió la necesidad de desarrollar y fabricar amplificadores paramétricos llamados "no fríos" en el sentido de que no utilizan generadores criogénicos y no trabajan a temperaturas muy bajas. Son más baratos y más fiables, pero su temperatura de ruido es mucho más alta, por lo que es esencial reducirla lo más posible. Puesto que la temperatura de ruido no viene ya determinada por la temperatura de enfriamiento sino por la del circuito mismo, se comprende que su diseño y optimización es mucho más exacto que en el caso de los amplificadores fríos. De

hecho, tras optimizar los circuitos, se pretende reducir aún su temperatura de ruido por enfriamiento del amplificador, pero mediante dispositivo termoeléctricos fiables y baratos. Así, los amplificadores llamados no fríos tienden cada vez más a ser enfriados a temperaturas de -20 °C o -30 °C . Así, se pueden alcanzar temperaturas que hacen posible a partir de ahora prescindir de los amplificadores fríos en el caso del preamplificador de reserva de las grandes estaciones y, en su momento, a prescindir totalmente de los amplificadores fríos.

Estos factores nos han llevado a concentrar todo nuestro esfuerzo en los amplificadores no fríos. Este artículo intenta describir alguno de los equipos de este tipo que se han desarrollado y fabricado en LCT durante los últimos años. Se consideran tres márgenes de frecuencias, el primero, centrado alrededor de los 4 GHz, es el utilizado en el sistema Intelsat para comunicaciones civiles. El segundo, centrado alrededor de los 7,5 GHz, se reserva para comunicaciones militares, mientras que el tercero, centrado en los 12 GHz, se utilizará para sistemas de comunicaciones civiles domésticas en un futuro próximo.

Consideraciones teóricas

Sin entrar en los detalles de la teoría de los amplificadores paramétricos, se puede comentar la fórmula que expresa la temperatura de ruido teórica de una etapa de amplificador paramétrico, lo que permite comprender qué parámetros intervienen para determinar la temperatura de ruido.

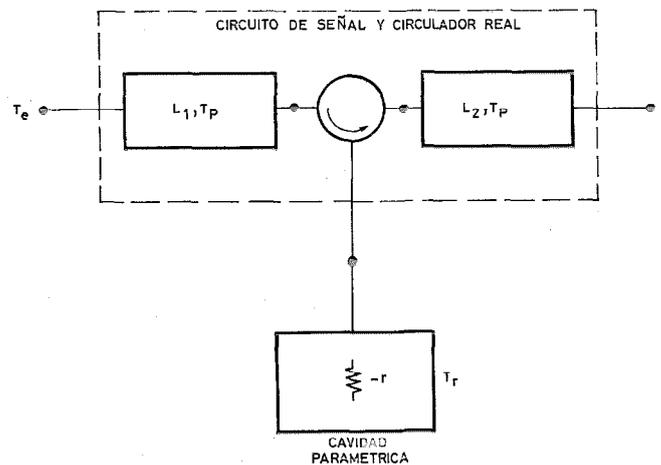


Fig. 1 Diagrama de bloques funcional de una etapa de amplificador paramétrico.

Amplificadores paramétricos no fríos

El esquema funcional de una etapa, para la frecuencia de resonancia de los circuitos, se da en la Figura 1 y está compuesto de:

- un circulador perfecto conectado a dos circuitos de disipación a la frecuencia de la señal que simbolizan las pérdidas de los circuitos reales.
- una cavidad paramétrica en cuyo interior se monta el diodo paramétrico, sujeto a la acción de la bomba, que se "ve" desde el circulador como una resistencia de ruido negativa.

Cuando la ganancia es alta, la temperatura de ruido equivalente de la etapa es:

$$T_e = T_p (L_1 - 1) + T_d L_1 + T_p \frac{L_2 - 1}{G}$$

$$T_d \approx T_r \frac{1 + \frac{\tilde{Q}^2}{x^2}}{\frac{\tilde{Q}^2}{x} - 1}$$

\tilde{Q} : Factor \tilde{Q} dinámico del diodo paramétrico "bombeado" a la frecuencia de la señal.

x : Relación de la frecuencia de reposo a la frecuencia de la señal; la frecuencia de reposo viene dada por la diferencia entre la frecuencia de bombeo y la de señal.

T_r : Temperatura física del diodo paramétrico.

L_1, L_2 : Pérdidas de los circuitos a la frecuencia de la señal.

T_p : Temperatura física de los circuitos de disipación.

Para una frecuencia de señal dada, la temperatura de ruido depende de:

- La calidad del diodo paramétrico "bombeado" que se mide por \tilde{Q} .
- La frecuencia de bombeo a través de x .
- La calidad del circulador a través de L .
- Las temperaturas físicas T_r y T_p .

El efecto de los dos primeros factores se puede juzgar mediante las curvas de la Figura 2 en la que se representa el factor de proporcionalidad $y = \frac{1 + \tilde{Q}^2/x^2}{\tilde{Q}^2/x - 1}$

en función de x para diferentes valores de \tilde{Q} . Para valores bajos de \tilde{Q} , la elección de x puede ser crítica. Este caso se presenta para un diodo dado cuando la frecuencia de la señal es de 12 GHz o más. Por otra parte, cuando \tilde{Q} es alto, la elección de x ya no es crítica, las curvas muestran claramente un mínimo relativamente plano. Se encuentra esta situación a 4 GHz. La calidad de los diodos juega un papel esencial, como puede verse. Todo lo más, porque la fórmula que da T_e es válida solamente en el centro de la banda del amplificador mientras que en los extremos la temperatura es más alta. Para reducir esta diferencia, es necesario ensanchar la banda del amplificador y esto es posible solamente si el factor \tilde{Q} dinámico del diodo es suficientemente grande. En conjunto, la calidad del diodo resulta ser el factor decisivo.

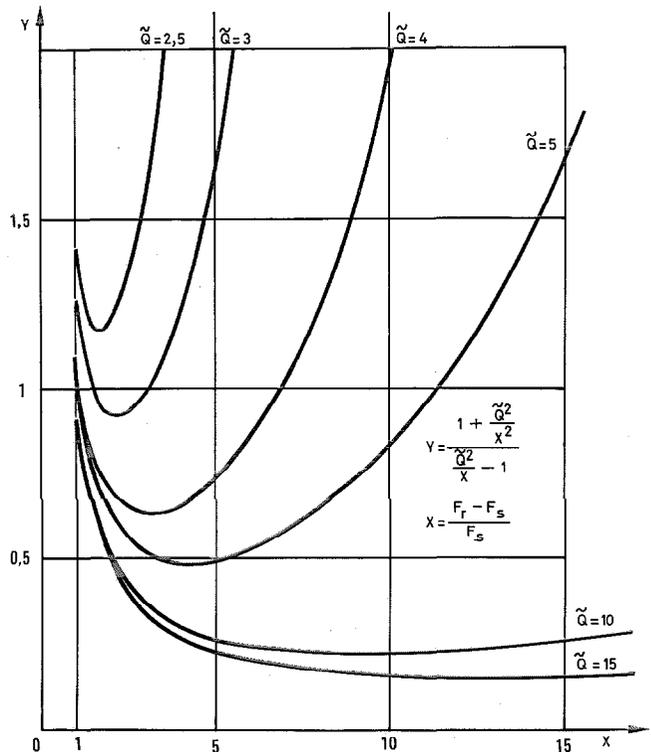


Fig. 2 Factor de proporcionalidad entre las temperaturas en función de x para varios \tilde{Q} .

Con respecto a las pérdidas, es esencial reducir L todo lo que sea posible. Una reducción de 0.1 dB produce una disminución de la temperatura de ruido que puede alcanzar un 10% en 1 GHz. Los circuladores tienen que optimizarse pero sin despreciar el hecho de que el desacoplo entre los accesos debe permanecer superior a 30 dB para que se pueda garantizar una buena estabilidad de la ganancia del amplificador.

El último factor es la temperatura física de los circuitos. Como ya hemos indicado, la tendencia es a enfriar los circuitos mediante dispositivos termoeléctricos baratos y fiables. Así podemos reducir T en un 10% pasando de la temperatura ambiente a -20°C . Resulta entonces necesario tomar precauciones para evitar dificultades debidas a la condensación y formación de hielo en el interior de los circuitos.

En resumen, para disminuir la temperatura de ruido tanto como sea posible, es necesario utilizar los mejores diodos posible, bombas con frecuencias suficientemente altas para estar en la región en que la curva que da T_e es prácticamente plana y utilizar los mejores circuladores. Todo esto, combinado con la temperatura física más baja que se pueda obtener sin disminución de la fiabilidad hace posible en teoría la optimización de un diodo paramétrico. Aunque la teoría parece muy simple, aparecen muchas dificultades en su realización: frecuencias muy altas, resistencias negativas, criogenia, etc. y solamente un amplio conocimiento de los circuitos de microondas y una gran perfección en la realización permiten obtener en la práctica los mejores funcionamientos previsible.

Amplificadores de 4 GHz

La actividad en el campo de los amplificadores paramétricos empezó en LCT en 1970, con anterioridad a la decisión de instalar dos estaciones de comunicaciones por satélite en Europa como parte del programa Franco-Alemán SYMPHONIE.

El contrato para la estación, instalada en RAISTING, en la República Federal Alemana, fué concedido a una firma alemana, estando asociada LCT, como subcontratista para la contribución francesa. Entre el equipo suministrado por LCT estaba un amplificador paramétrico no frío que trabaja en la banda de 3,7—4,2 GHz. Se entregó otro amplificador al “Centro Nacional de Estudios Espaciales” para su instalación en la estación de control del satélite SYMPHONIE, en Toulouse. Además el Centro Nacional de Estudios Espaciales acaba de decidir el equipamiento de dos estaciones ligeras cuyo objeto será la recepción de programas educacionales por televisión con amplificadores suministrados por LCT.

Para mejorar la temperatura de ruido, LCT ha desarrollado una versión que va bombeada a una frecuencia superior a la de los amplificadores utilizados en el proyecto SYMPHONIE y desarrolló una versión que se enfriaba a una temperatura negativa. Los resultados correspondientes se citan en el párrafo “descripción”.

Diagrama de Bloques

Todos estos amplificadores tienen un diagrama de bloques básico como el que se muestra en la Figura 3.

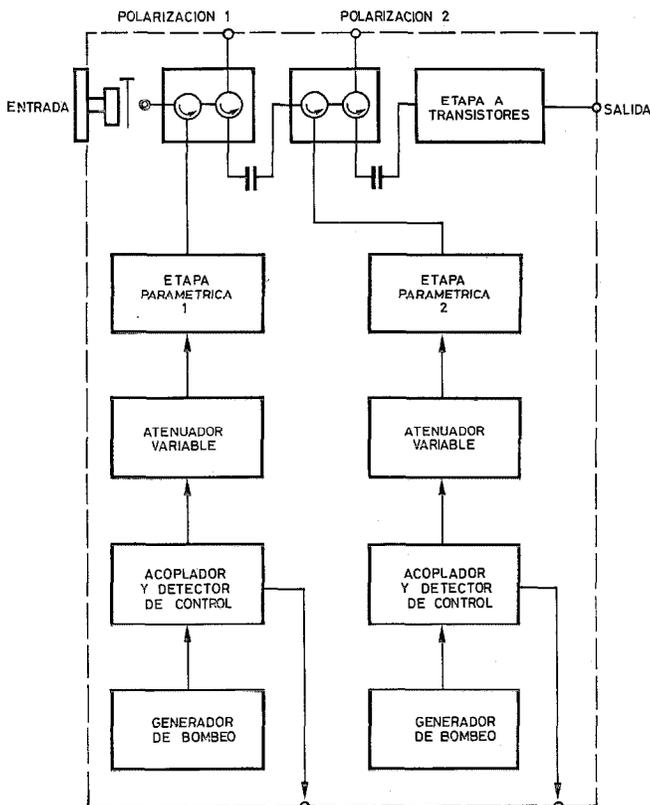


Fig. 3 Diagrama funcional del amplificador paramétrico de 4 GHz.

Contiene dos etapas paramétricas idénticas que són bombeadas, de acuerdo con las opciones, por una bomba común de estado sólido o por dos bombas separadas. La ganancia por etapa es de 13 á 15 dB. Sigue a continuación un amplificador a transistores cuya ganancia varía entre 10 y 20 dB según las circunstancias. Los circuitos se encapsulan herméticamente estabilizándose la temperatura interior mediante dispositivos de efecto Peltier.

Descripción

En la Figura 4 se muestra la vista exterior del conjunto hermético que encierra al amplificador. Debe señalarse la entrada del guiaondas que se suministra con una ventana de cierre hermético, y la salida coaxial. El conjunto es hermético y la tapa que queda a la vista, cubre los mandos de control en condiciones normales de funcionamiento. La temperatura interior se estabiliza en $\pm 1^\circ\text{C}$, sobre un valor que se determina en fábrica y que puede ser $+10^\circ\text{C}$ como en la versión SYMPHONIE ó -30°C para una versión diferente. Con este diseño es posible instalar el amplificador en condiciones ambientales severas sin que pierda sus características esenciales.

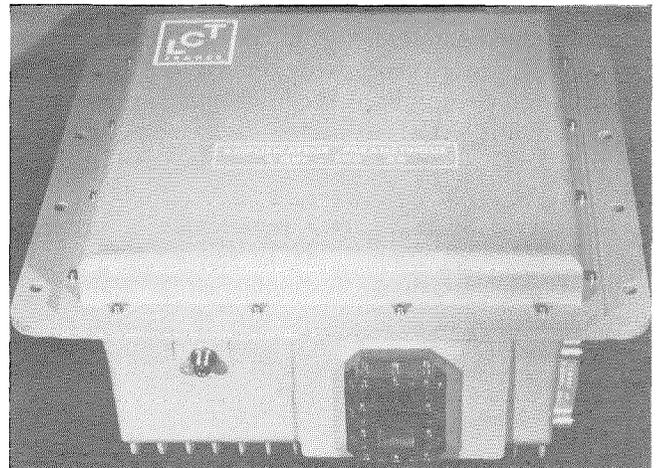


Fig. 4 Vista exterior de un amplificador paramétrico de 4 GHz.

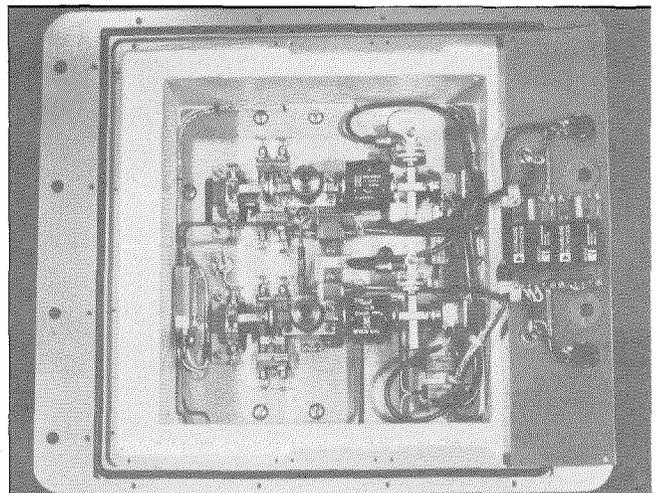


Fig. 5 Vista interior de un amplificador de 4 GHz.

Amplificadores paramétricos no fríos

En la Figura 5 se muestra la vista interior así como el panel sobre el que se colocan los controles de cada etapa paramétrica, de la bomba y de la tensión de polarización y también el punto de prueba para la tensión de polarización del diodo. El circuito de señal está formado desde luego por guíasondas, siendo la frecuencia de bombeo superior a 30 GHz, incluye un atenuador variable que hace posible el ajuste de la ganancia al valor deseado y un acoplador seguido por un detector que permite controlar el nivel y disparar una alarma en caso de fallo. Los circuitos se montan sobre una placa que se enfría mediante dispositivos termoeléctricos colocados en el fondo del conjunto.

El amplificador funciona con dos chasis, uno que contiene las fuentes de alimentación y otro que lleva la placa sobre la que se agrupan las operaciones de supervisión y control local. Se dispone de contactos eléctricos que permiten el control remoto y la supervisión de los sistemas.

Principales características eléctricas

En la Figura 6 se muestra una curva típica de transmisión. Corresponde a una ganancia total de 50 dB, las dos etapas paramétricas tienen una ganancia global de 26 dB. La banda de paso a -1 dB es de 500 MHz. Todas las especificaciones requeridas normalmente para la distorsión de retardo de grupo, intermodulación de tercer orden y conversión MA/MP (Modulación de Amplitud/Modulación de fase) se verifican fácilmente. La estabilidad de ganancia es mejor de $\pm 0,2$ dB en condiciones normales de funcionamiento.

Las curvas de la Figure 7 representan la temperatura de ruido en función de la frecuencia para las diversas configuraciones indicadas en la figura. La curva 2 corresponde al equipo que se muestra en las Figuras 3 y 4.

Amplificadores de 7,5 GHz

Después de construir un modelo para la administración militar francesa, LCT contruyó un prototipo

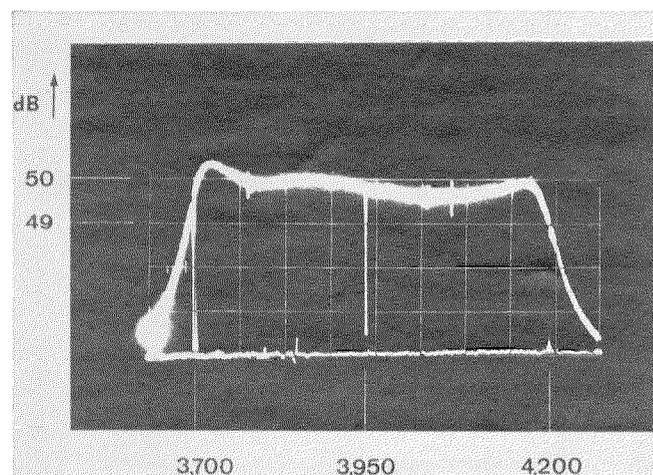
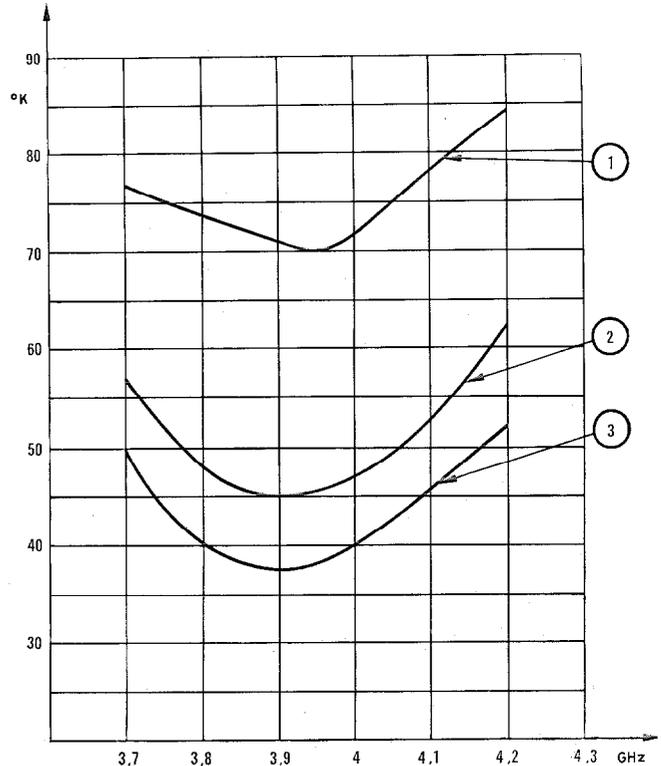


Fig. 6 Curva de transmisión del amplificador paramétrico de 4 GHz.



	F_p (GHz)	T_p (°C)
1	33	+ 10
2	45	+ 10
3	45	- 30

Fig. 7 Curvas de ruido en función de la frecuencia para diferentes configuraciones que se indican.

de amplificador paramétrico industrial que trabajaba en la banda de 7,25 a 7,75 GHz. El diseño es análogo al de los amplificadores descritos en el párrafo anterior. Este prototipo funcionó continuamente durante 4500 horas con medidas sistemáticas de ganancia y curva de transmisión. La variación de ganancia no sobrepasó los $\pm 0,3$ dB lo que significa una estabilidad excelente.

Las principales características de este equipos son:

Ganancia: 30 dB

Banda de paso a -1 dB: 500 MHz

Temperatura de ruido: 120 °K.

Amplificadores de 11,6 GHz

En 1972, LCT desarrolló y construyó un amplificador paramétrico del tipo frío que se instaló en una estación experimental de la administración postal alemana en LEEHEIN (RFA), siendo sus principales características:

Frecuencia central: 11,6 GHz

Ganancia: ≥ 30 dB

Banda de paso a -1 dB: ≥ 645 MHz

Temperatura de ruido: ≤ 45 °K

Frecuencia de bombeo (Klystron): 45 GHz.

LCT también desarrolló y construyó, para ESTEC, uno de los centros de la European Space Research Organization, un modelo eléctrico de un amplificador paramétrico de una sola etapa que funciona en 14 GHz y diseñado para ser la etapa de entrada de un repetidor de un satélite de comunicaciones.

Para los programas de telecomunicación doméstica, en particular para el sistema de comunicaciones europeo que debe estar terminado en la década de 1980, se seleccionó la banda de frecuencias de 10.95 a 11.7 GHz. Se espera que las estaciones terrenas se equiparán con amplificadores paramétricos del tipo no frío. Por esta razón, LCT ha construido un modelo eléctrico que tiene las siguientes características a la temperatura ambiente:

Frecuencia central: 11,6 GHz

Ganancia: 30 dB

Banda a - 1 dB: 500 MHz

Temperatura de ruido: 170° K.

Disminuyendo la temperatura de trabajo, será posible disminuir la temperatura de ruido, con disminución de la ganancia por etapa; con la adición de una etapa para recuperar la misma ganancia, permitirá incrementar la anchura de la banda de paso a 750 MHz, que es la anchura de banda que contiene los dos canales de 250 MHz que se han adjudicado al programa de telecomunicación del satélite europeo.

Conclusiones

El equipo descrito brevemente en este artículo muestra la evolución de la técnica de los amplifica-

dores paramétricos. Empezando con los amplificadores fríos, funcionando a 4 GHz y bombeados por klystrons, la evolución ha llevado hacia frecuencias de señal más elevadas, hacia amplificadores no fríos que requieren optimización de alta eficiencia de los circuitos y hacia la generalización del uso de generadores de bombeo de estado sólido. El progreso realizado en todas estas áreas hace posible colocar amplificadores paramétricos con elevadas características y alta fiabilidad en estaciones terrenas.

Jacques Dupraz nació en 1932. Se graduó como ingeniero civil en telecomunicaciones (1956) y en 1960 obtuvo una licenciatura en Ciencias. Después de haber trabajado en el Centro Nacional de Estudios de Telecomunicación y en el Centro de Investigación de la Compañía francesa CSF, se incorporó al Laboratoire Central de Télécommunications en 1968 donde es ahora jefe del Departamento de Estudios Avanzados dentro de la división aeroespacial.

Es profesor de teoría de comunicación en la Escuela Nacional Superior de Aeronáutica y del Espacio y en la Escuela Superior de Electricidad.

Michel Creac'h nació en 1937. Durante su servicio en la Armada francesa obtuvo el título de ingeniero en electrónica. Trabajó sucesivamente con la Compañía francesa Thomson-Houston y en el Centro de Investigación de la Compagnie Générale d'Electricité. En 1969 se incorporó al Laboratoire Central de Télécommunications y ahora lleva la responsabilidad de los trabajos en amplificadores paramétricos.

Amplificadores de potencia de 6 GHz para estaciones terrenas

Para estaciones terrenas de comunicaciones por satélites se ha desarrollado un amplificador que tiene una potencia de salida máxima de 3 kW en la banda de 6 GHz.

El artículo da algunos detalles sobre su realización y particularmente sobre las fuentes de alimentación cuya estabilidad permite obtener la gran estabilidad general requerida por el amplificador.

J. LISIMAQUE

J. de COUDENHOVE

Le Matériel Téléphonique, París, Francia

Introducción

El amplificador de potencia descrito en este artículo fue estudiado y construido, con colaboración franco-alemana, para el equipo de la estación terrena de Raisting (República Federal Alemana) que formaba parte del sistema de comunicaciones del satélite SYMPHONIE. (Fig. 1.)

El proyecto aspiraba, en la realización de las estaciones, a un bajo coste no obstante su gran rendimiento.

Características generales

Las características generales del amplificador de potencia se indica en la tabla 1.

Conjunto de la unidad del amplificador

La unidad del amplificador de la estación SYMPHONIE incluye tres amplificadores de potencia iguales conectados a tres preamplificadores acoplados mediante un diplexor, lo que permite transmitir dos canales y disponer, por razones de seguridad, de un tercer amplificador que se puede conmutar a uno de los dos canales en servicio. Solo se han instalado los dos amplificadores de servicio.

El preamplificador se compró y no se describirá en detalle, pero su funcionamiento está estrechamente ligado al de los amplificadores de potencia:

- el control remoto se transmite por el amplificador de potencia
- el control de ganancia solo se realiza en el amplificador de potencia
- la corrección de linealidad de los canales está en el preamplificador.

En la figura 2 se muestra el diagrama de una red amplificadora completa.

Tabla 1 — Características del amplificador de potencia

Banda de frecuencias	: 5925 — 6425 MHz
Número de canales	: 4 de 90 MHz
Potencia máxima	: 3 kW
Potencia útil	: 1,6 kW
Potencia radiada efectiva de la estación	: 88 dBw
Señales transmitidas	: Multiportadoras
Linealidad	: Intermodulación - 26 dB con 2 señales de 100 W
Retardo de grupo	: Variación < 20 ns
Estabilidad de ganancia	: < 0,5 dB en 24 horas

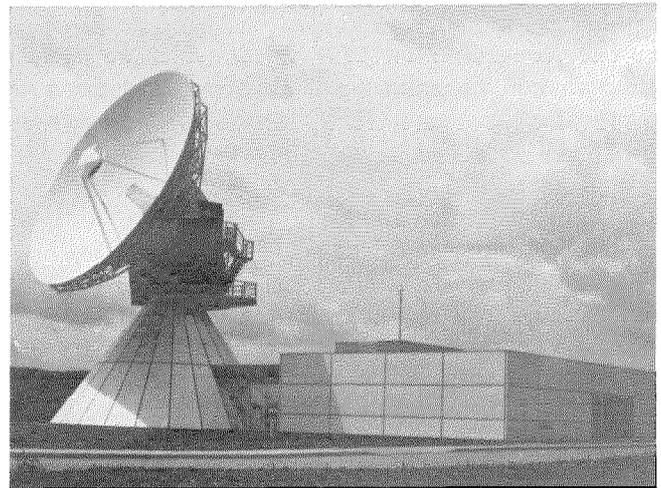


Fig. 1 Estación terrena de Raisting para la que se ha desarrollado el amplificador de potencia de 6 GHz (sistema de comunicaciones SYMPHONIE).

Amplificador de potencia

El amplificador de potencia se muestra en las figuras 3 y 4. Consta de tres bastidores contiguos que alojan:

- el bastidor del amplificador con su armario para el tubo y circuitos de refrigeración
 - el bastidor de control
 - el bastidor de alimentación
- y un cambiador de calor situado a pocos metros de los tres primeros bastidores.

Tubo amplificador

El tubo amplificador especificado, fabricado por una firma alemana, era el único tubo europeo existente. Es un tubo de ondas progresivas con enfoque mediante elementos magnéticos permanentes que se alternan*, y refrigeración por medio de agua pura.

Las características principales del amplificador de ondas progresivas son las siguientes:

- Banda de frecuencias : 5925—6425 MHz
- Potencia de saturación : 3 kW
- Ganancia máxima : 43 dB
- Ganancia mínima : 29 dB

Las condiciones de la alimentación están determi-

* Al objeto de reducir el tamaño, en estos tubos el enfoque se realiza invirtiendo periódicamente campos magnéticos creados por estructuras de imanes permanentes. N. del T.

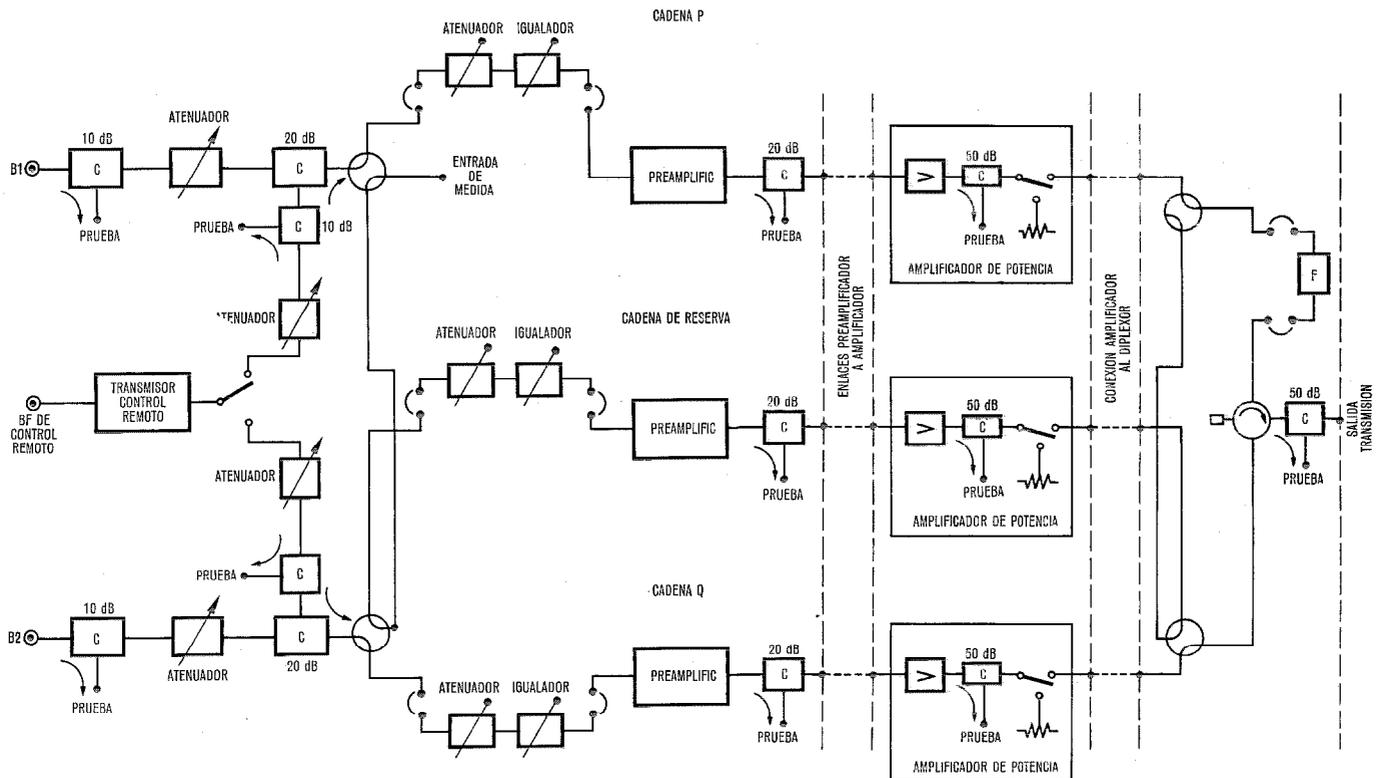


Fig. 2 Diagrama de bloques del sistema de transmisión.

nadas para cada tubo, pero en la siguiente tabla se indican los valores medios:

- Voltaje de filamento : 6,5 V
- Corriente de filamento : 2,5 A
- Voltaje de precalentamiento : 85 % del voltaje del filamento de servicio
- Tiempo de precalentamiento : 5 minutos
- Voltaje de ánodo : 11 kV
- Voltaje de cuerpo (línea de retardo) : 16 kV
- Corriente de cuerpo (línea de retardo) : 40 mA sin señal, 160 mA máximo con señal
- Voltaje de la rejilla nº 2 : 3 kV

- Voltaje de la rejilla nº 1 : 100 a 400 voltios
- Voltaje de la bomba de iones : 3 kV
- Corriente de la bomba de iones : <math>< 2 \mu A</math> para puesta en servicio, <math>< 25 \mu A</math> en servicio

El enfoque se obtiene mediante el conjunto soporte diseñado por el fabricante del tubo. La figura 5 (parte izquierda) muestra el tubo montado en este soporte dentro del armario protector.

La entrada y salida de RF del tubo se realiza mediante guíaondas extraplanas; un adaptador permite pasar a guíaondas RG-50, utilizadas en el resto del equipo.

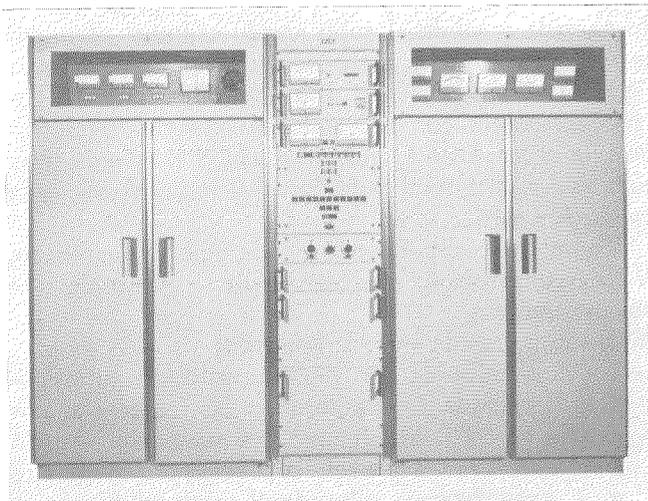


Fig. 3 El amplificador de potencia.

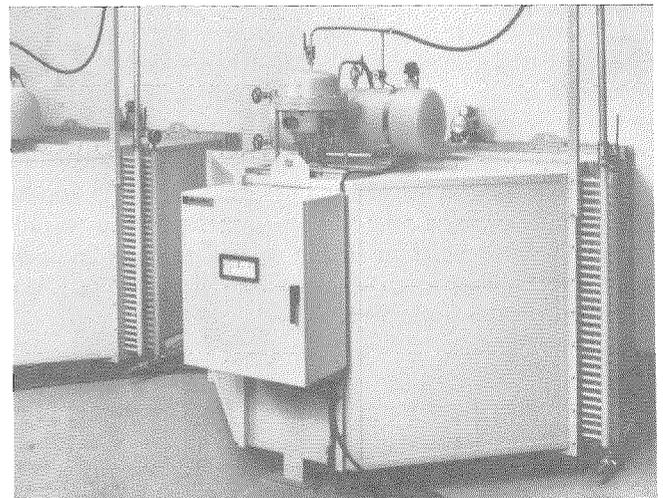


Fig. 4 Sistema cambiador de calor.

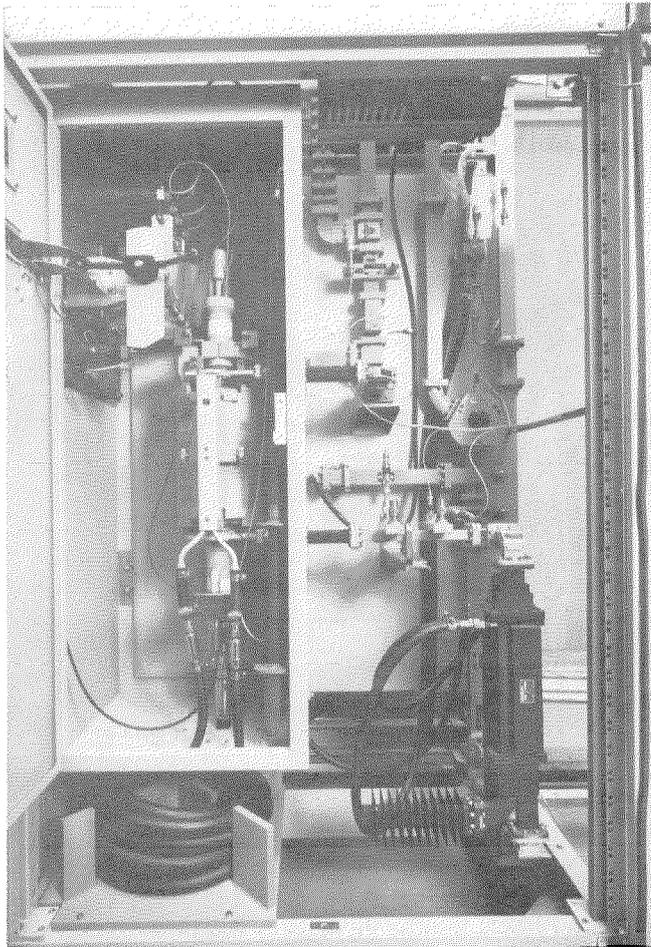


Fig. 5 Tubo amplificador YH 1041 en su armario (izquierda) y circuitos de guíaondas (derecha).

El amplificador, que tiene que transmitir señales multiportadoras (ver el espectro en la Fig. 6), debe poseer una buena linealidad y una gran estabilidad de la potencia de salida. Esta última característica es función directa de la estabilidad de los voltajes de alimentación, estando la ganancia del tubo ligada a estos voltajes mediante los factores determinantes que se dan a continuación:

- Voltaje de filamento : 1 dB para 5 % de variación de voltaje
- Rejilla nº 1 : — 0,2 dB por voltio
- Rejilla nº 2 : 0,01 dB por voltio
- Línea de retardo : 0,012 dB por voltio
- Colector : 0,02 dB por 1000 voltios

Es evidente que las variaciones del voltaje de ánodo influyen muy poco sobre la ganancia, pero las variaciones en otros voltajes tienen un efecto muy importante, especialmente en el caso del voltaje de la línea de retardo y del filamento.

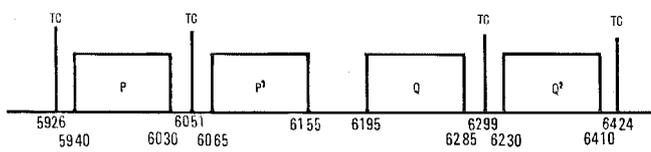


Fig. 6 Espectro de la señal transmitida.

La variación de ganancia total autorizada se ha dividido entre las contribuciones de las diferentes partes de la cadena amplificadora y la estabilidad requerida en el amplificador de potencia se ha limitado a $\pm 0,25$ dB en 24 horas.

Esta estabilidad se ha obtenido únicamente mediante estabilización de las fuentes de alimentación por las razones indicadas en el párrafo "Fuentes de alimentación".

Igual que con todos los tubos de potencia de este tipo, su uso requiere ciertas precauciones:

- La línea de retardo, que está hecha de cavidades acopladas, debe refrigerarse: una corriente de agua circula a través de tubos muy finos que se pueden obstruir rápidamente si el agua utilizada no es desprovista de minerales y filtrada.
- El colector se eleva a un alto voltaje y se refrigera por agua; el agua de refrigeración circula a través de tubos aislados y la resistencia del agua desprovista de minerales se controla permanentemente para limitar las corrientes de fuga creadas por electrolisis.
- La línea de retardo entrega una corriente de fuga residual a un voltaje muy alto; es esencial controlar esta corriente al objeto de evitar cualquier crecimiento anormal que podría destruir el tubo. En caso de alarma se debe reducir la excitación del tubo en 10 μ s y suprimir la corriente de cátodo en un tiempo inferior a 10 milisegundos.
- Una desventaja del tubo utilizado es que presenta un margen de frecuencias prohibido situado por debajo de 5920 MHz, mientras que la banda útil empieza en 5925 MHz. Cualquier exceso de excitación en el margen mencionado puede destruir el tubo. Para evitar cualquier problema durante las medidas de la banda de paso, cuando la señal de excitación se barre en frecuencia, se dispone de un dispositivo protector, activado a través de un filtro de corte agudo, que detecta las señales por debajo de 5920 MHz y si su nivel excede de 800 μ W, desconecta inmediatamente la excitación.

Circuitos de guíaondas

Los componentes de guíaondas acoplan las señales de entrada y salida al tubo amplificador y permiten su medida y control. Estos circuitos se muestran en la figura 5 (derecha) y en el diagrama de la figura 7. Están contruidos con guíaondas RG-50 (R 70) de dimensiones exteriores aproximadas 38 x 19 mm; esta guíaonda está normalizada para los radioenlaces en la banda de 6 GHz.

Todos los componentes son de tipo normalizado, se han comprobado cuidadosamente y montado con juntas metálicas.

Los circuitos de entrada incluyen:

- Un circulador de tres puertas utilizado para acoplar la entrada y para absorber las frecuencias por debajo de 5920 MHz; un filtro paso bajo situado en el circuito nº 2 que refleja la señal útil al circuito nº 4, y un detector colocado al final del filtro que controla el atenuador de diodo PIN.

Amplificadores de potencia de 6 GHz

— Potencia reflejada con escalas de -10 dBW a $+25$ dBW.

Las alarmas que proceden de los detectores son de acción rápida ($10 \mu\text{s}$) para reducir la señal de entrada; a continuación se desconecta el haz en menos de 10 milisegundos y se apaga su fuente de alimentación en unos 100 milisegundos.

Otros circuitos de seguridad controlan también la alarma desde otros puntos de comprobación. Estos son:

- El flujo de agua en la línea de retardo y en el colector.
- Las temperaturas del agua de refrigeración a la salida de la línea de retardo y colector.
- La corriente de la línea de retardo.
- La corriente de colector.
- El voltaje de filamento.
- Un vacío pobre en el tubo (corriente de la bomba de iones).
- La desconexión de una alimentación.
- La apertura de las puertas.

Bastidor de control

El funcionamiento del amplificador se controla desde el cuadro del bastidor de control.

Los controles son de varios tipos y el control funcional del amplificador se comprueba mediante señales bicolors; todas las alarmas están reagrupadas en este panel.

Los controles pueden ser:

- Manuales, con separación del control de arranque y parada del preamplificador.
- Manuales, con control remoto del preamplificador; los controles manuales del amplificador se hacen paso a paso, lo que permite el control de cada voltaje aplicado.
- Automáticos en local, después del tiempo de precalentamiento de 5 minutos.
- Automáticos a distancia, desde un pupitre situado en la sala de dirección.

Durante la puesta en marcha manual o automática, el control de seguridad sólo puede continuar si se ha concluido la operación precedente.

Una puesta en marcha automática dura 5 segundos aproximadamente e incluye la puesta en marcha del sistema de refrigeración y la aplicación de los altos voltajes en el orden programado, con disposiciones para una subida del voltaje predeterminado.

Toda la lógica del proceso de puesta en marcha y seguridad se realiza mediante relés. Esta solución, que es más engorrosa, tiene la ventaja de una mayor flexibilidad para adaptarse a funciones no previstas originalmente y es menos sensible a las interferencias siempre presentes en las instalaciones de gran potencia. El conjunto de controles y dispositivos de seguridad se realiza con 64 relés dispuestos detrás de las puertas del bastidor de alimentación (ver Fig. 8).

Fuente de alimentación

Como ya se ha indicado, las fuentes de alimentación contribuyen en gran medida a la calidad del

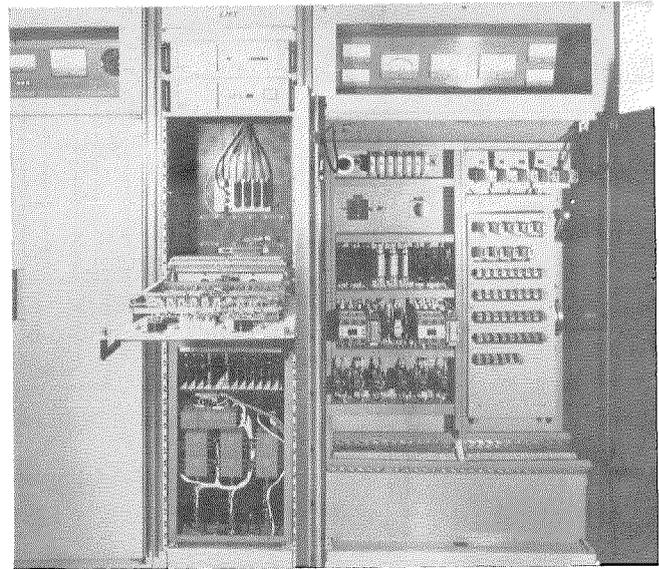


Fig. 8 Vista del sistema de control abierto.

amplificador. La sensibilidad del tubo a las variaciones del voltaje de alimentación llevó a la necesidad de una gran estabilización de las fuentes de alimentación, de acuerdo con los siguientes valores:

- Alimentación de filamento : 1 por 1000
- Alimentación de rejilla n.º 1 : 1 por 1000
- Alimentación de rejilla n.º 2 : común con la línea de retardo
- Alimentación de la línea de : 0,5 por 1000 retardo
- Alimentación del colector : 2,5 por 100.

En la figura 9 se muestra el diagrama básico de las fuentes de alimentación. La alimentación de ánodo no necesita ninguna estabilización particular, estando la red trifásica estabilizada normalmente a 2,5 %; el voltaje de ánodo se suministra mediante un puente rectificador trifásico de onda completa seguido de un filtro formado por una bobina de choque y un condensador.

Las alimentaciones de filamento y rejilla n.º 1 se mantienen a la alta tensión y se han montado en una caja sostenida por el transformador de aislamiento. La estabilización se obtiene mediante reguladores de cir-

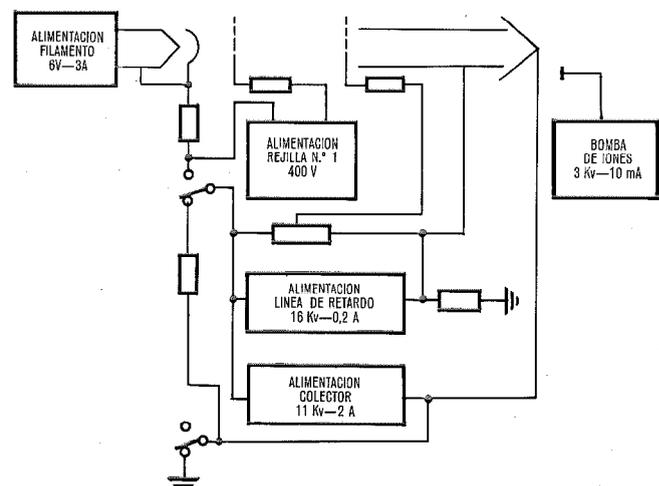


Fig. 9 Diagrama de las fuentes de alimentación.

cuito integrado, seguidos por los amplificadores necesarios.

La alimentación más importante para conservar las cualidades del tubo de ondas progresivas es la de la línea de retardo; una variación de 10 voltios conduce a variaciones de ganancia medibles y el voltaje de 16.000 voltios debe ser estable en el tiempo.

Esta fuente de alimentación es totalmente de estado sólido. La estabilidad del voltaje se obtiene utilizando un divisor de voltaje especialmente diseñado que evita fugas, micro-chispas y envejecimiento de la resistencia. El voltaje diferencial entre la salida del divisor de voltaje y el voltaje de referencia, actúa sobre un circuito integrador y controla el funcionamiento de los tiristores en el rectificador de onda completa. Esto permite una regulación perfecta del voltaje medio, pero el rizado residual sigue siendo importante; éste último se reduce al mínimo con un equilibrado perfecto de los transformadores de alta tensión y con una realimentación más rápida; y además el voltaje de rizado cambiado de signo se inyecta de nuevo en serie con el condensador de filtro. Los dos sistemas de estabilización trabajan a 50 Hz aproximadamente. Se han tomado grandes precauciones para evitar desfases e interferencias de señales extrañas, en particular, apantallando los cables. Al objeto de poder medir una corriente de línea de retardo no perturbada por señales extrañas, ha sido necesario unir la masa de las cajas del transformador de alta tensión aislado al punto neutro (de masa) de la fuente de alimentación.

Otra condición muy importante, para que la alimentación se pueda adaptar al tubo, es una característica de subida de voltaje que no debe tener ninguna oscilación y ser perfectamente monótona.

La fuente de alimentación de la línea de retardo puede suministrar 200 mA a 18.000 voltios. Durante las pruebas se midieron variaciones menores que $0,3 \times 10^{-3}$ en 7 horas; una variación de la red de $\pm 5\%$ produjo una variación de voltaje menor que 10^{-4} ; la onda residual fué de 9 voltios o $0,1 \times 10^{-3}$. Esta fuente de alimentación está contenida en un chasis de $920 \times 450 \times 860$ mm o $0,35$ m³.

Sistema de refrigeración

El tubo amplificador está refrigerado por circulación de agua destilada; el rendimiento del tubo de ondas progresivas es más bien bajo y la disipación es de 25 kW (incluyendo la potencia perdida por la bomba de circulación).

El sistema de refrigeración se divide en dos partes:

- El bastidor de amplificación con el control de salida.
- La sala de los cambiadores de calor, con éstos y sus accesorios.

Estas dos unidades, separadas aproximadamente 10 metros, están unidas por un sistema de tuberías de acero inoxidable.

El sistema de refrigeración contenido en el bastidor amplificador se muestra en la figura 10; incluye válvulas y conmutadores de flujo para regular el flujo de agua a los valores deseados: 2 m³/hora para el án-

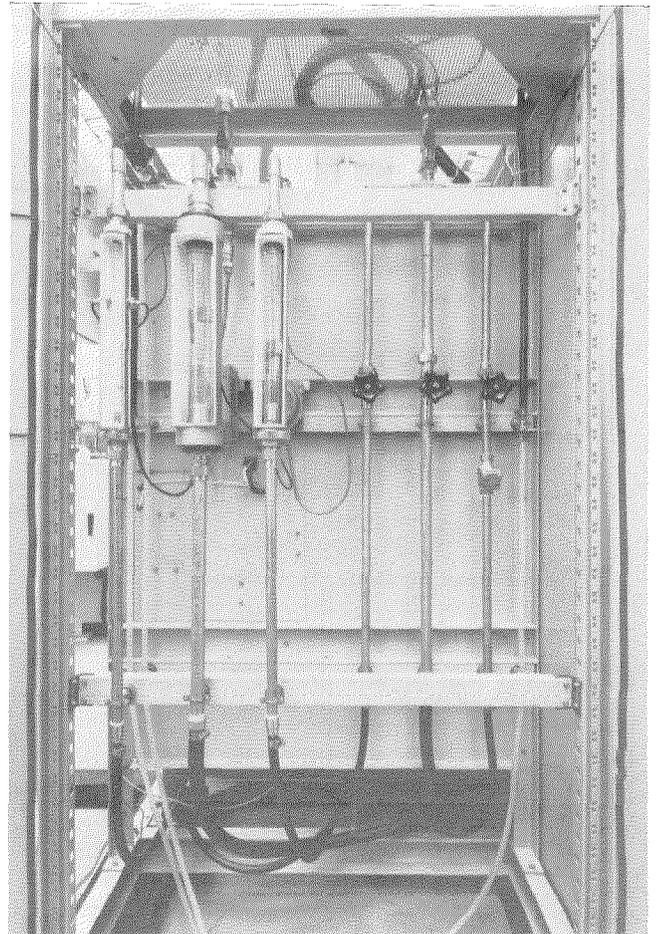


Fig. 10 Control del sistema hidráulico.

do, 200 litros/hora para la rejilla de control. Esto corresponde a elevaciones de temperatura de 7 °C aproximadamente, siendo la caída de presión a través del tubo de 4 barías.

El colector se lleva a la alta tensión (subiendo a 12 kV durante la puesta en marcha); su suministro de agua de refrigeración se realiza a través de 5 metros de tuberías de goma sintética. Para reducir las corrientes de fuga, la resistividad del agua se debe mantener a un valor bajo mediante las resinas de cambio de ion utilizadas para purificación.

Los medidores de flujo tienen contactos de alarma.

Las sondas de los conmutadores térmicos situados a la salida de los medidores de flujo controlan los dispositivos de seguridad para paradas de emergencia. La temperatura del agua tiene un máximo de 65 °C a la entrada del bastidor y las alarmas están puestas a 75 °C para una temperatura máxima de 80 °C.

Se utiliza un tercer circuito de refrigeración para la refrigeración del circulador de potencia y para el suministro de agua al vatímetro calorimétrico.

La sala de los cambiadores de calor reúne los cambiadores de calor, la bomba para la circulación del agua y los filtros. La figura 11 muestra el diagrama de la instalación. La especificación del medio ambiente fijó una temperatura del aire entre -35 °C y +55 °C. Estos requerimientos han llevado a cajas de volumen considerable puesto que la temperatura máxima del

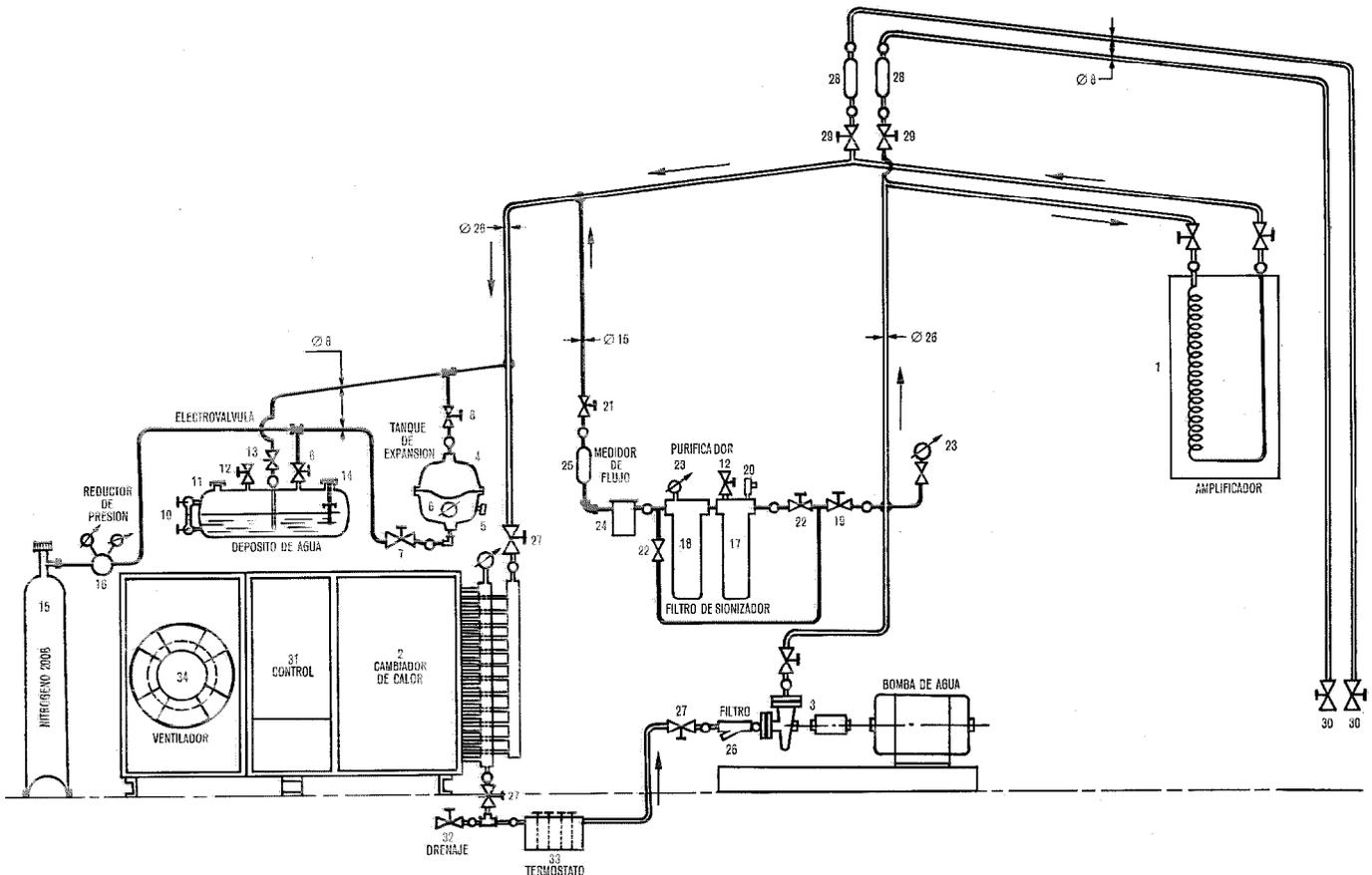


Fig. 11 Diagrama hidráulico del cambiador de calor.

agua es de 65 °C a la salida del cambiador; la superficie de paso del aire frío es de 1 m², cubierta por 110 metros de tuberías con aletas; el flujo de aire es de 5 m³/seg.

Para evitar que el agua desmineralizada se hiele, las entradas de aire se cierran después de parar el cambiador y un termostato controla su temperatura. A + 40 °C la bomba de agua se pone en marcha y el agua se calienta por sus propias pérdidas y por el paso del sistema de tuberías a través de salas climatizadas.

La caja contiene el ventilador y tres puertas de persiana:

- Una persiana en la entrada de aire fresco.
- Una persiana a la salida del aire.
- Una persiana de paso, que se abre cuando las otras dos cierran; el flujo de aire es entonces constante y permite regular la admisión de aire fresco en función de la temperatura del agua. Dos termostatos puestos a 40 °C y 50 °C controlan la apertura y cierre de las lamas.

La bomba envía el agua al sistema de tuberías a una presión de 9 barías, con un flujo máximo de 2,5 m³/hora.

Una parte del agua se desvía al purificador que contiene un filtro de malla de 0,5 μm y una célula de cambio de anión y catión. La resistividad del agua se mantiene por encima de 0,5 megohmios por centímetro, siendo su valor normal de 2 Mohmio/cm.

Para mantener los sistemas de tuberías llenos de agua sin tener sobrepresión, se coloca un tanque de

expansión con membrana en un circuito en paralelo con la tubería principal. La contrapresión se obtiene por inyección de nitrógeno a presión. Cuando la presión del nitrógeno baja, indicando una disminución del volumen de agua, se abre una electroválvula, y se inyecta de nuevo al circuito agua destilada procedente de un depósito presurizado con nitrógeno.

El cambiador de calor está provisto de dispositivos de seguridad que dan una alarma sin parar el sistema:

- Alarma de temperatura en la salida del cambiador (65 °C).
- Alarma de flujo en el purificador.
- Alarma en el medidor de conductividad.
- Alarma de nivel de agua en el depósito.
- Alarma de avería del ventilador.
- Alarma del sistema anticongelante.

Comportamiento de la unidad del amplificador

El comportamiento de la unidad se midió en la instalación completa de una estación terrena, situada en Raisting (Baviera), en presencia de representantes del Bundespost (FTZ Erdefunkstelle Raisting), CNET, ORTF, GFW, CNES y comité ejecutivo del proyecto SYMPHONIE.

La prueba incluyó la unidad del amplificador con el preamplificador, el amplificador de potencia, el diplexor y la guíaonda que los conecta a la antena. Se obtuvo:

- Banda total (medida antes del diplexor) (Fig. 12)

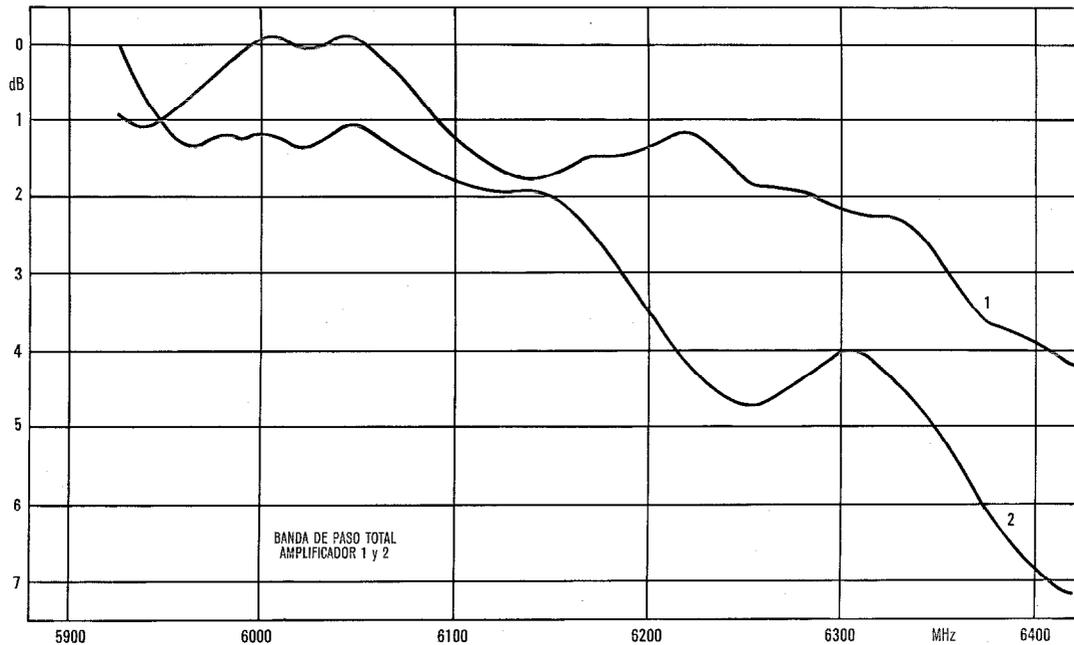


Fig. 12 Bandas de paso total de los amplificadores 1 y 2.

- Banda de canales, P, P', Q, Q' (Fig. 13)
- Variación del tiempo de transmisión en los canales
P — P' — Q — Q' Menor que 3 ns.
- Pérdidas entre la salida del bastidor y la antena 1,6 dB.

- Intermodulación de dos señales de 100 vatios:
- 5940—5960 MHz : 36 dB
 - 5975—5995 MHz : 37 dB
 - 6100—6120 MHz : 36 dB
 - 6230—6250 MHz : 36 dB
 - 6355—6375 MHz : 33 dB
 - Estabilidad en 14 horas : 0,36 dB.

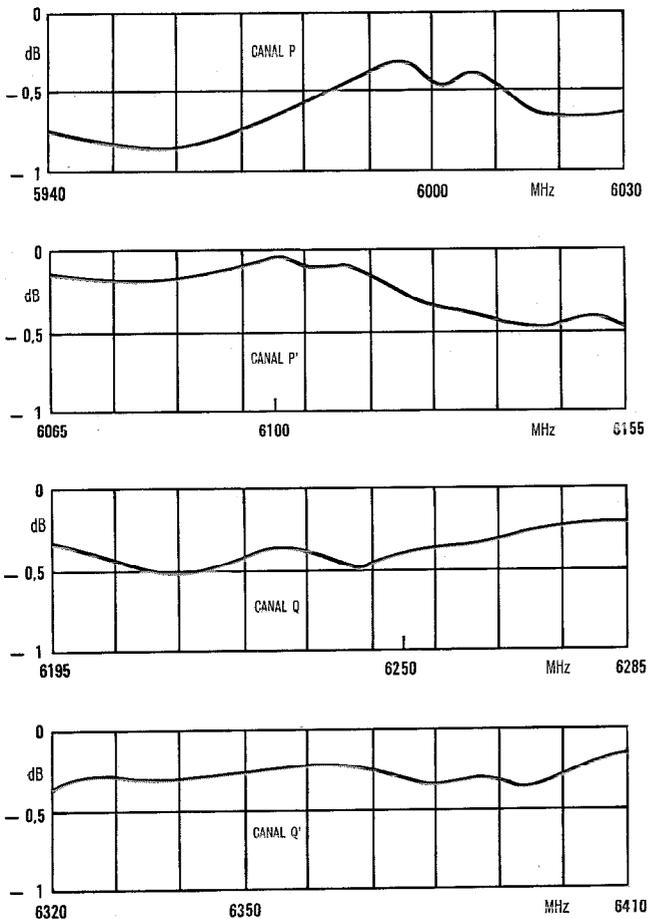


Fig. 13 Respuestas de los canales P, P', Q y Q'.

Reconocimiento

Los autores desean dar las gracias a los representantes del comité ejecutivo del proyecto "SYMPHONIE" así como también a las Administraciones alemana y francesa y a las firmas industriales que participaron en el proyecto.

Jean de Coudenhove nació en París, en 1923. Al acabar sus estudios en la "Ecole Supérieure de Physique et Chimie", ingresó en el Laboratoire Central de Télécommunications (LCT) en 1944. Entre 1944 y 1949 fue encargado de los estudios de desarrollo de los nuevos radioenlaces en SHF y UHF.

Después pasó a Le Matériel Téléphonique (LMT) donde se especializó entre 1960 y 1965 en radioenlaces de 80 a 4000 MHz y fue responsable de las instalaciones de redes en España, Grecia, Argentina y Francia.

Desde 1966 trabaja en amplificadores de potencia en las bandas HF y SHF y es también responsable de sistemas de antenas en alta frecuencia.

J. Lisimaque nació en París, en 1921. Después de estudiar en la "Ecole Supérieure de Physique et de Chimie", obtuvo el diploma de físico en 1942.

En 1945 ingresó en el "Laboratoire Central de Télécommunications", Departamento de Transmisión y después en "Le Matériel Téléphonique", Boulogne, donde se especializó en el estudio y fabricación de transmisores BLU de potencia y sus receptores asociados para telefonía de larga distancia, utilizados por el Ejército y el Post Office francés.

En 1955 comenzó el trabajo técnico en sintetizadores y equipos móviles de BLU en la banda de HF y en la actualidad es ingeniero jefe del Laboratorio de Comunicaciones por Radio.

Es miembro de la "Société des Electriciens, des Electroniciens et des Radio-Electriciens".

Reutilización de frecuencia por diversidad de polarización en enlaces vía satélite

El artículo contiene un estudio de la degradación que sufren las señales polarizadas lineal y circularmente en las sucesivas etapas por las que pasa cuando se propaga desde el satélite hasta una estación terrena.

E. LABORDE
E. VILAR
A. VAZQUEZ

Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica, S. A., Madrid, España

Introducción

Debido a las necesidades crecientes de capacidad en los canales de telecomunicación, puede ya preverse que las bandas de frecuencia asignadas para sistemas de comunicaciones con microondas no podrán satisfacer la demanda, salvo si se utilizan frecuencias de varias decenas de GHz. Esta solución es algo futurista y se enfrenta con serios problemas de tecnología y atenuación atmosférica. Con el fin de solventar el problema de las capacidades de los canales, se han estudiado varias soluciones. Para enlaces terrestres, la solución es la reutilización de frecuencia utilizando polarización ortogonal. Sin embargo para enlaces con satélites existen otras posibilidades [1], además de la mencionada, tales como la de haces múltiples (por ejemplo Ref. [2]), o separación de dos o más satélites en órbita.

Para poder utilizar la reutilización de frecuencia en comunicaciones vía satélite, el problema reside en decidir entre la polarización lineal y la circular.

El estudio se ha llevado a cabo considerando las sucesivas polarizaciones cruzadas que aparecen cuando la señal va desde el transmisor al receptor a través de las distintas etapas que introducen polarización cruzada. Este artículo incluye en primer lugar, algunos conceptos básicos sobre polarización cruzada y la forma de sumar las distintas contribuciones de las etapas. A continuación se lleva a cabo el estudio completo para la banda 10.95 — 14.5 GHz del futuro satélite europeo de comunicaciones. Los métodos utilizados son generales y pueden aplicarse indistintamente a otras bandas de frecuencia. El último párrafo trata de la gama de frecuencias en la que es factible la reutilización de frecuencia en enlaces vía satélite.

Con el fin de simplificar la exposición, algunos puntos se detallan en los Apéndices, mientras que en otros casos se remite al lector a referencias que tratan exclusivamente del asunto.

Polarización cruzada, aislamiento y pérdidas de transmisión por despolarización (PTD)

Llamaremos "polarización cruzada" al módulo del cociente entre la componente que se genera, ortogonal al campo inicial, y la componente copolar remanente. La razón inversa se conoce como aislamiento y ambos cocientes se expresan generalmente en dB. El concepto de ortogonalidad entre dos polarizaciones puede extenderse más allá de la imagen simple de perpendicularidad mediante el álgebra vectorial compleja de Kales [3],

según la cual todo campo polarizado elípticamente, como caso más general, puede expresarse mediante un vector complejo cuyas partes real e imaginaria son funciones de x e y , siendo z la dirección de propagación.

Finalmente existe también la pérdida de potencia debida a la reducción en amplitud de la componente copolar.

Si la componente copolar del campo E está polarizada verticalmente, E_V , la generación de una E_H sujeta a las condiciones de normalización $E_V^2 + E_H^2 = 1$, da lugar a la relación E_H/E_V que es la polarización cruzada. E_V/E_H será entonces el aislamiento I_V . Según la figura 1 tenemos:

$$I_V = E_V/E_H = \operatorname{tg} \Theta. \quad (1)$$

La pérdida de potencia copolar es entonces proporcional a $1 - E_V^2$ y la pérdida de transmisión será $1 - E_H^2$. Así que en general tenemos:

$$\text{PTD (dB)} = 10 \log_{10} \frac{I^2}{1 + I^2}. \quad (2)$$

La tabla 1 da valores de I para distintos valores del ángulo Θ .

Tabla 1 - Valores de aislamiento para diferentes ángulos Θ .

Θ (grados)	0,3	0,5	1	1,5	2	2,5	3	4	5
I (dB)	45,6	41	35	31,6	29,1	27,19	25,6	23,1	21,1

Vemos pues que con tal de que $I > 1$ (I (dB) > 0) entonces la componente copolar es mayor que la ortogonal. Valores negativos para el aislamiento en dB (o positivos para la polarización cruzada) indican que más del 50 % de la potencia ($\text{PTD} = -3 \text{ dB} \Leftrightarrow I = 0$) se ha transferido a la polarización ortogonal. Esta situación no es en absoluto imposible y puede aparecer a frecuencias muy altas ($\sim 30 \text{ GHz}$) si la precipitación es lo suficientemente intensa.

Dado que polarización cruzada es la transferencia de energía desde un estado de polarización a su ortogonal correspondiente, la acumulación de polarizaciones cruzadas puede efectuarse en términos de PTD. Así pues, si tenemos N etapas que introducen polarización cruzada, cada una caracterizada por un aislamiento I_i de la polarización deseada, el aislamiento final será:

$$I \text{ (dB)} = 10 \log_{10} \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (3)$$

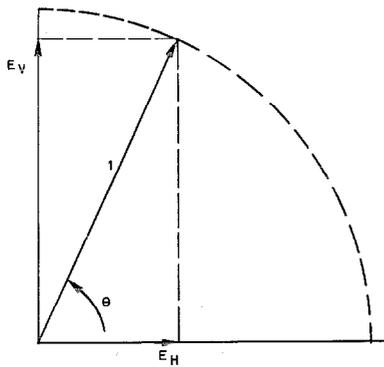


Fig. 1 Geometría de los campos copolar y ortogonal.

donde α es el valor acumulado o compuesto de PTD, dado por

$$\alpha \text{ (dB)} = \sum_N^{i=1} 10 \log_{10} \frac{I_i^2}{1 + I_i^2} \quad (4)$$

Estudio de las distintas etapas que introducen polarización cruzada

La figura 2 muestra las distintas etapas en las que tiene lugar generación de polarización cruzada al pasar por ellas una señal tierra-satélite o viceversa. Los dos modos ortogonales se generan o separan en el transductor ortomodo que constituye la primera fuente de polarización cruzada (sección "Transductores ortomodo"). Al utilizar polarización circular, debe incluirse un polarizador que a su vez genera polarización cruzada (sección "Polarizadores"). A continuación los dos modos ortogonales, que llevan información, son radiados por la antena del satélite que crea niveles crecientes de polarización cruzada a medida que se acerca a los bordes del área cubierta (sección "Antenas"). Esto se debe en general al diagrama de radiación asimétrico del alimentador (feeder), así como al efecto despolarizador introducido por la geometría del reflector. A continuación la señal es afectada por el medio en que se propaga. Al atravesar la ionosfera, la polarización lineal sufrirá la Rotación Faraday (sección "Rotación Faraday"). El paso por la troposfera dará como resultado una polarización cruzada adicional debida principalmente a la lluvia (sección "Lluvia") y, en mucho menor grado, a la turbulencia (sección "Errores de alineación, turbulencia y efectos de caminos múltiples"). Cuando se utilice polarización lineal debe pensarse en utilizar seguimiento de polarización. El sistema de seguimiento a su vez genera nuevos niveles de polarización cruzada (sección "Seguimiento de la polarización").

Antenas

Para poder predecir matemáticamente la polarización cruzada introducida por las antenas, debemos efectuar un cierto número de hipótesis simplificadoras. En el Apéndice 1 se describe el resumen de un estudio [4], [5] de las configuraciones con alimentador frontal y Cassegrain bajo las siguientes hipótesis:

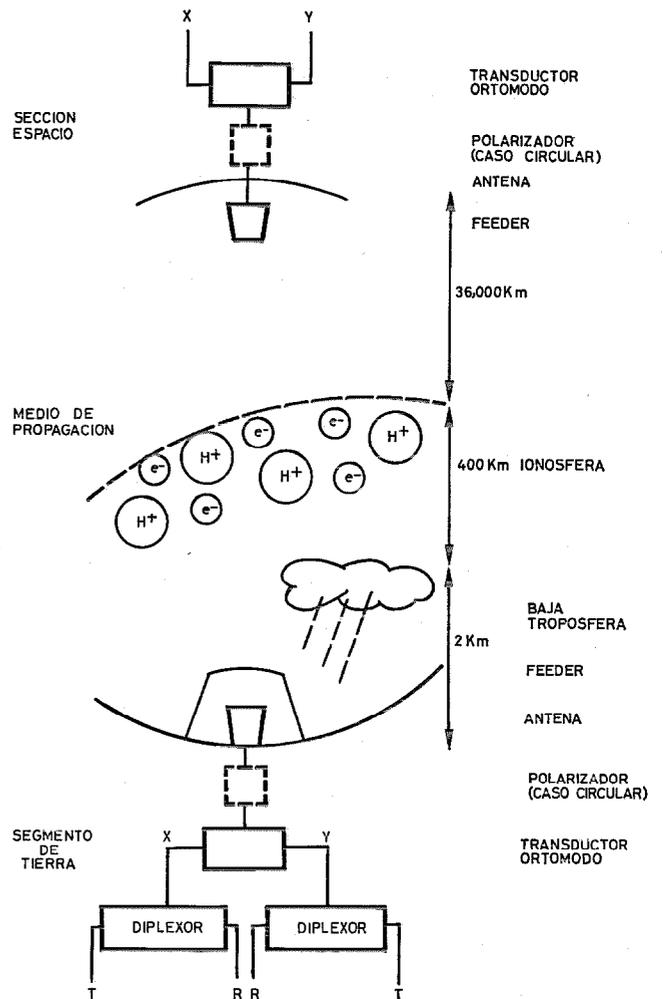


Fig. 2 Ejemplo del trayecto espacio-tierra.

- el alimentador se halla en el foco del sistema;
- los reflectores se hallan en el campo lejano del alimentador;
- los alimentadores poseen diagramas de polarización con simetría esférica;
- las superficies reflectantes son perfectas;
- todas las dimensiones son mucho mayores que la longitud de onda, con lo que pueden utilizarse, en parte, las aproximaciones de la óptica geométrica.

Bajo estas hipótesis, se ha obtenido una formulación matricial que relaciona las componentes del campo en la zona lejana con los diagramas de radiación del alimentador en los planos E y H , así como con el estado de polarización del mismo. En el Apéndice 1 se muestra, como cabría esperar, que la configuración Cassegrain es equivalente a la de un paraboloide con alimentador frontal, gracias al concepto de paraboloide virtual o equivalente. El factor de magnificación de esta configuración se traduce en un mayor cociente f/D entre la distancia focal y el diámetro. El resultado es que cuanto mayor es f/D , tanto menor es la polarización cruzada generada en una cierta dirección con respecto al eje principal. Los resultados pueden resumirse como

sigue: las ecuaciones para los aislamientos lineal I_L y circular I_C del campo copolar lejano son:

$$I_L \text{ (dB)} = -20 \log_{10} \left| \frac{G(u) \operatorname{sen} 2\xi'}{G(u) \cos 2\xi' - F(u)} \right| \quad (5)$$

$$\approx -20 \log_{10} \left| \frac{G(u)}{F(u)} \right| \operatorname{sen} 2\xi'$$

$$I_C \text{ (dB)} = -20 \log_{10} \left| \frac{G(u)}{F(u)} \right|. \quad (6)$$

Así que

$$I_L \text{ (dB)} \approx I_C \text{ (dB)} - 20 \log_{10} \operatorname{sen} 2\xi'. \quad (7)$$

La geometría utilizada en los cálculos es la de la figura 3. $F(u)$ y $G(u)$ son funciones relacionadas con los diagramas de radiación copolar y ortogonal de la antena, y a su vez, como ya se ha indicado, con los E y H del alimentador. A medida que Φ (es decir u) varía, también varían I_L e I_C (Fig. 4). Según las ecuaciones (5), (6) cuando ξ' varía, cada cuadrante presenta la misma variación de I_L . Es decir, a medida que giramos alejándonos del plano copolar del alimentador (eje x), el aislamiento I_L varía desde ∞ hasta un mínimo, a aproximadamente $\xi' = \pi/4$, cuyo valor es el de I_C , y de nuevo hasta ∞ para $\xi' = \pi/2$. Con ello puede concluirse que el aislamiento lineal es siempre mejor que el circular excepto para ángulos de radiación Φ contenidos aproximadamente en los planos diagonales a 45° . En estos planos I_L e I_C son iguales y varían con Φ (o u) según la ecuación (7), dentro del haz principal a 3 dB. Conviene finalmente subrayar, que para una zona de cobertura de forma elíptica, como es el caso del futuro Satélite Europeo de Comunicaciones, se han obtenido valores de aislamiento lineal superiores a 35 dB para el 95 % del área cubierta, mediante la utilización de un reflector elíptico distorsionado con alimentador frontal [7]. Los dos semiángulos son 2,5 y 4,3 grados.

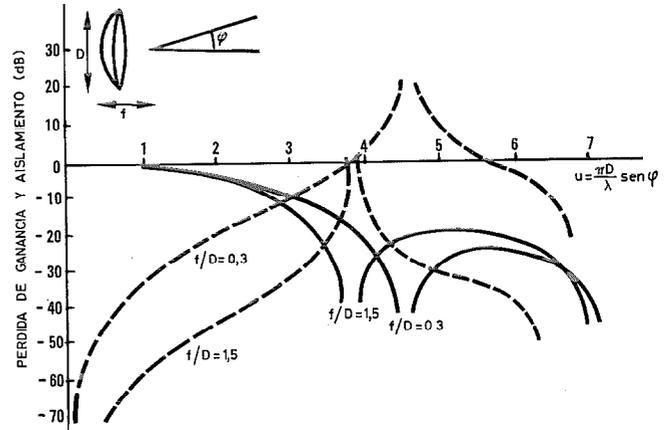


Fig. 4 Diagramas de pérdidas y aislamiento copolar (—) y ortogonal (- -) del campo lejano, para polarización circular.

Es posible dar una medida de ventaja que representa en el espacio el aislamiento lineal en comparación con el circular para, digamos, el área circular cubierta por el haz principal de la antena del satélite. Si suponemos una distribución uniforme de estaciones receptoras terrenas, entonces para un cierto ángulo ξ' la ventaja dentro de un sector elemental de radio R y área $1/2 R^2 d\xi'$ será $-20 \log_{10} (\operatorname{sen} 2\xi') \times 1/2 R^2 d\xi'$ (dB). Con ello el valor medio dentro de un cuadrante será:

$$\langle I_L - I_C \rangle = \frac{1}{\pi R^2/4} \int_0^{\pi/4} -20 \log_{10} (\operatorname{sen} 2\xi') \times \frac{1}{2} R^2 d\xi' = 24 \text{ dB}. \quad (8)$$

Lluvia

La precipitación en forma de lluvia puede dar lugar a niveles importantes de polarización cruzada. Esto se debe a la inclinación de las gotas de lluvia, que al caer toman la forma de esferoides alargados. La figura 5 muestra su geometría. En el Apéndice 2 se describe el resumen de un estudio [13] basado en:

- forma alargada de las gotas;
- distribución estadística de la inclinación de los ejes principales;
- distribución estadística según Laws y Parsons, de los diámetros de las gotas esféricas;
- velocidad final de caída, dependiente de las dimensiones;
- trayecto eficaz tierra-espacio a través de la lluvia.

En el Apéndice 2 se detalla la formulación matricial que relaciona los componentes horizontal E_H y vertical E_V del campo recibido con las del campo incidente E_{OH} , E_{OV} después del trayecto a través del "bloque" eficaz de lluvia. Los cálculos indican que en el caso peor ($\Phi = 0$, Fig. 5) los aislamientos son:

$$I_H = I_Y \text{ (dB)} = -20 \log_{10} \left| \frac{(1 - V/H) \operatorname{tg} \Theta}{1 + (V/H) \operatorname{tg}^2 \Theta} \right| \quad (9)$$

$$I_V = I_X \text{ (dB)} = -20 \log_{10} \left| \frac{(1 - V/H) \operatorname{tg} \Theta}{\operatorname{tg}^2 \Theta + V/H} \right| \quad (10)$$

$$I_C \text{ (dB)} = -20 \log_{10} \left| \frac{1 - V/H}{1 + V/H} \right|. \quad (11)$$

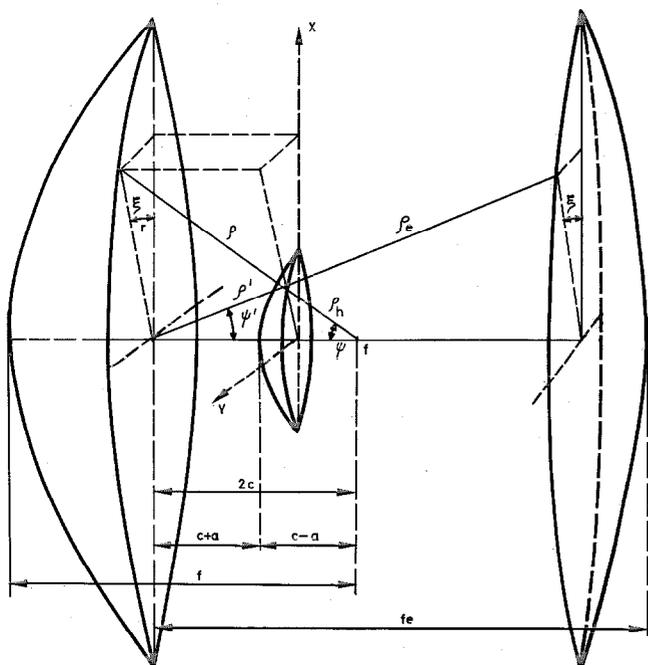


Fig. 3 Geometría para el estudio de las configuraciones con alimentador frontal y Cassegrain.

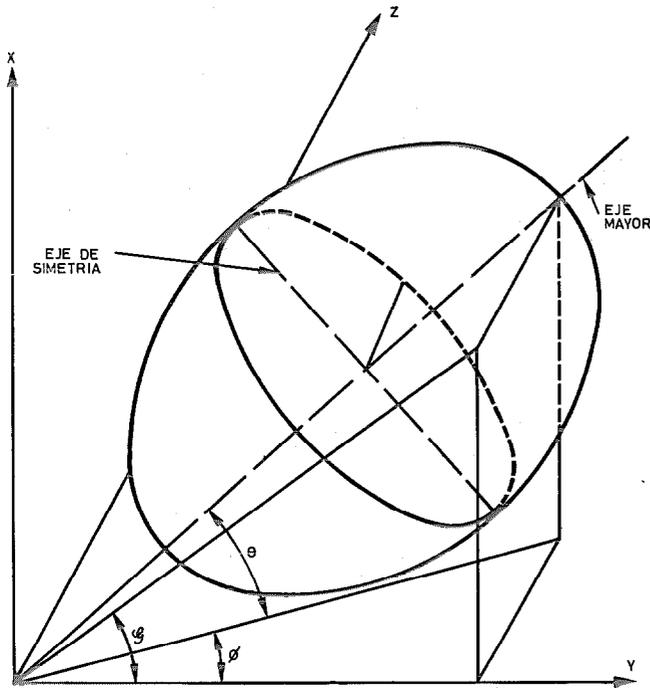


Fig. 5 Geometría de una gota de lluvia.

En la práctica $I_X \approx I_Y = I_L$, con lo que podemos escribir

$$I_L = -20 \log_{10} \left| \frac{(1 - V/H) \operatorname{tg} \Theta}{1 + \operatorname{tg}^2 \Theta} \right| \quad (12)$$

es decir,

$$I_L \text{ (dB)} \approx I_C \text{ (dB)} - 20 \log_{10} (\operatorname{sen} 2 \Theta) \quad (13)$$

ecuación de forma análoga a la ecuación (7) relativa a las antenas. El estudio (Apéndice 2) muestra la dificultad en determinar los valores P_{ij} de la matriz de polarización, así como la ausencia de resultados experimentales sobre la densidad de probabilidad conjunta $p(\Theta, \Phi)$ de los ejes principales de las gotas. La figura 6 muestra los resultados del cálculo para un enlace tierra-satélite a 11 GHz para el caso peor de $\Phi = 0$. Los resultados indican que al igual que para las antenas, el aislamiento lineal es mucho mejor que el circular excepto cuando $\Theta = 45^\circ$ en cuyo caso ambos valores son iguales. Experiencias recientes [8] parecen indicar un límite de $\pm 15^\circ$ para Θ . La figura 6 indica también que la ventaja de la polarización lineal sobre la circular es casi independiente de la precipitación a 11 GHz y depende sólo de Θ . Cuando $\Theta = 10^\circ$, la ventaja es de 9,4 dB. La figura muestra también que el aislamiento circular está por debajo de 30 dB para precipitaciones superiores a los 4 mm/h, las cuales se sobrepasan en Europa Occidental durante el 2,5 % del tiempo (año). El 0,1 % del tiempo corresponde a 7 mm/h es decir a $I_C \approx 26$ dB.

Desorientación de los ejes de polarización

La desorientación de ejes se refiere exclusivamente a polarización lineal y se caracteriza por el ángulo girado por la dirección de polarización del campo incidente con respecto a la de referencia de emisión de las

- antenas del satélite. Las razones principales de desorientación son:
- el efecto Faraday;
 - las componentes del movimiento de guiñada ("yaw", giro alrededor de un eje vertical) que puedan considerarse como desorientaciones;
 - imprecisiones en el control de la polarización;
 - incorrecta alineación de las antenas de a bordo.

Rotación Faraday

El campo magnético terrestre (Fig. 7) convierte a la Ionosfera en un medio anisotrópico. El resultado es que una onda polarizada circularmente está sometida a atenuación y cambio de fase, que son distintos según que la onda esté polarizada a derechas o a izquierdas. En microondas, la diferencia de atenuación es despreciable pero no sucede lo mismo con la diferencia de fase. Dado que una onda polarizada linealmente, de amplitud A , puede considerarse como la suma de dos ondas polarizadas circularmente, una a derechas y otra a izquierdas, de amplitud $A/\sqrt{2}$, el resultado de atravesar la Ionosfera es un cambio relativo de fase Φ entre las dos ondas. Con ello, al recomponerlas para dar lugar a la onda lineal, el plano de polarización ha girado un ángulo Ω igual a $\Phi/2$. Este ángulo Ω es la rotación Faraday. En el Apéndice 3 se detallan unas breves consideraciones sobre el cálculo práctico de Ω . La tabla 2 da un resumen de los valores que se pueden esperar para el enlace vía satélite discutido en este estudio.

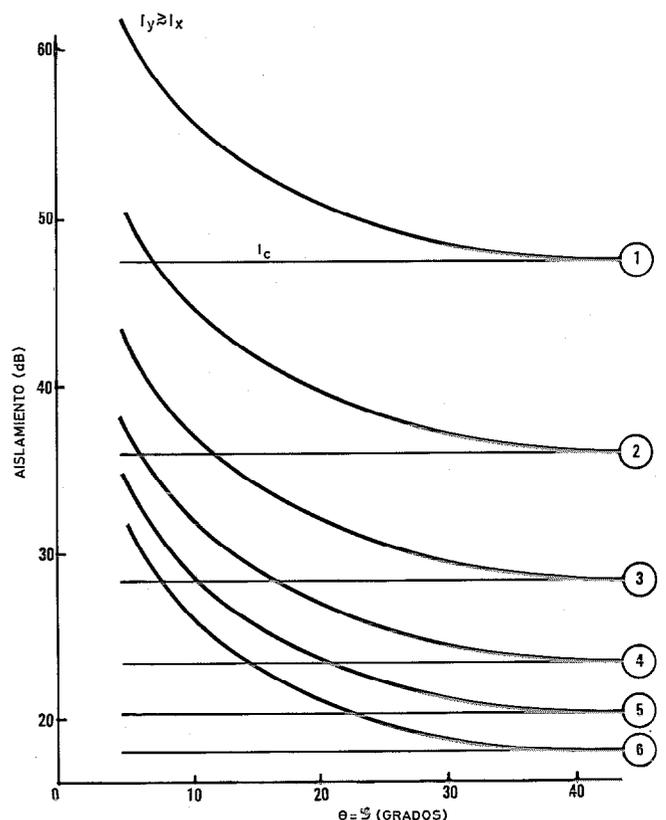


Fig. 6 Aislamiento por lluvia a 11 GHz en función de la inclinación de las gotas para las precipitaciones de (1) 0,5 (2) 1 (3) 5 (4) 10 (5) 20 (6) 50 mm/h.

Reutilización de frecuencia

Tabla 2 - Resumen del contenido electrónico en la ionosfera.

	Promedio	Pico estación	Tormenta solar
e^-/m^3 contenido electrónico en una columna de $1 m^2$ de sección (zenit)	$1,8 \times 10^{17}$	$6,2 \times 10^{17}$	10^{18}
Ω (grados) a 11 GHz (20° elevación)	0,3	1	1,6

Estos valores pueden extenderse a otras frecuencias ya que Ω varía en razón inversa al cuadrado de la frecuencia. En la tabla 2, los valores máximos del contenido electrónico son algo inciertos, posiblemente en un factor 2. El resultado inmediato de la rotación Ω es una polarización cruzada lineal con lo que los valores de la tabla 1 pueden aplicarse sin más que tomar $\Omega \equiv \Theta$.

Movimientos de guiñada

Aquellos movimientos del satélite que dan lugar a la rotación de los ejes de polarización de las antenas, dan lugar a polarización cruzada, análoga a la introducida por la rotación Faraday. La relación entre esta rotación Ω' , que es parte del movimiento de guiñada general, y la polarización cruzada, viene dada por $20 \log_{10} \Omega'$ y por los valores de la tabla 1 con $\Omega' = \Theta$.

Seguimiento de la polarización

Los errores en la orientación debidos a la rotación Faraday y a los movimientos de guiñadas, pueden compensarse en parte mediante algún tipo de control. El control de esta desorientación puede efectuarse manualmente durante una rutina de mantenimiento periódica que gire parte o la totalidad del sistema mecánico del alimentador. Alternativamente puede utilizarse algún sistema automático para el seguimiento de la polarización [17]. Tales sistemas pueden proporcionar seguimiento de polarización con un error de $0,5^\circ$ pero requieren dos polarizadores y dos juntas rotatorias. Sin embargo para transmisión en banda ancha el aislamiento se degrada sustancialmente debido al pobre comportamiento de los polarizadores. El resultado es que el seguimiento de polarización puede incluirse si la banda parcial es pequeña y no incluirse en los casos en que ésta exceda, digamos, un 10 %.

Alineación mecánica de las antenas de a bordo

Cuando dos o más antenas a bordo del satélite cubren la misma área, los ejes de polarización de aquéllas deben mantenerse paralelos con un error de Ω'' grados, con el fin de prevenir la interferencia debida a los dos haces que trabajan a la misma frecuencia. Los valores del aislamiento en función de Ω'' pueden de nuevo considerarse dados por la tabla 1, con $\Omega'' = \Theta$.

Errores de alineación, turbulencia y efectos de camino múltiple

Los movimientos del satélite, la turbulencia atmosférica y los errores de apuntamiento de las estaciones

terrenas (errores de seguimiento) dan lugar a errores en la alineación entre las direcciones de propagación de la señal procedente del satélite y el eje eléctrico de las antenas de las estaciones terrenas. Esta recepción fuera de eje o descentrada, da lugar a una pérdida de ganancia, así como a una pérdida de aislamiento. La figura 8 muestra un ejemplo [8], en el que puede verse el aislamiento circular (polarización cruzada) y la ganancia en función de D/λ , para distintos valores del ángulo de recepción fuera de eje. La misma figura indica también que para poder alcanzar ganancias superiores a 63 dB, los errores de alineación deben ser inferiores a $0,04^\circ$. Este valor conduce a una pérdida de ganancia de 2 dB, con respecto a la máxima, para una antena de 16 m. Esta pérdida por error en la alineación se reduce a 1 dB con antenas de unos 10 m de diámetro. A pesar de ello, los aislamientos teóricos siguen siendo superiores a los 52 dB. El procedimiento para optimizar la ganancia se discute en [19], y conduce ciertamente a consideraciones económicas, así como en particular, al compromiso a establecer entre los diámetros de los reflectores en las estaciones terrenas y los errores de apuntamiento en el sistema de seguimiento.

La turbulencia atmosférica introduce polarización cruzada lineal, pero los cálculos indican rápidamente [20] que en la banda milimétrica el valor es despreciable (< -70 dB). Mucho más importantes son, sin embargo, las fluctuaciones en el ángulo de llegada. Como primera aproximación razonable al valor de estas fluctuaciones podemos tomar [21]

$$\langle \delta \Omega^2 \rangle = 4 \sqrt{\pi} L \langle \delta n^2 \rangle / a \quad (14)$$

en la que L es el trayecto a través de la atmósfera turbulenta, $\langle \delta n^2 \rangle$ las fluctuaciones en el índice de refracción, y a es el parámetro de la turbulencia (valor medio de las dimensiones de los torbellinos). Así pues, según las consideraciones anteriores, no sólo tendremos generación de polarización cruzada sino también una pérdida efectiva de ganancia.

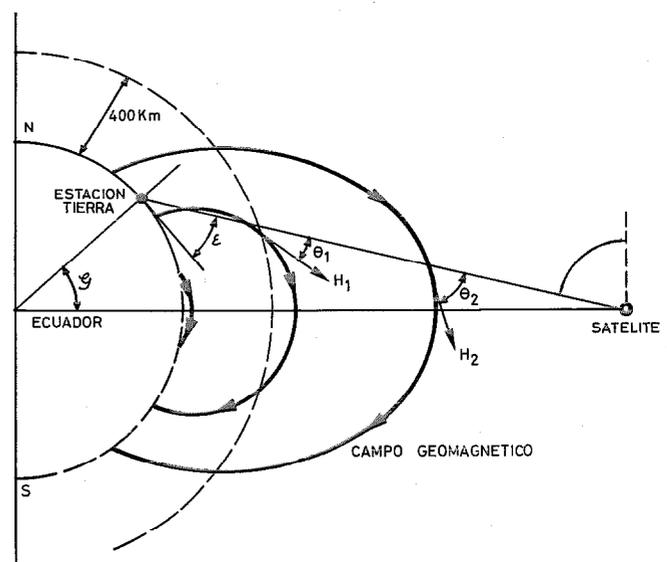


Fig. 7 Geometría del radioenlace. ξ , ϵ latitud y elevación de las estaciones terrenas. Θ_i ángulo entre el rayo y el campo terrestre.

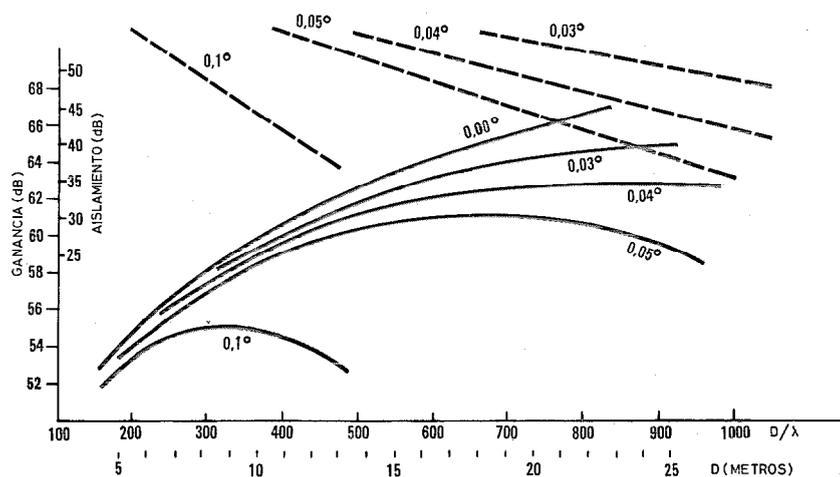


Fig. 8 Ganancia teórica (—) y aislamiento circular I/C (---) en función de D/λ para distintos errores de apuntamiento Ω , 11 GHz, $f/D = 1,5$ e iluminación uniforme.

La tabla 3 resume los resultados obtenidos al combinar valores extremos de a y $\langle \delta n^2 \rangle$.

También puede demostrarse [21] que, debido a la distribución espectral $W_\Omega(\omega)$ de las fluctuaciones $\delta\Omega$, con un sistema de seguimiento cuya constante de tiempo no sea superior a unos 2 s pueden seguirse la mayor parte de las direcciones aparentes de llegada.

Finalmente se sabe experimentalmente [22] que los efectos de camino múltiple en la recepción dan lugar a polarización cruzada. Los resultados experimentales a elevaciones bajas, parecen estar más de acuerdo con un modelo de reflexión especular, que de reflexión difusa. En conclusión, para poder minimizar la polarización cruzada debida a errores de alineación, la mejor solución parece ser una configuración Cassegrain para las antenas.

Transductores ortomodo

Este tipo de transductor permite mezclar dos modos polarizados ortogonalmente con el fin de que puedan ser soportados dentro de la misma guía de ondas (de sección cuadrada o circular) que va al alimentador. Estos componentes son fundamentalmente acopladores de modos y en la referencia [23] se detalla el estudio de la pureza de los modos, así como la anchura de banda parcial permisible. Las referencias [24—26] son ilustrativas en este asunto. Cuando los dos modos polarizados ortogonalmente ($TE_{01}^{\square} + TE_{10}^{\square}$) están soportados por una guía cuadrada, la fuente principal de polarización cruzada son los errores en la guía con respecto a la

geometría cuadrada. Cuando los dos modos ($TE_{11}^{\circ} + TE_{11}^{\circ+}$) están soportados por una guía circular, para el tipo de enlace con satélite discutido en el presente artículo, tienen lugar las dos situaciones siguientes:

- a) Para el satélite, dado que los enlaces de llegada y de salida están separados, la elección del diámetro apropiado excluye la presencia del modo parásito TM_{01}° . El único efecto remanente es la casi-ortogonalidad de los dos modos inyectados. Si ϵ es el error de ortogonalidad, entonces $20 \log_{10} \epsilon$ será la polarización cruzada y la tabla 1 es de nuevo representativa ($\epsilon \equiv \Theta$).
- b) Para las estaciones terrenas, el diámetro de la guía ha de ser suficiente para permitir el paso de los enlaces de llegada y de salida. Puede demostrarse [23] que ello permite la presencia del modo parásito TM_{01}° . Los acopladores con excitadores en iris para el modo dominante TE_{11} , permiten operar con grandes potencias (transmisores terrestres), pero pueden generar niveles importantes del modo TM_{01}° . Los acopladores de pared son mejores a este respecto pero requieren longitudes largas de guía con el consiguiente volumen. Ello conduce a pérdidas por calor que pueden ser importantes en los transmisores terrestres. El estudio parece sin embargo indicar que un diseño apropiado del acoplador en iris, puede resolver el problema satisfactoriamente. En conclusión, las dimensiones de la guía permiten la presencia del modo TM_{01}° , lo que conduce necesariamente a un cierto valor de la polarización cruzada. Este

Tabla 3 - Resumen de los parámetros que intervienen en el calculo de la turbulencia.

L (km)	a m	$\sqrt{\langle \delta n^2 \rangle}$ (Unidades N)	$\sqrt{\langle \delta \Omega^2 \rangle}$ (grados)	$\sqrt{\langle n^2 \rangle}$	Bordeado ~ 30 dB $f/D = 0,25$ $I_C = I_L$ (dB) ($\xi' = 45^\circ$)	Bordeado 0 dB (uniforme) $f/D = 1,5$	
						$I_C = I_L$ (dB)	Pérdida Ganancia (dB)
5	10	1	$2,8 \times 10^{-3}$	0,09	70	70	Despreciable
5	1	3	$2,8 \times 10^{-2}$	0,92	35	70	1

Reutilización de frecuencia

valor dependerá de la pureza del modo dominante TE_{11} , que a su vez depende del tipo de acoplador.

Polarizadores

Estos componentes se necesitan para generar dos polarizaciones lineales ortogonales (defasadas 90°) a partir de una polarización lineal incidente. El problema principal de estos componentes, para el presente tipo de aplicación, reside en la gran anchura de banda requerida, lo que se traduce en niveles crecientes de elipticidad a medida que uno se aproxima a los bordes de la banda. La información en la literatura es algo reducida, probablemente debido a que los polarizadores se utilizan principalmente en radar, lo que significa restricción informativa. Sin embargo las referencias [27 a 29] constituyen una buena visión del problema. El estudio efectuado ha demostrado que los polarizadores de hoja (sheet) [28], conducen a un buen aislamiento (baja elipticidad), de hasta 36 dB, con tal que la banda parcial de frecuencia se limite a 0,066 (6,6%), que es el caso de los radares y del satélite (enlaces de salida o de llegada). Sin embargo, cuando aquel valor alcanza 0,28 (28%) que es el requerido para las estaciones terrenas (en el caso presente del Satélite Europeo de Comunicaciones) entonces el aislamiento se reduce, teóricamente, a unos 28 dB, aunque los resultados experimentales con polarizadores de tres hojas parecen dar resultados peores, de hasta 26 dB. En conclusión, para bandas muy anchas, los polarizadores parecen presentar un serio problema para poder utilizar polarización circular. Tal vez una mejora en la tecnología hacia finales de los años 70 eleve los aislamientos a 30 ó incluso 35 dB para bandas parciales del 30%. Quizás una estimación conservativa sería de unos 30 dB para entonces, y de unos 25 dB en el momento actual.

Resumen de resultados y conclusiones

Las tablas 4a) y 4b) resumen los resultados de polarización cruzada lineal y circular a 11 GHz. Los valores de la tabla 4b) se han acumulado de acuerdo con el

criterio de la sección "Polarización cruzada, aislamiento y pérdidas de transmisión por despolarización (PTD)" y el resultado se ha incluido en la tabla 4a) con el nombre de "otros". Estos valores son teóricos y próximos a las condiciones de trabajo del sistema de comunicaciones del Satélite Europeo. Los datos utilizados para las tablas 4a) y 4b) han sido:

- Antena del satélite con reflector de 0,5 m de diámetro (anchura del haz $\approx 3^\circ$).
- Antenas para las estaciones terrenas con $D = 15$ m, $f/D = 1,5$.
- Error de apuntamiento $0,05^\circ$.
- Fluctuaciones del ángulo de llegada $0,03^\circ$.
- Efectos debidos a caminos múltiples, estimados según la referencia [22].
- Errores de orientación de los ejes de polarización (lineal) debidos a los movimientos del satélite (guiñadas), $0,5^\circ$.
- Precipitación de 7,5 mm/h excedida durante el 0,1% del año en Europa Occidental.
- Inclinación de 10° del eje principal de las gotas de lluvia.
- Rotación Faraday $0,5^\circ$.
- Transductores ortomodo con aislamientos como los indicados en la tabla 4b).
- Polarizadores: se dan dos valores, uno para enlace de bajada (satélite) y otro para el de subida (estaciones terrenas).

Cuando han tenido que considerarse las antenas en transmisión o recepción fuera de eje, el aislamiento lineal se dedujo del circular añadiéndole 24 dB (ecuación (8)).

Por otra parte, para frecuencias elevadas, el aislamiento horizontal después de atravesar la lluvia, es peor que el vertical, con lo que el valor para el aislamiento horizontal se tomó como valor conservativo para el aislamiento "lineal" I_L .

La finalidad de las tablas 4a), 4b) es la de separar las etapas que introducen un nivel bajo de polarización cruzada, de aquéllas que lo introducen alto. A partir

Tabla 4a) - Valores típicos de aislamiento a 11 GHz en polarizaciones circular y lineal. Efecto de otros parámetros.

	Antena Satélite	Lluvia	Faraday	Polarizadores	Otros	Acumulación final
I_C (dB)	30	26	∞	36—30	39,5	23—24
I_L (dB)	54	35,4	41	∞	37,4	32,4

Tabla 4b) - Valores típicos de aislamiento a 11 GHz en polarizaciones circular y lineal.

	Errores Orientación Ejes	Transductores Ortomodo	Errores de alineación en estaciones terrenas		
			Error Apuntamiento	Fluctuación Angulo Llegada	Camino múltiple
I_C (dB)	∞	40	50	60	50
I_L (dB)	41	40	74	84	74

de las consideraciones de los párrafos anteriores, y de los resultados acabados de citar, puede concluirse que:

- a) Al utilizar polarización lineal, el error en la orientación de los ejes de polarización del satélite debe ser inferior a $0,5^\circ$.
- b) Para las estaciones terrenas, la configuración Cassegrain para las antenas es casi obligada, con el fin de obtener relaciones altas de f/D y así reducir la polarización cruzada debida a:
 - errores de apuntamiento,
 - fluctuaciones del ángulo de llegada,
 - efectos de camino múltiple.
- c) Tal como se indica en la sección "Errores de alineación, turbulencia y efectos de camino múltiple", debe tenerse cuidado en no ignorar la dependencia de la ganancia con los errores de apuntamiento, ya que para la configuración Cassegrain el aislamiento sigue siendo alto aún cuando la ganancia se haya reducido considerablemente.
- d) La lluvia es la etapa que reduce el aislamiento circular a muy bajos niveles.
- e) Esta situación se agrava debido a los polarizadores, que introducen una elipticidad importante en la señal, sobre todo, si tienen que transmitir una banda parcial del 28 % (estaciones terrenas).

La acumulación o combinación final de aislamientos parece estar claramente en favor de la polarización lineal, aunque tal vez no sea tan ventajosa como pudiera parecer a primera vista. Como se verá en el párrafo siguiente, si se acepta un valor de 30 dB para el aislamiento durante el 99,9 % del tiempo, entonces a 11 GHz, la mejor solución es la polarización lineal.

Gama de frecuencias para la aplicación de la reutilización de frecuencia

Las etapas que introducen mayor polarización cruzada, en función de la frecuencia, son la lluvia y el efecto Faraday. Mientras podamos suponer que las anchuras de banda parcial permanecen constantes, tanto para el satélite (6,6 %), como para las estaciones terrenas (28 %), podemos suponer que la elipticidad introducida por los polarizadores, así como el aislamiento circular permanecen casi constantes con la frecuencia. Así pues podemos reescribir la tabla 4a) en la forma compacta de la tabla 5 válida a 11 GHz.

Tabla 5 - Resumen de la tabla 4 a).

	Lluvia	Faraday	Otros
I_C (dB)	26	∞	26,7 28,6
I_L (dB)	35,4	41	37

Podemos entonces calcular los valores de I_C e I_L para distintas frecuencias y construir tablas análogas a la 5 manteniendo la tercera columna constante. Los resultados se indican en la figura 9 y muestran que mientras el aislamiento circular se deteriora con la fre-

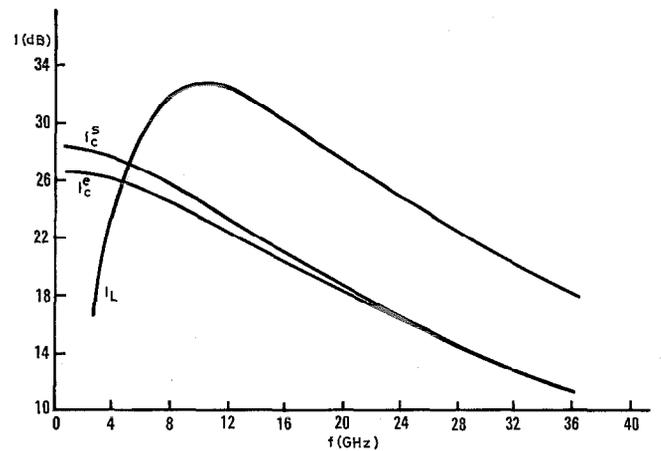


Fig. 9 Aislamientos lineal I_L y circular I_C en un enlace tierra-espacio de 20° de elevación y durante un tiempo no mayor que el 99,9 % (año y Europa Occidental). I_C^s (satélite) e I_C^e (estación terrena) para bandas parciales de 6 y 28 %, respectivamente.

cuencia, el lineal (que es afectado por la rotación Faraday que varía en razón inversa al cuadrado de la frecuencia), pasa por un máximo a unos 10 GHz, siendo mayor que 30 dB desde 6,5 a 16 GHz. Sólo a frecuencias muy bajas (≈ 2 GHz) y con polarizadores que introduzcan menos de -30 dB de polarización cruzada, la polarización circular es una posible alternativa.

Agradecimiento

Los autores agradecen a la Organización Europea de Investigación Espacial el permiso para publicar el presente trabajo que está basado principalmente en un estudio de un contrato con esta Organización. También desean agradecer a la Sra. M. C. Rodríguez su colaboración en la preparación del manuscrito.

**Apéndice 1
Polarización cruzada en las configuraciones con alimentador frontal y Cassegrain**

Lista de símbolos:

- \vec{E}_i = Campo eléctrico incidente al reflector
- \vec{E}_a = Campo en la apertura
- \vec{E} = Campo lejano
- \vec{E}_r = Campo reflejado por el reflector
- ψ = Ángulo entre el eje del paraboloide y una recta foco-superficie
- f = Distancia focal del paraboloide
- D = Diámetro de la apertura
- Φ = Ángulo de radiación
- ρ = Distancia foco-punto de la superficie.
 $\rho = f/\cos^2(\psi/2)$
- ξ = Ángulo que define la orientación del plano de polarización
- r = $\rho \sin \psi$
- ξ' = Ángulo entre planos de polarización
- P_T = Potencia radiada por el alimentador

Reutilización de frecuencia

- η_0 = Impedancia de la onda en el vacío
 λ_0 = Longitud de onda en el vacío
 K = $2\pi/\lambda_0$
 $G(\psi, \xi)$ = Diagrama polar de ganancia del alimentador
 \vec{e}_F = Vector polarización unitario del alimentador (complejo)
 \vec{e}_i = $\sqrt{G(\psi, \xi)} \cdot \vec{e}_F$ (campo radiado por el alimentador)
 \vec{e}_r = Vector polarización del campo eléctrico reflejado
 \vec{n} = Vector unitario normal en coordenadas x, y, z
 $\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}$ = Vectores unitarios sobre los ejes x, y, z
 $\vec{a}_\psi, \vec{a}_\xi, \vec{a}_\rho$ = Vectores unitarios en el sistema ψ, ξ, ρ del paraboloides
 ρ' = Distancia de un punto del hiperboloides a su foco
 ρ_h = Distancia foco paraboloides — punto del hiperboloides
 ψ' = Angulo de radiación del alimentador en la configuración Cassegrain
 $2c$ = Distancia entre focos hiperboloides-paraboloides
 $c - a$ = Distancia foco paraboloides-centro-hiperboloides
 e = Excentricidad del hiperboloides
 m = Magnificación de la configuración Cassegrain, $e + 1/e - 1$
 f_c = Distancia focal eficaz de la configuración Cassegrain
 v = $2r/D$
 u = $\frac{\pi \cdot D}{\lambda_0} \sin \Phi$
 P_i = e_{Fy}/e_{Fx} polarización lineal incidente del alimentador (compleja)
 P_o = E_y/E_x polarización lineal del campo lejano (complejo)
 Q_i = e_{FL}/e_{FR} polarización circular del alimentador (compleja)
 Q_o = E_L/E_R polarización circular del campo lejano (compleja)
 $J_n(u)$ = Función de Bessel de 1ª especie, orden entero y argumento real
 $E(\psi)$ = Diagrama de radiación del alimentador en el plano E
 $H(\psi)$ = Diagrama de radiación del alimentador en el plano H
 T = Atenuación de la iluminación en el borde $[1 + (D/4f)^2]^\beta$
 β = Número real positivo.

Según la figura 3, el campo en el punto ρ, ψ, ξ de la superficie del reflector viene dada por

$$\vec{E}_i = C \frac{e^{jK\rho}}{\rho} \vec{e}_i \quad (1)$$

con

$$C = \left[2\eta_0 \left(\frac{P_r}{4\pi} \right) \right]^{1/2} \quad (2)$$

Los términos en ρ^{-1} y $\exp(-jK\rho)$ de la ecuación (1), llevan la información de atenuación espacial y cambio de fase desde el foco a la superficie. De forma análoga, el campo reflejado en la superficie del reflector será

$$\vec{E}_r = C \frac{e^{jK\rho}}{\rho} \vec{e}_r \quad (3)$$

con \vec{e}_i y \vec{e}_r relacionados por las condiciones de contorno

$$\vec{n} \times (\vec{e}_i + \vec{e}_r) = 0 \quad (4)$$

las cuales pueden escribirse [6] como

$$[\vec{e}_r] = [N][\vec{e}_i] \quad (5)$$

en la que $[N]$ es la llamada matriz de reflexión de la superficie (paraboloides o hiperboloides [6]) dada en general por

$$[N] = \begin{bmatrix} 2n_x^2 - 1 & 2n_x n_y & 2n_x n_z \\ 2n_x n_y & 2n_y^2 - 1 & 2n_y n_z \\ 2n_x n_z & 2n_y n_z & 2n_z^2 - 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Considerando el cambio de fase desde el reflector al plano de la apertura, los campos en la misma serán:

$$\vec{E}_a = C \frac{e^{-jK\rho(1+\cos\psi)}}{\rho} \vec{e}_r \quad (7)$$

Al tener en cuenta la ecuación (5) junto con el cambio de coordenadas del sistema x, y, z del alimentador al ρ, ψ, ξ , la ecuación (7) se transforma [4] en la relación matricial

$$\vec{E}_a \div [N][M]\vec{e}_F \quad (8)$$

en la que $[M]$ refleja dicho cambio de coordenadas. Para la configuración Cassegrain puede demostrarse [5] que se obtiene a su vez

$$\vec{E}_a \div [N][U][M]\vec{e}_F \quad (9)$$

en la que $[U]$ refleja el cambio de coordenadas del sistema ρ_h, ψ', ξ al ρ, ψ, ξ . Explícitamente (8) y (9) son

$$\begin{bmatrix} E_{ax} \\ E_{ay} \end{bmatrix} = C \frac{e^{-j2Kf}}{f} [A] \begin{bmatrix} e_{Fx} \\ e_{Fy} \end{bmatrix} \quad (10)$$

y

$$\begin{bmatrix} E_{ax} \\ E_{ay} \end{bmatrix} = C \frac{e^{-j2K(f+a)}}{f_e} [A] \begin{bmatrix} e_{Fx} \\ e_{Fy} \end{bmatrix} \quad (11)$$

en las que los elementos A_{ij} contienen combinaciones lineales de los campos $E(\psi)$, $H(\psi)$ del alimentador, multiplicadas por constantes de la geometría del sistema. Las ecuaciones (10) y (11) indican que la distribución del campo en la apertura de la configuración Cassegrain es la misma que la de un paraboloides único con igual diámetro y distancia focal igual a la eficaz, f_e . El campo lejano es

$$\vec{E} = j \frac{e^{-jK\rho}}{\lambda R} \int_A \vec{E}_a e^{-jKr \sin \Phi \cos(\xi - \xi')} \cdot r dr d\xi \quad (12)$$

con ello los campos de la zona lejana toman la forma, [4] [5],

$$[E_{L,C}] \div [A'_{L,C}][e_{FL,C}] \quad (13)$$

donde L y R se refieren a polarización lineal o circular y los vectores e_{FL} , e_{FC} vienen dados por

$$e_{Fx} = \frac{1}{\sqrt{2}}(e_{FC} + e_{FL})$$

$$e_{Fy} = \frac{1}{j\sqrt{2}}(e_{FC} - e_{FL}). \quad (14)$$

En los casos de polarización lineal (según el eje x del alimentador), o circular (por ejemplo a derechas desde el punto de vista del alimentador), entonces las polarizaciones P_o y Q_o del campo lejano se convierten [4] en

$$P_o = \frac{G(u) \operatorname{sen}^2 2\xi'}{G(u) \cos 2\xi' - F(u)} \quad (15)$$

y

$$Q_o = -\frac{G(u)}{F(u)}.$$

Cuando el campo en el plano E del alimentador es de la forma

$$E(\psi) = \left(\cos^2 \frac{\psi}{2}\right)^{\beta-2} \quad (16)$$

y en el plano H es $E \cos \psi$, entonces $F(u)$ y $G(u)$ toman [4] la forma

$$F(u) = T \sum_{n=0}^{\infty} A_n \left[\frac{(D/4f)^2}{1 + (D/4f)^2} \right]^n \frac{J_{n+1}(u)}{u^{n+1}} \quad (17)$$

$$G(u) = \left(\frac{D}{4f}\right)^2 T \sum_{n=0}^{\infty} A_n \left[\frac{(D/4f)^2}{1 + (D/4f)^2} \right]^n \frac{J_{n+3}(u)}{u^{n+1}} \quad (18)$$

con

$$A_n = 2(\beta + n - 1) A_{n-1}, A_0 = 1.$$

El término T , lleva la información de atenuación de iluminación en el borde de la apertura. Los cálculos para polarización cruzada circular se muestran en la figura 4. Los valores representados son $20 \log_{10} Q_o$. Los valores para la polarización cruzada lineal dentro del haz principal pueden deducirse añadiendo a los anteriores el valor $-20 \log_{10} \operatorname{sen} 2\xi'$. La figura indica claramente las ventajas de utilizar configuración Cassegrain frente a configuración con alimentador frontal.

Apéndice 2

Despolarización de microondas por la lluvia

Oguchi [9—11] ha demostrado que debido a la forma de las gotas de lluvia (esferoides alargados), la amplitud del campo transmitido es paralelo bien al eje menor o al eje principal de las gotas. La inclinación debida al viento da lugar a disimetría, lo que genera polarización cruzada. Las componentes E_H y E_V están relacionadas con las E_{OH} y E_{OV} mediante la matriz de polarización [12].

$$\begin{bmatrix} E_H \\ E_V \end{bmatrix} = H [P] \begin{bmatrix} E_{OH} \\ E_{OV} \end{bmatrix} \quad (1)$$

con

$$P_{11} = \cos^2 \Phi \cdot \cos^2 \Theta + \operatorname{sen}^2 \Phi + (V/H) \cos^2 \Phi \operatorname{sen}^2 \Theta$$

$$P_{22} = \operatorname{sen}^2 \Theta + (V/H) \cos^2 \Theta$$

$$P_{12} = P_{21} = \frac{1}{2} \cos \Phi \operatorname{sen} 2\Theta \cdot (1 - V/H) \quad (2)$$

donde Θ y Φ son la elevación y azimut del eje principal de la gota de lluvia, figura 5, H y V son las

constantes de propagación del medio y reflejan el valor integral del índice de refracción complejo utilizado por Hulst [13]. Cuando la atenuación de la amplitud y el cambio de fase se incluyen en los cálculos [8], entonces H y V son $\exp -(\alpha_{H,V} + j\beta_{H,V}) \cdot l$ siendo l el trayecto a través de la lluvia (km) y estando α, β expresadas en km^{-1} y rad/km respectivamente. Cuando esta constante compleja de propagación se combina con la ecuación (1), [13], resultan términos de la forma $\exp(\alpha_H - \alpha_V)$, $\exp(\beta_H - \beta_V)$, calculados en [8] y con más precisión en [14] para ciertas frecuencias. En la referencia [13] se hacen ciertas consideraciones con respecto a los elementos P_{ij} , y en particular se muestra allí que cuando Θ y Φ son aleatorios, se requiere la probabilidad combinada $P(\Theta, \Phi)$. Tomar simplemente $\Phi = 0$ y hacer los cálculos para ciertos Θ es probablemente no muy realista, aunque permite establecer límites superiores de polarización cruzada. Este es el caso de los resultados mostrados en [8].

Al igual que para las antenas, los vectores incidentes que representan la polarización horizontal, vertical y circular, pueden representarse por los vectores $[E_{OH}, O]$, $[O, E_{OV}]$, $[A/\sqrt{2}, \pm A/\sqrt{2}]$, siendo A la amplitud del vector giratorio. Las ecuaciones (9) y (10) del texto se deducen fácilmente. La ecuación (11) requiere los campos transmitidos que son

$$E_{L,C}^{r,l} = \frac{A}{2} \left(1 - \frac{V}{H} \right) (\cos 2\Theta \mp j \operatorname{sen} 2\Theta)$$

$$E_{C,L}^{r,l} = \frac{A}{2} \left(1 + \frac{V}{H} \right). \quad (3)$$

A partir de estos campos obtenemos $|E_L^r|/|E_C^r|$ y $|E_C^l|/|E_L^l|$ que son I_C e I_L y son además iguales. Su valor en dB viene dado por la ecuación (11). Estos cocientes permiten deducir también [3] que la dirección de rotación se conserva.

En el caso lineal, la señal transmitida es polarizada elípticamente y la dirección de rotación depende [13] del signo de $\operatorname{sen} \Theta \operatorname{sen}(\beta_H - \beta_V)$. La razón de los ejes según [3] es

$$r = \left| \frac{|E_C| + |E_L|}{|E_C| - |E_L|} \right| \quad (4)$$

y en general

$$r = \left| \frac{I+1}{I-1} \right| \quad (5)$$

en la que I es el aislamiento de cualquiera de las polarizaciones.

Apéndice 3

Rotación Faraday

La geometría para el estudio de este efecto se muestra en la figura 7. El estudio de las variaciones de amplitud ΔA y de fase $\Delta \Phi$ a 10 GHz [15], indican que para una columna vertical de contenido $10^{17} e^-/\text{m}^3$, ΔA y $\Delta \Phi$ son del orden de 10^{-10} dB y 0,075 grados, lo que justifica el despreciar ΔA . Esto significa a su vez que no se genera elipticidad. La rotación Faraday, cuyo origen es $\Delta \Phi$, viene dada [15] por

$$\Omega = \frac{Q}{f^2} \int_{\text{trayecto}} N(e^{-/m^3}) \times H(\text{Amp-vueltas } m^{-1}) dl \quad (1)$$

donde $Q = 0,0297$ (unidades MKS) y f la frecuencia (Hz).

Debido a que el satélite no se halla en general en el zenit de la estación terrena, de acuerdo con la figura 7, Ω viene dado por

$$\Omega = \frac{Q}{f^2} \int_0^{h_c} H \cos \Theta \operatorname{cosec}(\xi + \epsilon) N db. \quad (2)$$

Para cada punto de recepción, el campo magnético terrestre es un parámetro estable que depende sólo de la elevación y de la distancia a la superficie (o centro) de la tierra; en consecuencia es posible obtener un valor medio integrado a lo largo del trayecto Γ con lo que la ecuación (2) se convierte en

$$\Omega = \frac{Q}{f^2} \bar{H}(h_m, \Gamma) \int_0^{h_t} N db \quad (3)$$

en la que \bar{H} es el valor de H a una cierta altura h_m cuyo valor es en general 400 km y que corresponde a la altura de la capa F_2 de la Ionosfera en la que N toma su valor máximo. En la referencia [16] se encuentran los valores calculados para \bar{H} (Amp-vueltas m^{-1}) para $h_t = 400$ km combinando varios emplazamientos para las estaciones terrenas con distinto azimut y elevación. Los valores de la tabla 2 se obtuvieron al tomar valores extremos del contenido electrónico N . Aquellos valores son a su vez un resumen de una tabla más general [15] que incluye los valores para las principales estaciones terrenas europeas.

Referencias

[1] W. E. Lothaller: System Considerations for European Communications Satellite; IEEE International Conference on Communications, Filadelfia, Junio 1972.
 [2] A. R. Dion, L. J. Ricardi: A variable — Coverage Satellite Antenna System; Proc. IEEE, Vol. 59, N° 2, Febrero 1971.
 [3] M. L. Kales: Elliptically Polarized waves and Antennas; Proc. IRE, Vol. 39, 1951, págs. 544—549.
 [4] E. Laborde: Isolation of a front-fed paraboloid for linear and circular waves; Informe de ITTLS 73-TM-22.10-2.
 [5] E. Laborde: Crosspolarization of Cassegrain Antennas; Informe de ITTLS 73-TM-22.10-11.
 [6] P. A. Watson, J. I. Ghobrial: Off-axis Polarization characteristics of Cassegrainian and Front-fed Paraboloid Antennas; IEEE Trans. AP, Vol. Nov. 1972.
 [7] J. H. Cowan, P. J. Wood: A shaped beam dual polarization antenna for a regional satellite communication system; 1973 European Microwave Conference.
 [8] P. A. Watson, M. Arbabi: Rainfall crosspolarization at microwave frequencies, Proc. IEE, Vol. 120, N° 4, abril 1973, págs. 413—418.
 [9] T. Oguchi: Attenuation of Electromagnetic Waves due to rain with distorted raindrops; Parte I, J. Radio Res. Lab. Japón, Vol. 4, 1960, págs. 467—485.
 [10] T. Oguchi: Attenuation of Electromagnetic Waves due to rain with distorted raindrops, Parte II, J. Radio Res. Lab. Japón, Vol. 11, 1964, págs. 19—44.
 [11] T. Oguchi: Scattering and absorption of a multimeter were due to rain and melting hailstones; 1966, 1e, págs. 141—156.
 [12] M. J. Saunders: Crosspolarization at 18 and 30 GHz due to rain; Proc. IEEE Trans. AP Vol. 19, 1971, págs. 273—277.
 [13] E. Vilar: Microwave depolarization due to rain; Informe de ITTLS 73-TM.22.10-3.

[14] J. A. Morrison, M. J. Cross, T. S. Chu: Rain-induced differential attenuation and differential Phase Shift at Microwave Frequencies; BSTJ, Vol. 52, N° 4, abril 1973.
 [15] E. Vilar: Faraday effects at Microwave frequencies; Informe de ITTLS 73-TM-22.10-9.
 [16] T. Murakami, G. S. Wickizer: Ionospheric Phase Distortion and Faraday Rotation of Radio Waves; RCA Review, Vol. 30, N° 3, 1969, págs. 475—503.
 [17] Polarization tracking; The Bell Telephone Manufacturing Company, Report 7720/EVS/AE/BT233, abril 1973.
 [18] E. Laborde, E. Vilar, A. Vázquez: Linear versus circular polarization; Informe de ITTLS 73-TM-22.2, mayo 1973
 [19] E. Vilar: Aerial Gain Optimization under pointing error conditions; Informe interno de ITTLS 73-TM-22.42, octubre 1973.
 [20] J. W. Strohbehn, S. F. Clifford: Polarization and angle of arrival fluctuations for a plane wave propagated through a turbulent medium; IEEE Trans. AP. 15, mayo 1967.
 [21] R. B. Muchmore, A. D. Wheelon: Line-of-sight Propagation Phenomena; Parte I, Ray treatment, Proc. IRE, octubre 1955, págs. 1437—1449.
 [22] S. I. Ghobrial, P. A. Watson: Crosspolarization during clear weather conditions. Propagation of radio waves at frequencies above 10 GHz, IEEE Conference Proceedings N° 98, abril 1973.
 [23] E. Vilar: Orthomode Transducers and Associated Couplers; Informe interno de ITTLS 73-TM-22.10-7.
 [24] G. W. Ewell, R. P. Zimruess, M. E. Wallace: Antenna Achieves Polarization Agility; Microwave, junio 1970, págs. 56—58.
 [25] E. A. Ohm: Project Echo Receiving System; BSTJ, Vol. 40, N° 4, julio 1961, págs. 1065—1094.
 [26] R. W. Dawson: An experimental Dual Polarization Antenna feed for three Radio Relay Bands; BSTJ, Vol. 36, N° 2, marzo 1957.
 [27] A. J. Lait: Broadband Circular Polarizers; Revista de Marconi, 2º trimestre 1969.
 [28] D. S. Lerner: A Wave Polarization Converter for Circular Polarization; IEEE Trans. AP. enero 1965.
 [29] H. S. Kirschbaum y S. Chen: A Method of Producing Broad-Band Circular Polarization Employing and Anisotropic Dielectric; IRE Trans. MIT, julio 1957.

E. Laborde Torrecilla nació en Madrid, España, en 1939. Después de graduarse como Ingeniero de Telecomunicación por la Universidad Politécnica de Madrid, se incorporó al Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica, S. A., en 1966, y se ocupó del desarrollo de equipos de comunicación de RF. Ha colaborado en varios trabajos para ESRO (European Satellite Research Organization) relacionados con el satélite de Comunicaciones Europeo, y al diseño del sistema TT&C (Telemetry Tracking and Command) para el satélite científico español (INTASAT). Actualmente es Jefe de la División Espacial y de Desarrollos Avanzados de Standard Eléctrica.

E. Vilar Mestre nació en Barcelona, España, en 1939. En 1962 se graduó en Físicas por la Universidad de Barcelona; en 1966 obtuvo el Doctorat Troisième Cycle por la Universidad de París, y en 1972 el Ph. D. por la Universidad de Londres. En enero de 1973 se incorporó a la División Espacial y de Desarrollos Avanzados del Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica, S. A., donde en la actualidad trabaja en proyectos espaciales. Su experiencia profesional comprende trabajos de investigación en el Grupo Ionosférico de CNET (París) y de dirección industrial en una compañía hispano-francesa.

A. Vázquez Quintana nació en Madrid, España, en 1940. Se graduó como Ingeniero de Telecomunicación por la Universidad Politécnica de Madrid, y en 1969 obtuvo el grado de Doctor Ingeniero. Después de dos años como profesor de Mecánica Teórica y Matemáticas en la Universidad de Madrid, se incorporó en 1966 al Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica, S. A., donde comenzó trabajando en el desarrollo de los Sistemas Metaconta 11 C y 11 A, y en 1969 llegó a ser el responsable del Grupo de simulación periférica en tiempo real del sistema Metaconta. Desde 1970, pertenece a la División Espacial, trabajando en la realización de diversas antenas y equipos de RF para el Satélite Científico Español (INTASAT). Fue uno de los colaboradores del Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica, S. A., dentro del consorcio MESH/ITT Europa para el Programa de Estudio del satélite de Comunicaciones Europeo.

Receptores de adquisición de datos y seguimiento terrestre para aplicaciones espaciales

La recepción de señales procedentes de satélites lleva consigo la incorporación de receptores de telemetría y seguimiento para la adquisición de datos y la exacta orientación de la antena.

El artículo describe los principios implicados en estos receptores y da sus principales características.

C. MOENS

K. ROESEMS

Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes, Bélgica

Introducción

La recepción de una señal procedente de un satélite requiere la captura de una frecuencia y el seguimiento en una dirección del espacio.

Además, se necesita una demodulación adecuada para obtener el mensaje de la señal.

Estas dos funciones que constituyen la manipulación de la señal de entrada en un sistema receptor, se realizan separadamente en receptores de seguimiento y telemetría.

El artículo se refiere a una disposición convencional aunque también se muestran algunas realizaciones que envuelven áreas de problemas específicos.

Sistema de autoseguimiento

General

Para obtener el máximo rendimiento de una antena de alta ganancia se necesita una orientación muy exacta hacia la fuente de la señal. La orientación de la antena puede descomponerse en rotaciones angulares respecto de dos ejes. Dependiendo del diseño de la antena, podemos tener ejes X e Y o acimutal y de elevación. Una posibilidad de realizar el seguimiento de un vehículo es el sistema de autoseguimiento monopolso, para el que se necesitan tres señales, es decir, la señal suma (Σ) y dos señales diferencia ΔAC y ΔEL . Estas pueden obtenerse combinando las señales de cuatro antenas adicionales colocadas simétricamente a la principal.

En la figura 1 se representa una disposición típica.

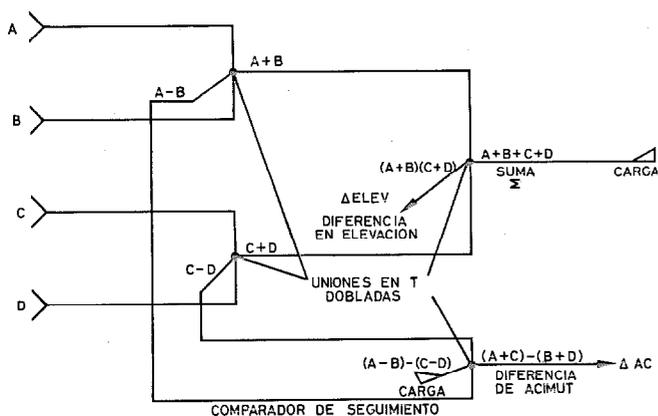


Fig. 1 Disposición típica del circuito combinador que da las señales suma y diferencia.

Las señales ΔAC y ΔEL serán cero cuando el eje de la antena sea ortogonal al frente de onda de entrada, al mismo tiempo que la señal suma es máxima. Una desviación en acimut y elevación da como resultado una señal AC o EL cuya magnitud indica la cuantía del error y cuya fase ($+ \text{ ó } -90^\circ$), en comparación con la de la señal suma, indica la dirección del error (Fig. 2).

Las señales ΔAC , ΔEL y Σ sufren una conversión y se aplican a un receptor de seguimiento de tres canales que genera señales de error de acimut y de elevación compatibles con el sistema de servomecanismo y excitación. Estas señales de error se aplican a un servosistema de posición que acciona la antena hasta que se obtiene el error mínimo (Fig. 3).

Receptor de seguimiento (Fig. 4)

Existen varios tipos de receptores de seguimiento monopolso, diferenciándose principalmente en el número de canales de recepción que comprenden (3, 2 ó 1 canales).

El modelo básico de receptor de seguimiento tiene tres canales de recepción. Los otros, con dos o un canal, utilizan un proceso múltiplex para reducir el número de canales necesarios y se derivan, por tanto, del receptor de seguimiento básico de tres canales. A veces, ofrecen un coste inferior, aunque a expensas de la sensibilidad.

Para obtener las señales de error no es suficiente la simple detección de amplitud ya que no proporciona el signo de los errores. Una detección coherente da no sólo la amplitud sino también el signo del error. Esta detección coherente puede realizarse debido a que existe una relación de fase fija ($+ \text{ ó } -90^\circ$) entre la señal suma y una de las señales diferencia (Fig. 5). La detección coherente es también adecuada para señales que están inmersas en ruido.

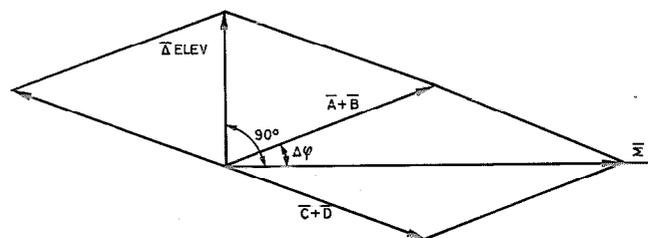


Fig. 2 Diagrama vectorial que muestra la formación de ΔEL .

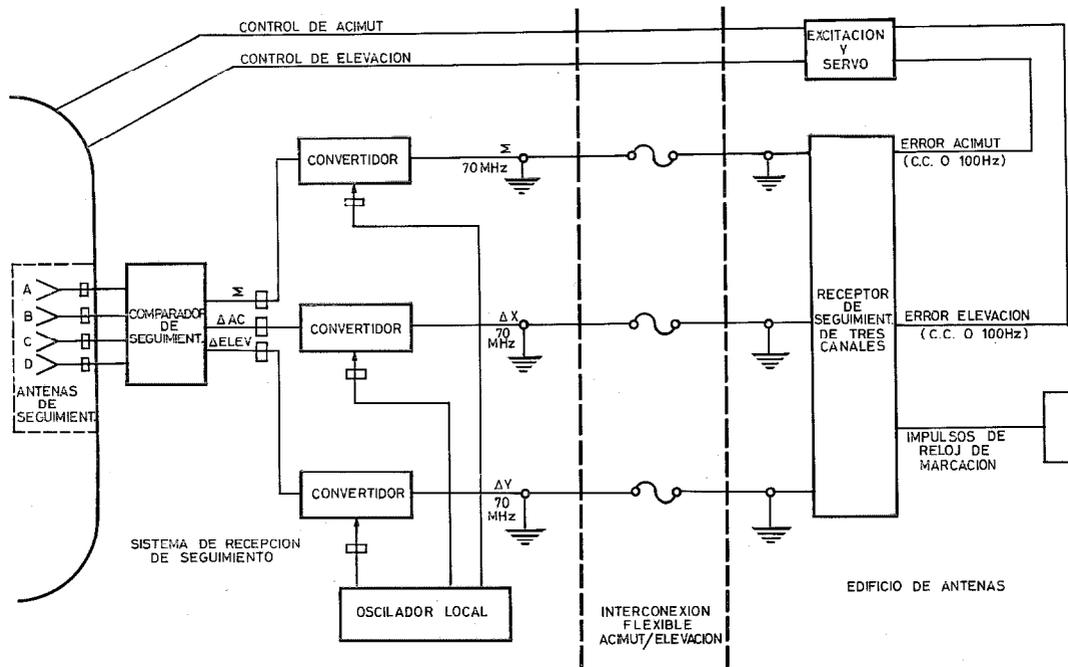


Fig. 3 Diagrama de bloques del sistema de seguimiento.

La señal suma se utiliza para captación de la frecuencia de la señal. El receptor considerado tiene las siguientes características: busca una señal de onda continua en un margen de ± 300 kHz (± 150 kHz automáticamente y ± 150 kHz manualmente), localiza y se sincroniza con la frecuencia de marcación del satélite para una relación de portadora a ruido de hasta 27 dB. Se ha previsto una disposición superheterodina triple en la que se utilizan tres frecuencias intermedias (70 MHz, 4,5 MHz y 500 kHz). Todas las frecuencias de referencia se derivan de un oscilador estable de cristal (interno o externo), Fig. 6.

El modo básico de funcionamiento es un seguimiento con enclavamiento de fase y banda estrecha, que proporciona una sensibilidad esencial en el seguimiento de señales de onda continua o frecuencias portadoras. En este modo de funcionamiento se han pre-

visto un total de cinco bandas para bucles de enclavamiento.

El segundo modo de funcionamiento es el de seguimiento de correlación cruzada. En este modo, el receptor de autoseguimiento tiene la posibilidad de acomodarse a señales moduladas de banda ancha así como a fuentes de ruido, manteniendo todavía su capacidad de seguimiento.

El tercer modo de funcionamiento es el modo de prueba utilizado para alineación de ganancia y fase de los canales.

Circuitería del sistema de captura de señal

Durante la secuencia de captura, el oscilador de cristal controlado por tensión (VCXO, del inglés "voltage controlled crystal oscillator") del bucle de seguimiento, está afectado por dos señales: la salida del detector de fase y la señal de barrido que lleva a la señal al margen de arrastre del bucle. El barrido se genera cerrando un bucle de realimentación positiva

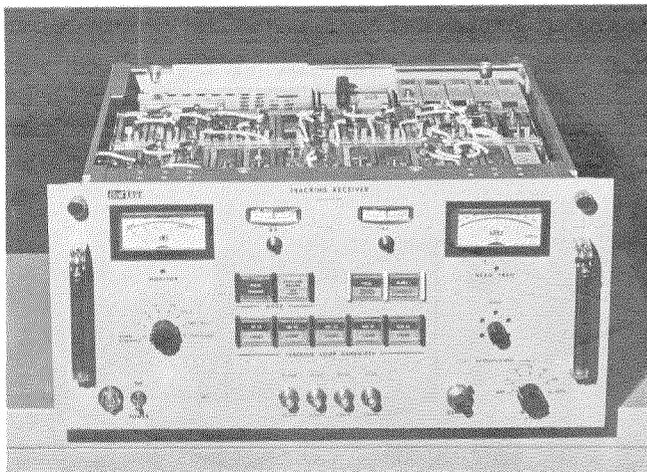


Fig. 4 Receptor de seguimiento.

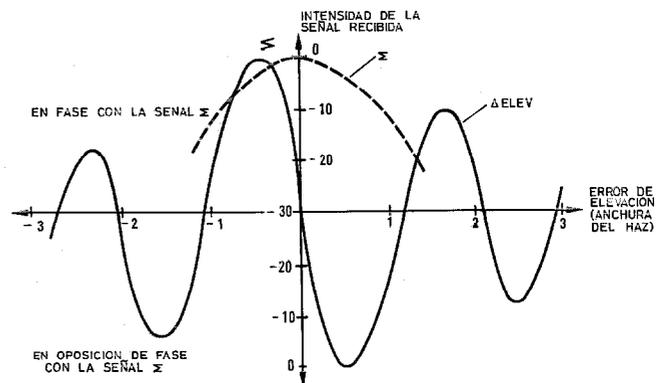


Fig. 5 Detección coherente de una de las señales de error, que permite determinar el signo del error. Señal recibida.

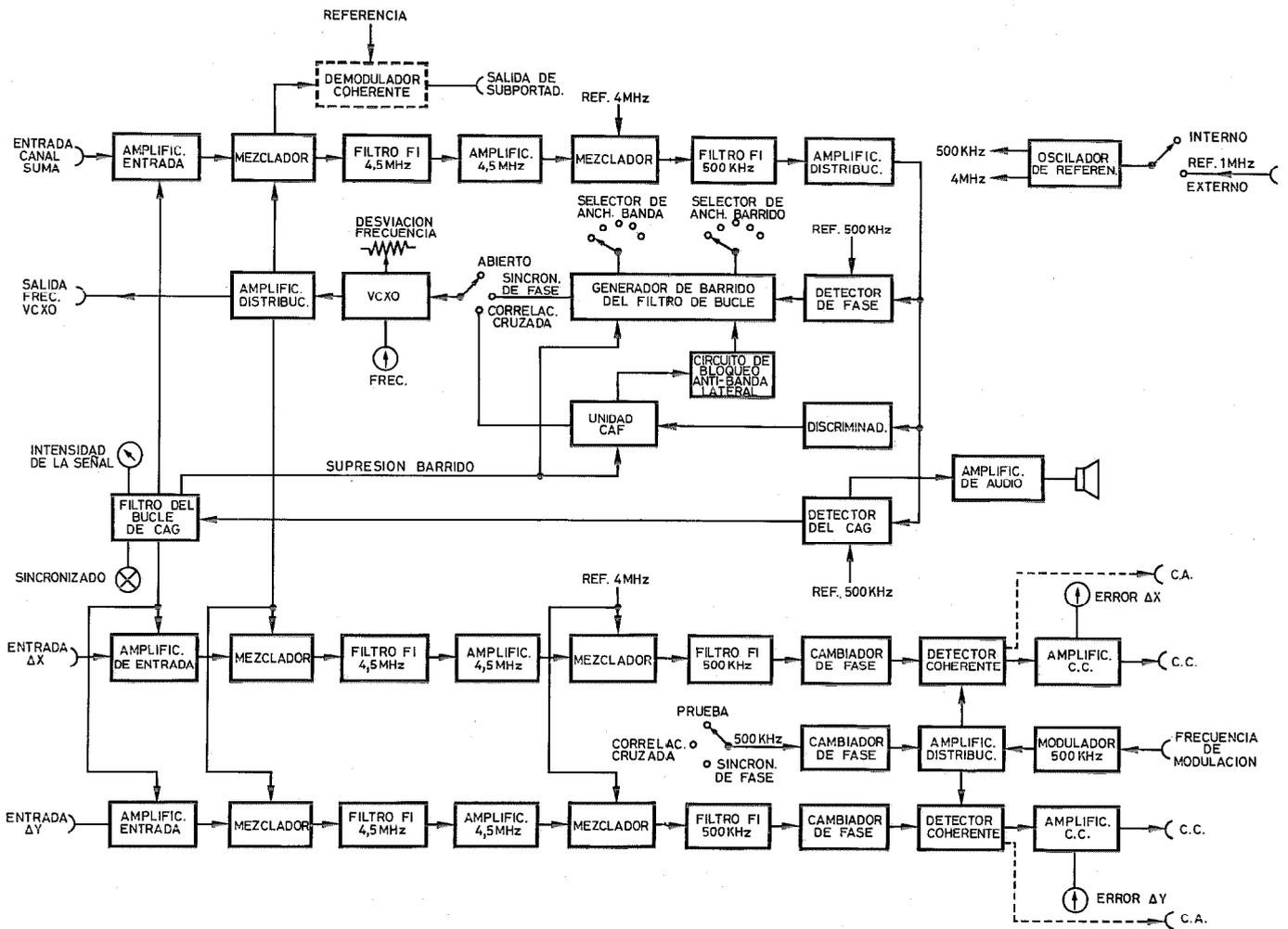


Fig. 6 Diagrama de bloques del receptor de seguimiento.

alrededor del filtro del bucle. Esta realimentación positiva se suprime después o inmediatamente antes de la captura lo que detiene la generación de barrido sin alterar la tensión de control real del VCXO. La velocidad de barrido es función de la anchura de banda del bucle y ordinariamente viene determinada de forma que resulte un error de fase de seguimiento de barrido de 1 radian como máximo.

Después de un cierto tiempo de decisión, se interrumpe la señal de barrido; este control se deriva del detector de correlación. Se obtiene una mejora en el

tiempo de barrido utilizando un circuito de sincronización probable, mediante el cual se interrumpe el barrido si existe una cierta probabilidad de presencia de señal en la anchura de banda del bucle.

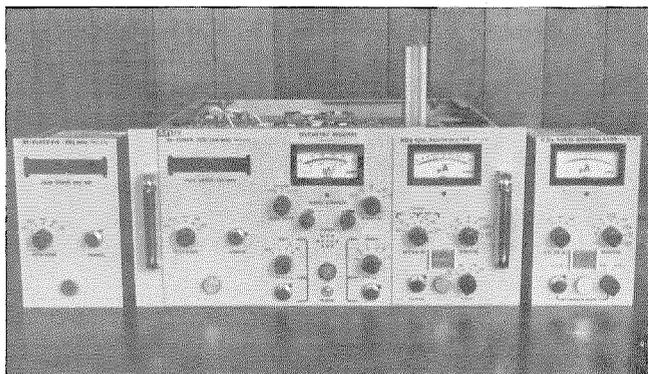


Fig. 7 Receptor de telemetría 136—138 MHz, 215—260 MHz y banda S.

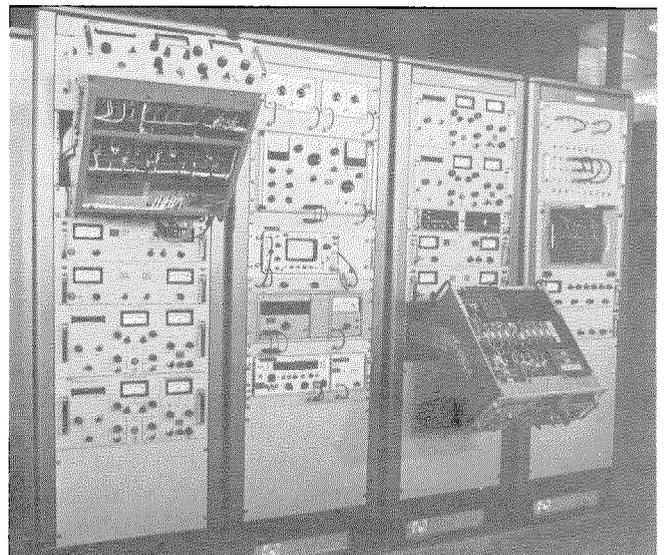


Fig. 8 Equipo receptor de telemetría con facilidades de operación y comprobación (instalado en Fortaleza, Brasil, para CNES).

Receptores de datos

Se obtiene así la siguiente tabla:

B_N	Variación de frecuencia
50 Hz	125 Hz/seg
100 Hz	500 Hz/seg
200 Hz	2 kHz/seg
500 Hz	12 kHz/seg
1000 Hz	50 kHz/seg

B_N es la anchura de banda de ruido del bucle de sincronización de fase.

Otros circuitos, tales como el circuito anti-banda lateral no son diferentes a los utilizados en el receptor de telemetría y se describen más adelante.

Receptor de telemetría (Figs. 7 y 8)

Consideraciones generales

El receptor de telemetría, cuyo esquema de bloques se muestra en la figura 9, realiza la demodulación de portadora de la señal de entrada.

El sintonizador de RF amplifica la señal recibida en un amplificador de bajo ruido y la traslada a 70 MHz. El primer oscilador local puede funcionar en uno de los siguientes modos: osciladores de cristal I y II, oscilador de frecuencia variable u oscilador externo. El sintonizador de RF incorpora un contador de frecuencia que indica la frecuencia de entrada. La señal de FI de 70 MHz se lleva luego a través de un filtro de 70 MHz que reduce las respuestas espúreas del receptor, a un amplificador con C. A. G. y a un mezclador que la traslada a 10,7 MHz. El oscilador local puede ser un VCXO de 80,7 MHz, un VCXO de 80,7 MHz con control automático de fase (en demodulación coherente), un VCO de 80,7 MHz con control automático de frecuencia (en demodulación no coherente), o un oscilador externo.

La señal de FI de 10,7 MHz se aplica a un amplificador con CAG de 10,7 MHz y a un amplificador de distribución, a través de un filtro de FI de 10,7 MHz con una anchura de banda seleccionable de 30, 50, 150 ó 500 kHz.

Los 10,7 MHz procedentes del amplificador de distribución pueden llevarse a un demodulador de fase coherente o a un demodulador no coherente.

Ambas unidades son intercambiables. La primera proporciona demodulación coherente de fase de la señal de FI y comprende el modo de funcionamiento con control automático de fase, la anchura de banda de cuyo bucle puede seleccionarse entre 30 Hz, 100 Hz y 300 Hz.

Puede utilizarse un circuito de captación anti-banda lateral para evitar el enganche en las bandas laterales.

La unidad no coherente proporciona demodulación no coherente de amplitud, frecuencia y fase de la señal de FI y comprende el modo de funcionamiento con control automático de frecuencia.

La señal de salida de la unidad de demodulación se filtra en un filtro paso bajo seleccionable hasta 15 kHz, 30 kHz, 60 kHz, 90 kHz, 150 kHz ó 250 kHz

y se aplica a un amplificador de video con control de nivel.

Circuitos de captación

Bucle de control automático de fase

La señal de FI de 10,7 MHz se compara en un detector de fase y en un detector de correlación con la señal de referencia de 10,7 MHz procedente de un oscilador de cristal.

El voltaje de salida de error de fase procedente del detector de fase, se lleva al segundo oscilador local, un VCXO de 80,7 MHz, a través de un filtro de bucle, con lo que se obtiene un control automático de fase de la señal de FI de 10,7 MHz.

Captura de la señal y enclavamiento de fase

La señal de salida del detector de correlación se lleva a un circuito de umbral de enclavamiento probable de fase a través de un filtro paso bajo adaptado a la anchura de banda del bucle. La probabilidad de que los picos de ruido excedan el umbral aumenta si se encuentra presente una señal dentro del margen de arrastre automático del bucle.

El barrido se detiene durante el tiempo en que la salida del detector de correlación excede al umbral, lo que permite el arrastre automático por el bucle de enclavamiento de fase.

La decisión de "enclavamiento de fase" se toma cuando se excede al umbral más del 70% del tiempo.

Captura de señal anti-banda lateral (ABL)

El circuito de captura anti-banda lateral da un impulso ABL en caso de que la captura se produzca en una banda lateral.

Este impulso ABL desengancha el bucle ya que repone a cero el circuito final de umbral de enclavamiento de fase, acciona al circuito de barrido y desconecta el detector de fase y el detector de correlación durante un tiempo predeterminado correspondiente a un barrido de 500 Hz del oscilador VCXO de 80,7 MHz.

La captura de la banda lateral se detecta mediante un discriminador de MF cuya señal de salida es proporcional a la desviación de la portadora respecto al centro del discriminador.

Esta señal de salida se lleva a un circuito de umbral bipolar, a través de un filtro paso bajo. La señal de salida del circuito de umbral bipolar indica si la señal capturada excede en una desviación de frecuencia $\pm \Delta f$ respecto al centro del discriminador.

La decisión e indicación del sentido de captura de banda lateral dura, aproximadamente, de 0,2 a 0,3 segundos y queda claramente realizada antes de que se indique el enclavamiento de fase final.

La señal de decisión de enganche muestrea la señal de condición ABL y genera un impulso que desbloquea de nuevo el bucle si se hubiese realizado la captura en una banda lateral.

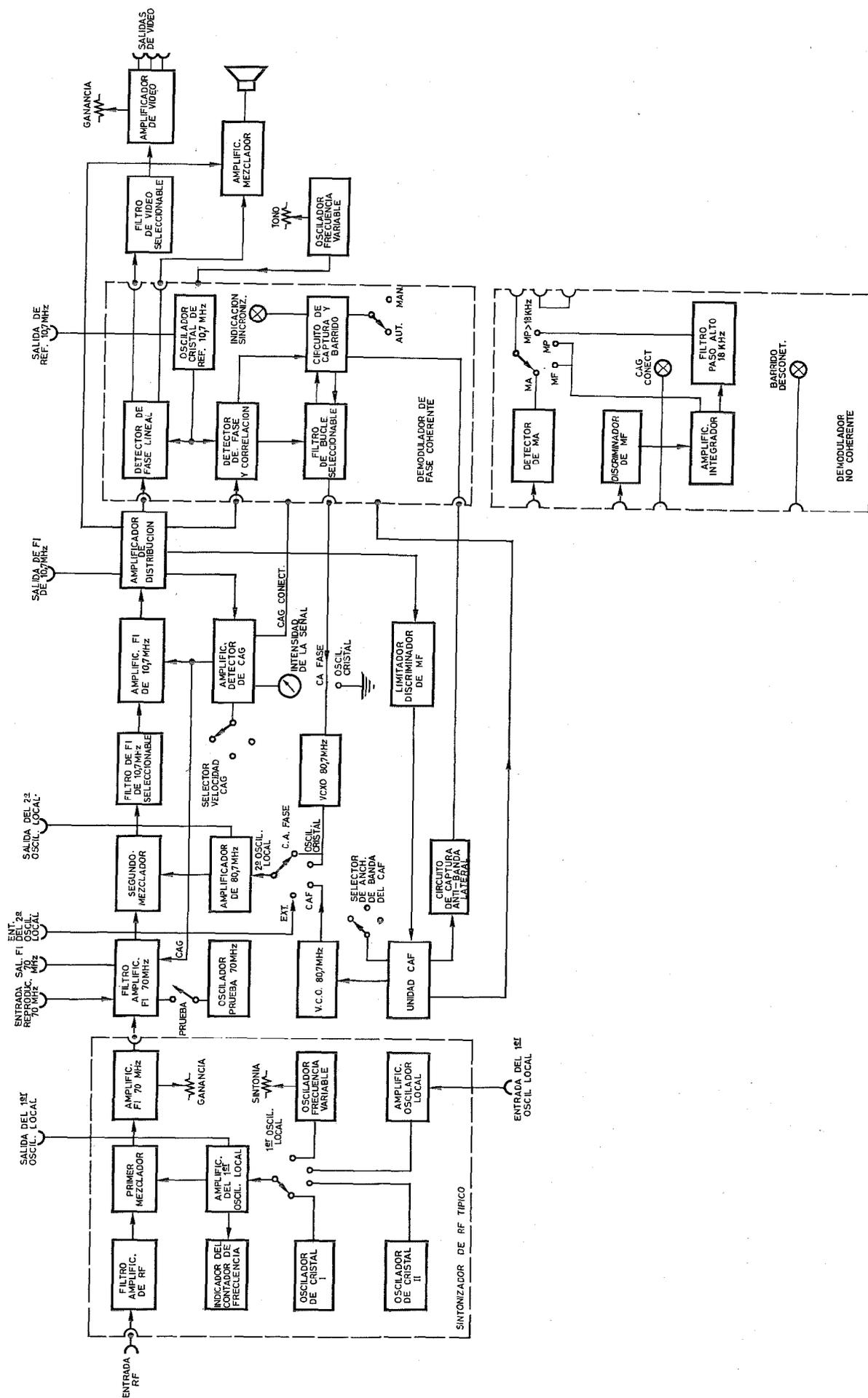


Fig. 9 Diagrama de bloques. Receptor de telemetría.

Bucle de control automático de frecuencia

La señal de FI de 10,7 MHz se lleva a un discriminador de MF. La selección del discriminador adecuado se realiza mediante el selector IF-BW-kHz (frecuencia intermedia-anchura de banda-kHz).

El voltaje de salida de error de frecuencia del discriminador se aplica al segundo oscilador local, un VCO de 80,7 MHz, a través de un amplificador de CC y un filtro de bucle, con lo que se obtiene un control automático de frecuencia de la señal de FI de 10,7 MHz.

Indicación de captura de la señal y enclavamiento de fase

Un detector cadencial, conectado a la salida del filtro de bucle, enciende el indicador SWEEP OFF (barrido desconectado) cuando el voltaje de CAF no varía.

Una indicación final de captura viene dada por el circuito de umbral del CAG que enciende el indicador AGC ON (CAG conectado) cuando el voltaje del CAG excede un nivel de umbral ajustado en fábrica correspondiente a la anchura de banda de FI; además, el circuito de umbral del CAG desconecta la salida de barrido del filtro de bucle (Fig. 10).

Demodulación de portadora

En el modo de funcionamiento con control automático de fase, la demodulación de portadora se rea-

liza separadamente mediante un detector de fase lineal en lugar de utilizar la salida del detector de fase del bucle de seguimiento.

Principio de funcionamiento

El margen de un detector de fase convencional puede extenderse mediante compresión de la desviación de fase de la señal de entrada.

Esto se puede realizar añadiendo una cierta cantidad de señal de referencia a la señal, seguida de limitación de amplitud.

Como se ve en el diagrama vectorial de la figura 8, la excursión de fase de la señal S'' es más pequeña que la excursión de fase de entrada.

Llamando $m = S/R'$, se obtiene $\alpha = f(\Phi, m)$. Elijiendo adecuadamente m , la función $\alpha = f(\Phi, m)$ puede compensar más o menos la respuesta senoidal del detector de fase.

En la figura 11, se muestra la disposición completa del circuito que se comporta como un detector de fase lineal con un margen monótono de 300° .

Respuesta del detector de fase para intensidad igual de la señal de referencia y de la señal recibida. Ver figuras 12 y 13

$$V_{\text{salida}} = |A| - |B| = \sqrt{R^2 + S^2 + 2RS \cos \theta} - \sqrt{R^2 + S^2 - 2RS \cos \theta}$$

Se puede demostrar que si $R \gg S$, $V_{\text{sal.}} = 2S \cos \theta$
o si $S \gg R$, $V_{\text{sal.}} = 2R \cos \theta$.

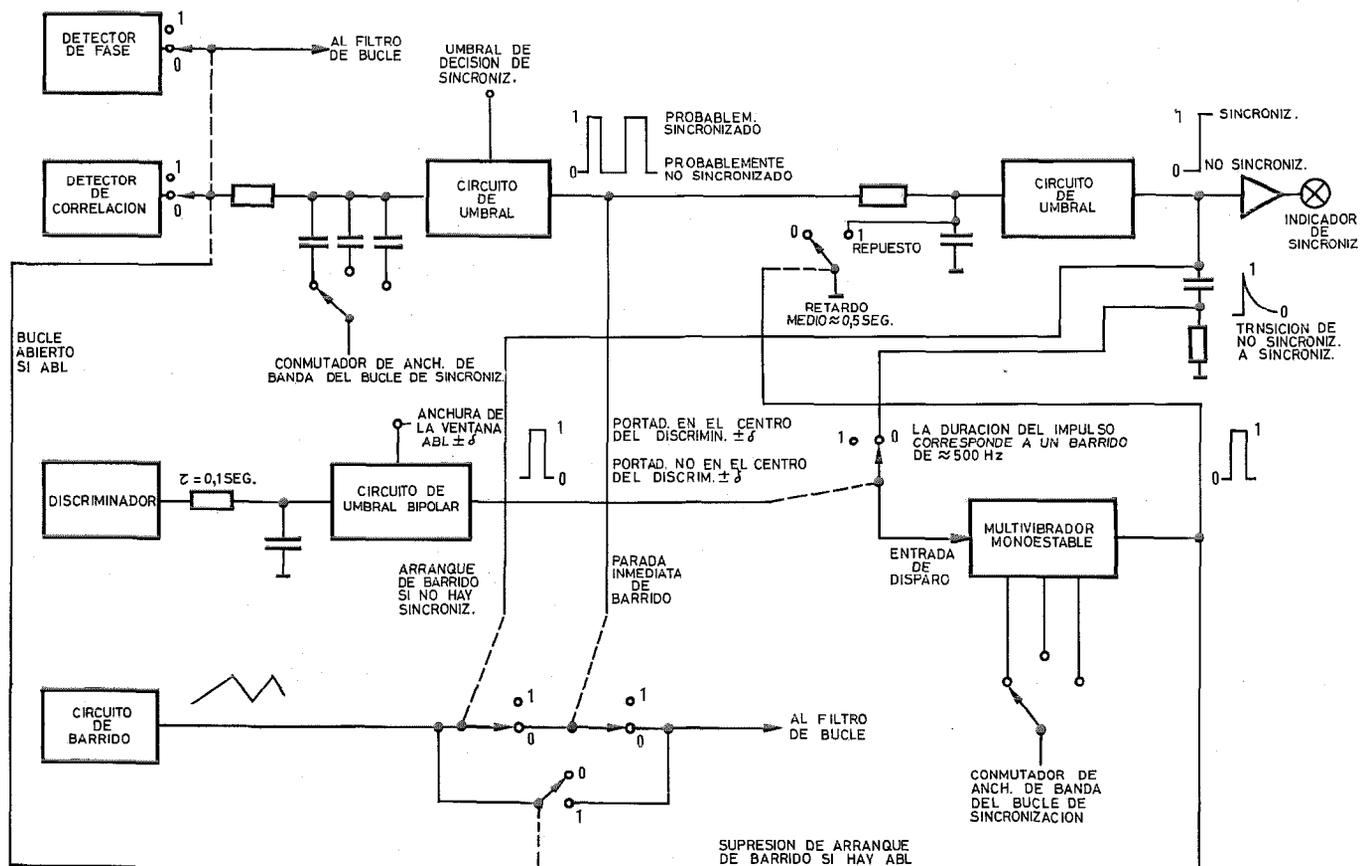


Fig. 10 Circuitos de captura y anti-banda lateral.

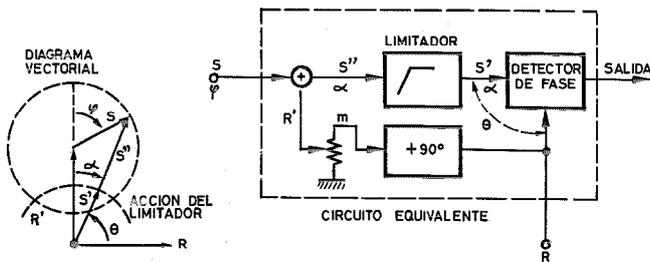


Fig. 11 Detector de fase lineal.

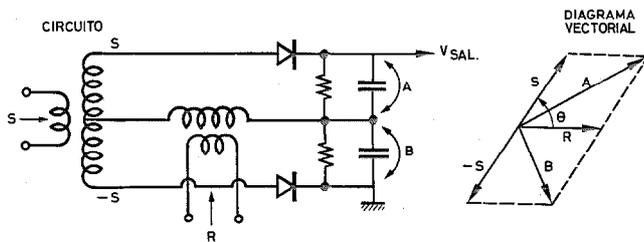


Fig. 12 Detector de fase.

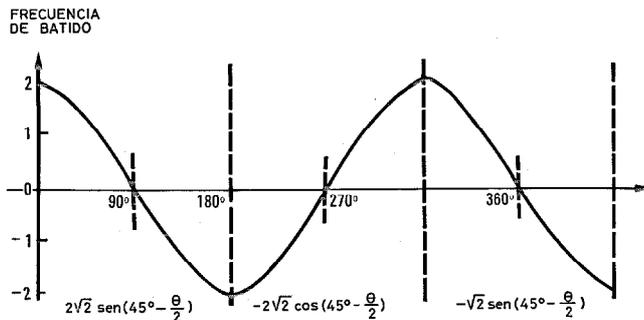


Fig. 13 Salida del detector de fase.

Si $R = S = 1$ tenemos

$$|A| - |B| = |\sqrt{2 + 2 \cos \theta}| - |\sqrt{2 - 2 \cos \theta}| = 2 \left(\left| \cos \frac{\theta}{2} \right| - \left| \sin \frac{\theta}{2} \right| \right)$$

Para simplificar esta expresión tenemos que considerar 4 casos:

- 1) $0 < \frac{\theta}{2} < 90^\circ$ $V_{sal.} = 2\sqrt{2} \sin\left(45^\circ - \frac{\theta}{2}\right)$
- 2) $90^\circ < \frac{\theta}{2} < 180^\circ$ $V_{sal.} = 2\sqrt{2} \cos\left(45^\circ - \frac{\theta}{2}\right)$
- 3) $180^\circ < \frac{\theta}{2} < 270^\circ$ $V_{sal.} = -2\sqrt{2} \sin\left(45^\circ - \frac{\theta}{2}\right)$
- 4) $270^\circ < \frac{\theta}{2} < 360^\circ$ $V_{sal.} = 2\sqrt{2} \cos\left(45^\circ - \frac{\theta}{2}\right)$

La representación gráfica de estas ecuaciones nos da la curva de frecuencia de batido del detector de fase.

De las anteriores consideraciones y de la figura 13 puede deducirse que la condición para máxima linealidad se obtiene para $S = R$.

Respuesta del sistema detector de fase completo

Se supone:

$$\begin{aligned} S' &= R \\ \frac{S}{R'} &= m. \end{aligned}$$

Del diagrama vectorial se obtiene:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \alpha &= \frac{m \operatorname{sen} \Phi}{1 + m \operatorname{cos} \Phi} \\ \alpha &= \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{m \operatorname{sen} \Phi}{1 + m \operatorname{cos} \Phi} \quad \theta = 90^\circ - \alpha. \end{aligned}$$

Suponiendo que $m < 1$, se tiene:

$$0 < \theta < 180^\circ$$

y

$$V_{sal.} = 2\sqrt{2} \operatorname{sen} \left(45^\circ - \frac{\theta}{2} \right)$$

$$V_{sal.} = 2\sqrt{2} \operatorname{sen} \left[45^\circ - \frac{1}{2} \left(90^\circ - \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{m \operatorname{sen} \Phi}{1 + m \operatorname{cos} \Phi} \right) \right]$$

$$V_{sal.} = 2 \sqrt{2} \operatorname{sen} \frac{1}{2} \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{m \operatorname{sen} \Phi}{1 + m \operatorname{cos} \Phi}$$

Si $m > 1$ θ se hace:

$$360^\circ > \theta > 180^\circ.$$

Esto sucede si $|\Phi| < 180^\circ - \operatorname{arc} \operatorname{cos} \frac{1}{m}$

Para $|\Phi| > \Phi_{\max}$ la fórmula obtenida ya no es válida.

Para diferentes valores de m , pueden calcularse diferentes curvas. Estas curvas se muestran en la figura 14.

De estas curvas deducimos que la máxima linealidad se obtiene para el valor óptimo de $m = 1,1$.

Resultados de prueba

La figura 15 representa $V_{sal.}$ en función de Φ , del detector de fase lineal de 500 kHz para

- a) $S/N = +35$ dB y anchura de banda 20 kHz.
- b) $S/N = +6$ dB y anchura de banda 20 kHz
- c) $S/N = +3$ dB y anchura de banda 20 kHz
- d) $S/N = 0$ dB y anchura de banda de 20 kHz
- e) $S/N = -3$ dB y anchura de banda 20 kHz
- f) $S/N = -6$ dB y anchura de banda 20 kHz.

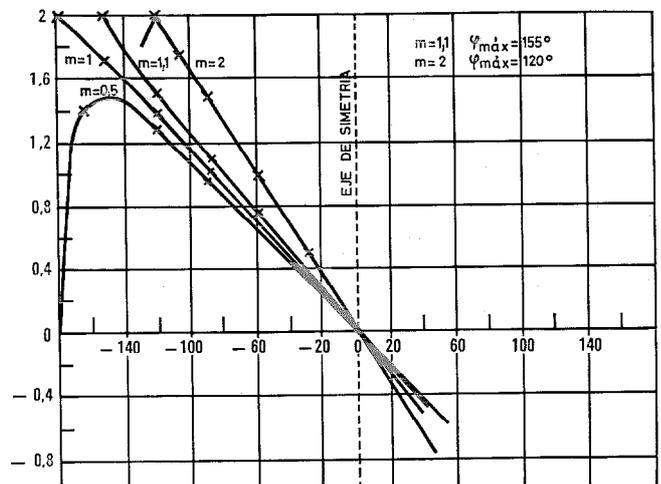


Fig. 14 Curvas de respuesta del detector de fase.

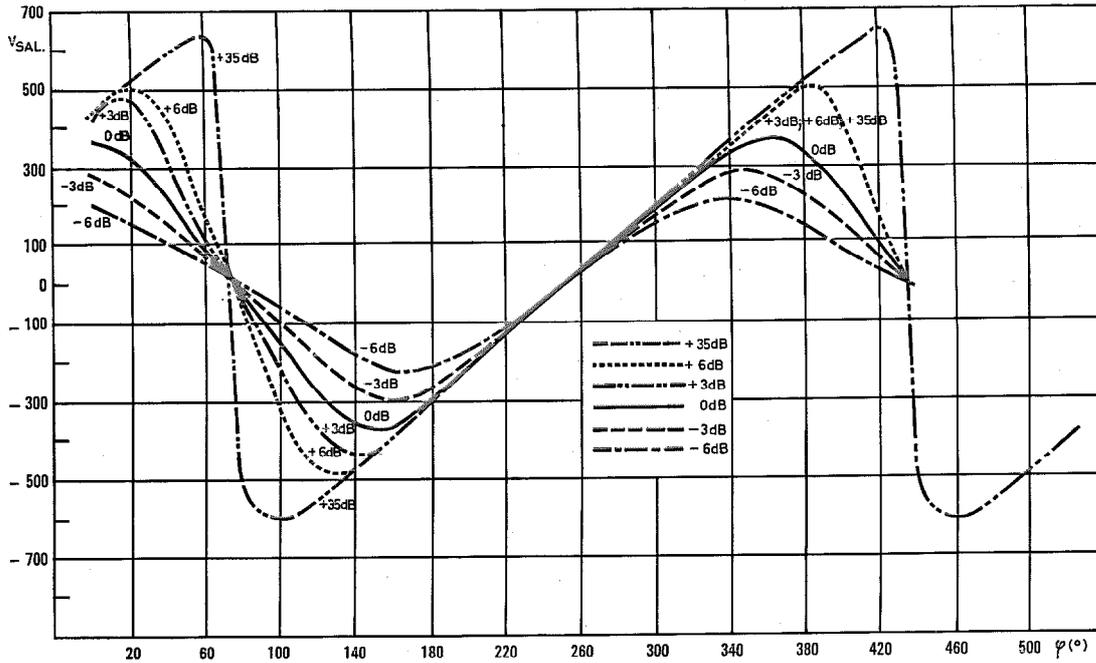


Fig. 15 Detector de fase lineal 500 kHz — 10,7 MHz.

Nota: La desviación de fase Φ se ha obtenido mediante una línea de retardo.

La influencia de la relación S/N en la curva de respuesta se debe a la supresión de señal en el limitador incorporado que repercute en la variación del parámetro $m = \frac{S}{R'}$.

Combinadores

El receptor de telemetría está bien adaptado para la aplicación de la técnica combinadora antes y después de la detección, para contrarrestar los efectos del desvanecimiento de la señal.

La combinación antes de la detección proporciona, además, cierta extensión del umbral y la posibilidad de utilizar la anchura de banda de FI óptima en el modo de reproducción. La razón principal de utilizar técnicas combinadoras es evitar picos profundos de desvanecimiento en la señal de salida. En el combinador posterior a la detección (que es algo más fácil de realizar) las salidas de dos receptores de telemetría se combinan de acuerdo con un factor de ponderación que depende de la relación S/N de cada señal. En lo que sigue, se discute el combinador posterior a la detección.

Las consideraciones que se dan a continuación son válidas para dos receptores idénticos, que trabajan por encima del umbral y dan dos señales de salida S_1 y S_2 de igual intensidad y fase pero de diferente relación S/N . Se supone que el ruido en ambos canales es no correlacionado.

La ganancia del receptor es una función logarítmica del voltaje del CAG y puede expresarse en dB en la forma $A_0 - kV_1$ ó $A_0 - kV_2$.

Mejoras en la relación S/N

	Receptor 1	Receptor 2
Señales de entrada al receptor (voltios efic.)	s_1	s_2
Ruido de entrada equivalente del receptor (voltios efic.)	n	n
Señales de salida del receptor (voltios efic.)	$S_1 = \sqrt{S^2 + N_1^2}$	$S_2 = \sqrt{S^2 + N_2^2}$
Ganancia del receptor	$\frac{S}{s_1}$	$\frac{S}{s_2}$
Ruido de salida del receptor (voltios efic.)	$N_1 = n \frac{S}{s_1}$	$N_2 = n \frac{S}{s_2}$

El combinador amplifica las señales de salida del receptor con los factores de ponderación A y B .

La definición de combinador de relación óptima significa, además, que

$$\frac{A}{B} = \left(\frac{s_1/n}{s_2/n} \right)^2 = \left(\frac{s_1}{s_2} \right)^2$$

Se tiene:

$$S_{sal.} = (A + B) S \text{ y } N_{sal.} = \sqrt{(AN_1)^2 + (BN_2)^2}$$

La relación S/N de salida puede, pues, escribirse como sigue:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{sal.} = \frac{S(A + B)}{\sqrt{A^2 N_1^2 + B^2 N_2^2}}$$

En términos de señales de entrada, esto conduce a:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{sal.} = \frac{\left(\frac{s_1}{s_2} \right)^2 + 1}{\frac{n}{s_2} \sqrt{\frac{s_1^2}{s_2^2} + 1}}$$

La mejora de S/N con relación a $\frac{S_2}{N_2}$ es:

$$\frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{sal.}}}{\left(\frac{S_2}{N_2}\right)} = \frac{\left(\frac{s_1}{s_2}\right)^2 + 1}{\sqrt{\left(\frac{s_1}{s_2}\right)^2 + 1}} \quad \text{Si } s_2 > s_1.$$

En la figura 16 se muestra la gráfica de esta función.

Ley de atenuación óptima de los atenuadores controlados por tensión

Consideramos la disposición que se muestra en la figura 17.

La definición de combinador de relación óptima significa que:

$$\frac{A}{B} = \left(\frac{s_1}{s_2}\right)^2 = \left[\frac{\frac{S}{G_1}}{\frac{S}{G_2}}\right]^2 = \left(\frac{G_2}{G_1}\right)^2$$

donde: $20 \log G_1 = A_0 - kV_1$
 $20 \log G_2 = A_0 - kV_2$.

Expresando los factores de ponderación A y B en dB como \bar{A} y \bar{B} , se obtiene:

$$20 \log \frac{A}{B} = 40 \log \frac{G_2}{G_1}$$

$$20 \log A - 20 \log B = 40 \log G_2 - 40 \log G_1$$

$$\bar{A} - \bar{B} = (2 A_0 - 2 kV_2) - (2 A_0 - 2 kV_1)$$

$$\bar{A} - \bar{B} = 2 kV_1 - 2 kV_2$$

La disposición de la figura 17 tiene que cumplir esta condición para tener la combinación de valoración óptima.

Por conveniencia práctica, utilizaremos dos atenuadores idénticos que dan la misma característica de atenuación en función de la tensión aplicada ΔV o $A(\Delta V) = B(\Delta V)$.

Otro requisito es que la intensidad de la señal de salida del combinador permanezca constante.

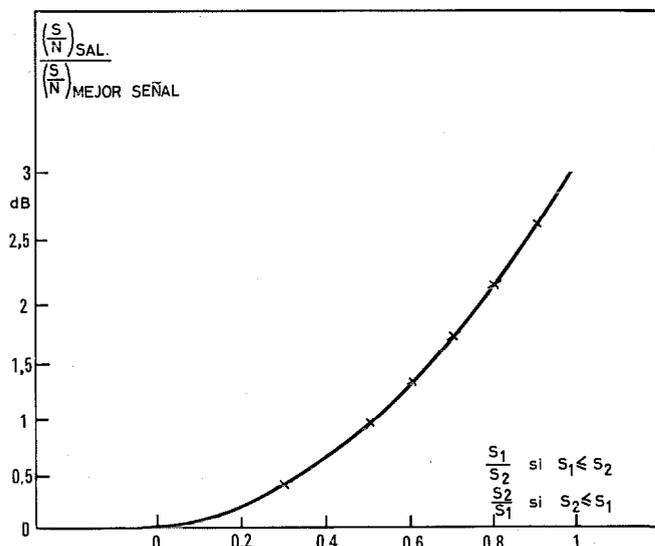


Fig. 16 Mejora de la S/N del combinador posterior a la detección.

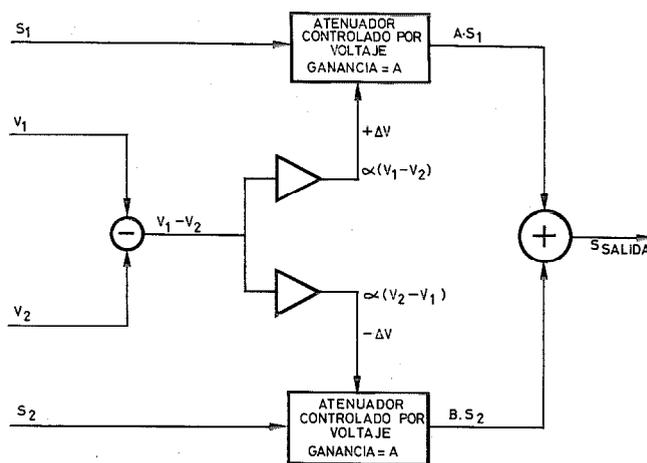


Fig. 17 Diagrama simplificado del combinador posterior a la detección.

$$S_{\text{sal.}} = [A(\Delta V) + B(-\Delta V)] S$$

puesto que $A(\Delta V) = B(-\Delta V)$.

Se obtiene como condición para salida constante:

$$A(\Delta v) + A(-\Delta v) = \beta.$$

Estas dos ecuaciones permiten calcular la característica de atenuación requerida. Esto puede hacerse como sigue:

$$20 \log \frac{A}{B} = 2 kV_1 - 2 kV_2 = \frac{2k}{\alpha} \Delta v$$

$$\frac{A(\Delta v)}{B(-\Delta v)} = e^{\gamma \Delta v}$$

$$A(\Delta v) = e^{\gamma \Delta v} A(-\Delta v).$$

Puesto que $A(\Delta v) + A(-\Delta v) = \beta$ se tiene:

$$A(-\Delta v) = \frac{\beta}{1 + e^{\gamma \Delta v}}$$

Esta ecuación se representa en la figura 18.

En la figura 19 se muestra la mejora resultante en la relación señal a ruido, que es un resultado obtenido en la práctica.

Conclusión

El diseño de receptores de telemetría y de seguimiento monoimpulso envuelve técnicas y principios conocidos.

Las mejoras en sus características funcionales están relacionadas con algunas áreas específicas que aún no han sido optimizadas, y todavía presentan algunas dificultades técnicas y prácticas.

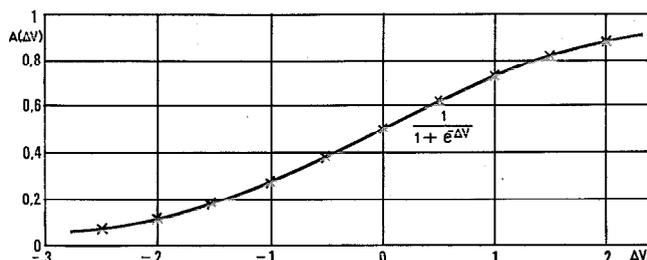


Fig. 18 Ley de atenuación óptima de los A.C.V.

Receptores de datos

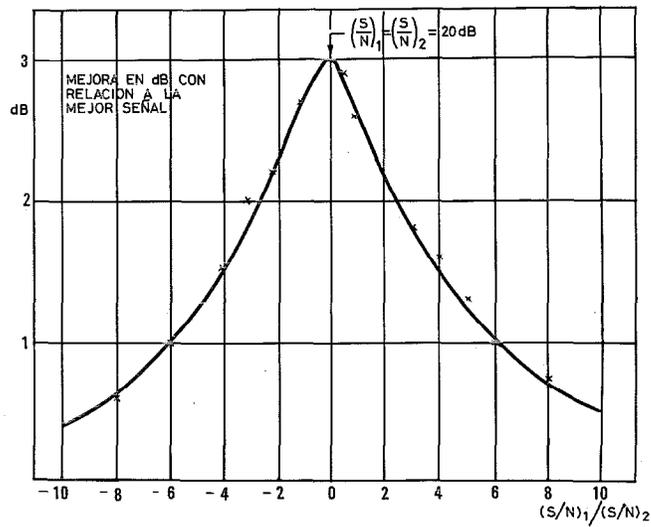


Fig. 19 Mejora en la relación señal/ruido que se obtiene en la práctica.

Las principales áreas susceptibles de mejora son:

- lograr coherencia de fase entre los canales suma y diferencia del receptor de seguimiento, sobre una amplia banda de frecuencias de entrada, sin necesidad de ajustes;

- lograr una rápida captura de los bucles de enclavamiento de fase de banda estrecha;
- evitar captura en las bandas laterales generadas por la modulación de telemetría;
- demodulación de fase lineal.

Se han presentado algunos diseños específicos que han permitido mejorar las características en estos campos críticos.

K. Roesems nació en 1936. Después de obtener el grado de Ingeniero en Electrónica, ingresó en BTM en 1963. Inicialmente, contribuyó en el complejo de seguimiento ELDO para GOVE, Australia, como ingeniero de circuitos. Luego pasó a ingeniería de sistemas en sistemas de seguimiento donde se ocupó del desarrollo y pruebas del equipo receptor de telemetría y seguimiento para estaciones terrestres militares, civiles y para Intelsat.

C. Moens nació en 1942. Después de obtener el grado de Ingeniero en Electrónica, ingresó en BTM en 1964 como ingeniero del Departamento de sistemas militares y del espacio, relacionado con el desarrollo e ingeniería de sistemas de equipos de telemetría, seguimiento y control. Recientemente, contribuyó como ingeniero de sistemas y circuitos en el diseño y desarrollo del equipo receptor de un interferómetro de VHF para DFVLR.

Una de las principales ventajas de utilizar satélites como repetidores de señales hacia tierra, es la extensa área del globo que puede alcanzarse desde un satélite. El único requisito es tener un enlace mediante satélite entre dos centros de gran tráfico y que ambos centros puedan ser vistos por el mismo satélite. Siempre que una comunicación de larga distancia resulte difícil debido a las limitaciones de HF, microondas y radioenlaces troposféricos, o a la falta de posibilidad de comunicaciones por cable, la comunicación mediante satélite es la única solución. Varios artículos de esta sección describen y se ocupan de este tema.

Un área más especializada es la de las comunicaciones móviles, por ejemplo, entre barcos y estaciones costeras. La naturaleza móvil de las comunicaciones marítimas y las comunicaciones de larga distancia por radio HF experimentan cortes y limitaciones de anchura de banda. Dos artículos se ocupan del problema marítimo, uno trata del coste de un sistema de comunicaciones marítimas y el segundo describe los conceptos básicos de un sistema de esta clase.

Para distancias más cortas, dentro de Europa, puede verse que un sistema de comunicaciones mediante satélite puede también resultar ventajoso en comparación con los sistemas convencionales. En la posibilidad de que un solo satélite pueda dar servicio a muchas estaciones terrestres, resulta factible que el encaminamiento a través del satélite pueda hacerse de acuerdo con los requisitos instantáneos de tráfico. Además de las comunicaciones punto a punto, pueden también hacerse eficientemente, mediante satélites, la distribución de TV y la radiodifusión. En este último caso, puede resultar ventajoso utilizar codificación digital para mejorar la calidad de la señal y ahorrar energía en el satélite. Cada uno de estos conceptos se describe en artículos de esta sección.

Con esta rápida ojeada a los sistemas de satélites del futuro, resulta evidente que los satélites constituirán un enlace vital para el servicio de la humanidad, tanto en los países desarrollados como en los subdesarrollados.

James H. Van Horn

Sistema europeo de comunicaciones mediante satélites

Se ha proyectado un sistema de satélite regional europeo para suministrar en la década de los 80 comunicaciones de televisión y telefonía de larga distancia. STL y otras compañías de ITTE han estado estrechamente ligadas a la planificación de este sistema.

O. G. WILLIAMS

Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Reino Unido

S. E. DINWIDDY

Antes en Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Reino Unido

Introducción

La Organización Europea de Investigación del Espacio (ESRO, de European Space Research Organization) formada en 1964, estuvo en sus primeros años fundamentalmente interesada en satélites científicos y en cohetes de sondeo, y los siete satélites científicos lanzados por ESRO han puesto en órbita cincuenta experimentos con participación de veinte instituciones de investigación de nueve países. Más recientemente, ESRO ha ampliado su actividad para incluir varios programas independientes de satélites en aplicaciones que abarcan comunicaciones de banda ancha, radiodifusión, meteorología, además de participar en el programa de lanzamientos espaciales de la NASA.

El Sistema propuesto de Satélite para Comunicaciones Europeas (ECS, de European Communications Satellite) se ha diseñado para suplementar la red de telecomunicaciones europeas de radioenlaces y cables con enlaces mediante satélite. Hacia 1980, la mitad del tráfico europeo telefónico y de telex de larga distancia y todos los programas de Televisión de Eurovisión se podrán transmitir mediante un solo satélite.

La utilización de un satélite para distribución de televisión ha sido estudiada por ESRO y EBU (European Broadcasting Union) durante varios años. En 1969 la Conferencia Espacial Europea, ESRO y CEPT (European Conference of Post and Telecommunication Administrations) recibieron el encargo de estudiar una aplicación similar para la red telefónica (Ref. 2).

En 1971, ESRO gestionó tres consorcios internacionales de compañías de comunicaciones e industrias aeroespaciales para la realización de tres estudios independientes del Sistema ECS. STL dirigió en este estudio un grupo de compañías de ITTE, en asociación con el consorcio aeroespacial MESH*.

En este estudio se propusieron nuevas técnicas que incluyen la adopción de las bandas superiores de frecuencia y la posibilidad de transmisión digital.

Antes de que se construya el ECS operacional, se lanzará, en 1977, un Satélite de Pruebas Orbital (OTS, de Orbital Test Satellite) más pequeño, que se utilizará para probar estas nuevas técnicas.

Los estudios del Programa ECS que forman el objeto de este artículo son:

— Estudio esquemático del Sistema ECS.

— Un estudio de Técnicas avanzadas de comunicaciones para el Sistema ECS.

— Estudio del Sistema de Telecomunicación del ECS, Trabajo A, un estudio del Sistema de base.

Estudio esquemático del sistema ECS

Este estudio (llamado Fase Cero) produjo diseños para el satélite y el sistema de comunicaciones incorporado al satélite y a las estaciones terrestres para el Satélite de Comunicaciones Europeas.

Capacidad del Satélite

El sistema del satélite ha de cursar, hacia 1990, la mitad del tráfico telefónico europeo, estimado en 19.000 circuitos de doble vía sobre 134 rutas entre veintidos centros distribuidos en diecinueve países mas dos canales de televisión (ver figura 1).

Se examinaron diversas técnicas para reducir el número necesario de canales de transmisión del satélite. Se encontró que era ineficaz la asignación sobre demanda, que permite tratar rutas de tráfico independientes como un solo bloque de tráfico, ya que la mayor parte del mismo estaba concentrado en unas pocas rutas muy cargadas. Se encontró más efectiva la interpolación de canales que aprovecha las pausas en la conversación para permitir dar servicio a cierto número de usuarios con una cantidad menor de canales, lo que permite reducir casi a la mitad los requisitos de capacidad del satélite, para 20.200 canales unidireccionales.

Parámetros del satélite

El satélite utilizará la banda de 14,00 a 14,50 GHz para el enlace ascendente y las bandas de 10,95—11,20 GHz y 11,45—11,70 GHz para el enlace de bajada, con una anchura de banda asignada de 500 MHz. Se estudiaron diversos métodos para hacer el mejor uso de esta anchura de banda. Uno es la reutilización de la anchura de banda mediante antenas de "haz puntual" es decir de abertura de haz estrecha, dirigidas hacia áreas ampliamente separadas; este plan trabaja bien con los satélites de Intelsat que tienen antenas de haz puntual dirigidas a regiones continentales situadas en lados opuestos de los océanos, pero que no se adapta bien a Europa donde el tráfico está concentrado hacia un área central única. Una técnica que, sin embargo, se recomendó a pesar de las incertidumbres con respecto a la calidad que pudiera ob-

* Engins Matra (Francia), Erno (Alemania Occ.), Saab-Scania (Suecia), Hawker Siddeley Dynamics (Inglaterra).

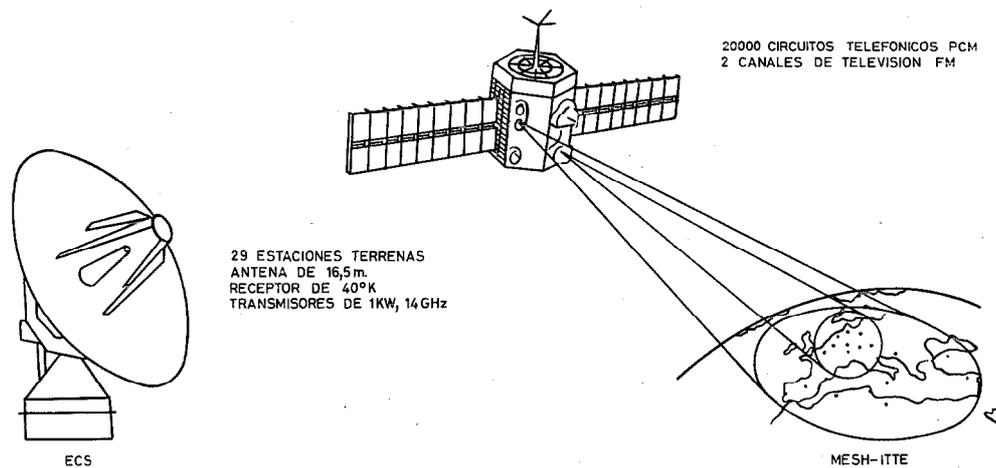


Fig. 1 Sistema europeo de comunicaciones por satélite (ECS).

tenerse, fué la reutilización de la totalidad de la frecuencia asignada mediante el uso de discriminación de polarización, con la transmisión de señales diferentes con dos ondas de polarizaciones lineales ortogonales. También se estudió una alternativa a esta técnica consistente en el uso de dos satélites similares que utilizan las mismas bandas de frecuencia, separados en órbita suficientemente como para poder usar haces diferentes de antenas de estaciones terrestres.

Técnicas de modulación

Se llevó a cabo un análisis del sistema de comunicación para dos métodos de modular las señales telefónicas, un método analógico, FDM/FM/FDMA, y un método digital, PCM/TDM/PSK/TDMA. El sistema analógico utiliza el mismo método FDM/FM que los radioenlaces de microondas terrestres (p. ej. Refs. 3 y 4) salvo que los repetidores del satélite pueden aceptar varias señales, a diferentes frecuencias, dentro de la anchura de banda del repetidor. A esto se denomina acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA, Frequency Division Multiple Access). El sistema digital utiliza el mismo método PCM/TDM que se usa en los sistemas terrestres de 24 canales ó 30/32 canales (p. ej. Ref. 5) pero a velocidades de transmisión mucho mayores, equivalentes a 1000 canales, o más. La señal digital modula la fase de la portadora (modulación o manipulación de fase, PSK, de Phase Shift Keying). Las señales procedentes de diversas estaciones terrestres se comprimen cada una, en el tiempo, en un impulso que ocupa una porción única de la trama de tiempo común de $750 \mu s$, de manera que llegan al repetidor del satélite cada una a su tiempo, es decir, secuencialmente. A esto se llama acceso múltiple por división de tiempo (TDMA, Time-Division Multiple Access) (Ref. 6). Para las señales de televisión, se supuso modulación de frecuencia (FM), pero se estudiaron una amplia variedad de técnicas para añadir el canal de sonido juntamente con los veinte canales de comentarios requeridos por cada señal de video en color. El análisis tuvo en cuenta las características de la estación terrestre y del satélite, las degradaciones del enlace, tales como ruido, interferencia entre cana-

les de frecuencia adyacente, interferencia de polarización cruzada y atenuaciones debidas a la propagación, en particular las considerables atenuaciones debidas a fuerte lluvia, desorientaciones de las antenas del satélite y a los errores de seguimiento de la antena de la estación terrestre.

La comparación de la transmisión analógica y digital de telefonía, mostró que aunque la capacidad del repetidor de un satélite con acceso único (una estación terrestre transmitiendo una portadora) sería mayor con modulación analógica (FDM/FM) que con digital (PCM/TDM/PSK), el coste de añadir acceso múltiple al sistema analógico (FDMA) sería mucho mayor que si se añade al sistema TDMA. Además, los cálculos de la capacidad del repetidor FDM/FM incluyen un factor de carga para tener en cuenta el 35 %, aproximadamente, de actividad causada por las conversaciones de las llamadas telefónicas, de manera que no puede sacarse toda la ventaja de las técnicas de interpolación de conversación. En consecuencia, se recomendó la técnica digital para la transmisión telefónica.

Se discutieron dos métodos de modulación digital, el PSK de cuatro fases y el PSK de ocho fases. El último ofrece un incremento útil de 1,5 veces la capacidad de canales de una anchura de banda dada, pero necesita unos 5 dB (tres veces) más potencia y, por tanto, solo se tomó en consideración para transmisiones al área de Europa Central, utilizando una antena de haz puntual y alta ganancia a bordo del satélite. Esta antena de haz puntual se adoptó también para una configuración alternativa con PSK de cuatro fases ya que permite al mismo repetidor, con una etapa de salida de 25 W, cursar una señal de alta capacidad y mayor anchura de banda. De esta forma, un repetidor de haz puntual de anchura de banda 120 MHz ó 160 MHz puede cursar el tráfico de tres o cuatro repetidores de "haz europeo" de anchura de banda 40 MHz.

Características físicas del satélite

La carga útil del satélite es, fundamentalmente, un conjunto de repetidores de microondas con sus antenas (ver Fig. 2). Se lanza mediante un cohete hasta

Sistema europeo por satélites

una altura de 35.784 Km; a esta altura, un cuerpo en órbita circunnavega la tierra en 24 horas exactas, alineándose sobre el ecuador y orientándose hacia Europa. En el satélite (ver Fig. 1) se montan dos conjuntos de paneles plegables cubiertos con generadores eléctricos solares que giran para seguir el curso del sol. El satélite está sometido a fuerzas periódicas debidas al Sol, a la Luna y a la asimetría de la Tierra y mantiene su posición y situación mediante un conjunto de pequeños cohetes o propulsores. La posición se controla también por medio de ruedas de reacción que, cuando se aceleran, hacen que el satélite gire alrededor de sus cjs. Otro subsistema importante es el de telemetría y telemando, enlace vital del satélite, que supervisa y controla su estado y el medio que le rodea a lo largo de su misión.

Para colocar el satélite en su órbita de 24 horas se necesita cohetes grandes y costosos. El conjunto del cohete puede pesar unas mil veces más que su carga útil, el satélite, de manera que cualquier posible método de reducir la masa del satélite, aún a costa de considerable gasto, debe ser tenida en cuenta.

Además, el satélite está sometido a condiciones ambientales hostiles, particularmente a una alta aceleración y a severa vibración durante el lanzamiento y a un ambiente térmico difícil en el espacio, donde un lado del satélite apunta hacia un sol caluroso y la otra al espacio frío.

La estación terrestre

La otra mitad del sistema, el complejo de la estación terrestre, también se incluyó en este estudio y se

estudiaron y compararon diversas características de diseño, por ejemplo:

- sistemas de conversión sencilla frente a doble
- tipos de sistemas de recepción de bajo ruido
- antenas multihaz
- diseños de antenas para reutilización de frecuencia
- sistemas de seguimiento.

Además, se consideró la posibilidad de utilizar estaciones terrestres con diversidad de espacio para superar el problema de propagación a 12 GHz, pero se llegó a la conclusión de que este sistema no presenta una ventaja de coste significativa frente al sistema de una estación única. Se examinó brevemente el sistema digital y se compararon las diversas configuraciones sobre la base del coste. Finalmente se llegó a la conclusión de que la estación debería tener las siguientes características principales:

- sistema de doble conversión
- diámetro de la antena, 16,5 metros
- receptor de bajo ruido refrigerado con helio
- amplificadores de potencia de AOP (amplificador de ondas progresivas) y Klystron
- sistema de seguimiento monopulso.

Sistema de dos satélites.

Se estudió brevemente un sistema de dos satélites como una alternativa para proveer reutilización de frecuencia. En particular, se consideraron los aspectos operacionales de un sistema de dos satélites y las ventajas de una aeronave más sencilla estabilizada por rotación. El objetivo principal del estudio fué identificar la configuración del satélite y conseguir la

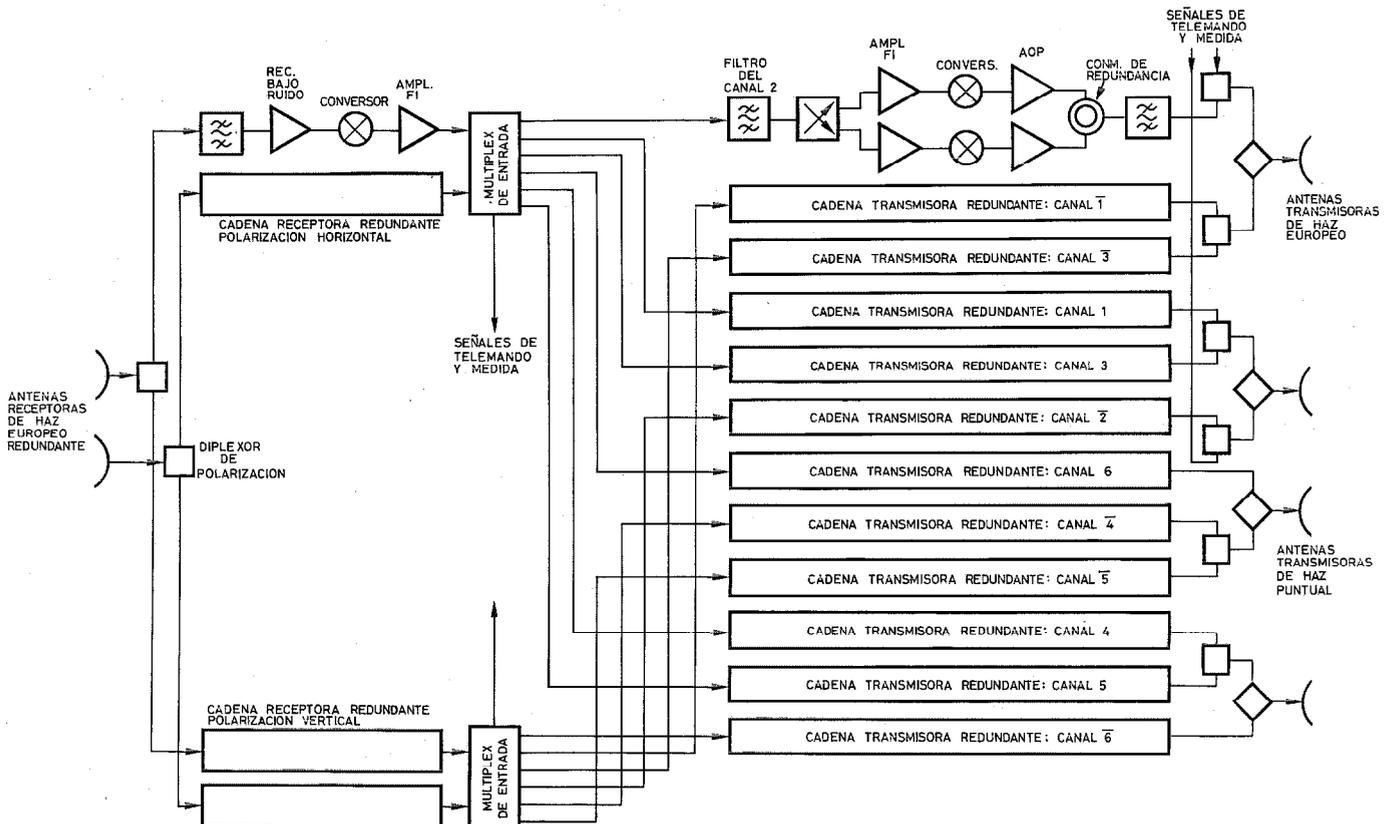


Fig. 2 Sistema de comunicaciones del ECS.

máxima capacidad de tráfico dentro del espectro disponible de 500 MHz. No se hizo una comparación completa de coste pero está claro que el coste de la parte terrestre será mayor que en el caso de un solo satélite, ya que algunas estaciones terrenas necesitarán una segunda antena.

Se llegó a la conclusión, sin embargo, de que este sistema proporciona una posible alternativa, para el caso de que no resulte una propuesta práctica la reutilización de frecuencias mediante polarización ortogonal.

Técnicas avanzadas de comunicaciones para el sistema ECS

Se estudiaron y aplicaron al sistema ECS dos interesantes técnicas; la primera es la de conmutación de impulsos TDM, bien en el satélite o en la estación terrena, y la segunda es el uso de un repetidor especial de "alto EIRP" (potencia radiada isotrópica efectiva, de Effective Isotropic Radiated Power), equipado, bien con una antena de extraalta ganancia, o bien con un transmisor de extraalta potencia, para dar servicio a una estación terrena que experimente una fuerte atenuación de la señal debido a una intensa lluvia.

Conmutación de impulsos TDM

Si un satélite tiene varias antenas de haz puntual, cada una sirviendo a diferente área, la permutación de conexiones para dar servicio a todas las rutas puede ser bastante compleja. Una matriz de conmutación, tal como se muestra en la figura 3, permite hacer todas estas conexiones con un mínimo de equipo; sin esta matriz de conmutación, se habrían necesitado dieciséis transmisores separados. Con la matriz de conmutación, cada estación terrestre transmite una secuencia de impulsos TDM, a una frecuencia. Estos se reciben por una antena y se envían a una fila de la matriz de conmutación. Diferentes puntos de cruce de esta fila se conmutan en tiempos distintos durante la trama TDM para permitir que cada impulso se dirija a la columna apropiada de la matriz y, a través de los correspondientes transmisor y antena, a la estación receptora terrestre correcta.

Sin embargo, como se mencionó en la última sección, hay poco campo para esta TDMA en Europa, donde las principales estaciones terrestres están todas concentradas en un área central única.

No obstante, la conmutación de impulsos TDM, bien en el satélite o en la estación terrena, puede proporcionar una reducción en la cantidad de equipo necesario en la estación terrestre (particularmente los complejos generadores y receptores TDMA). En un sistema sin conmutación de impulsos TDM, la estación terrena puede, o bien hacer todas sus transmisiones a una frecuencia y recibir entonces las transmisiones de otras estaciones terrestre todas a frecuencias diferentes, o bien puede transmitir a varias frecuencias diferentes, de tal modo que cada estación terrestre necesite sólo recibir a una frecuencia. Con conmutación de

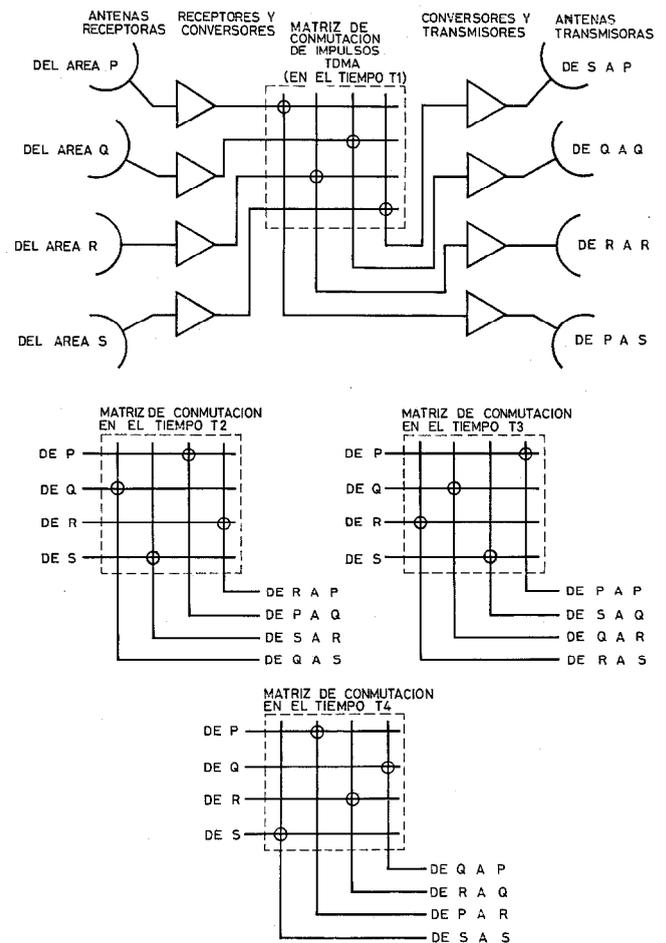


Fig. 3 Satélite con conmutación de impulsos TDM.

impulsos en el satélite, todas las señales recibidas se convierten a una frecuencia intermedia única antes de ser redispuestos por la matriz de conmutación de forma que todos los impulsos con el mismo destino se dirigen a un repetidor y se transmiten con la misma frecuencia. Con conmutación de impulsos en la estación terrena, los impulsos transmitidos por una estación terrena se generan secuencialmente a la misma frecuencia intermedia (ver Fig. 4) y se desplazan después cada uno, por turno, a una frecuencia de radio diferente utilizando un convertor de frecuencia muy versátil. De este modo, la transmisión "salta" de una frecuencia a otra. Todas las estaciones terrestres del sistema realizan un "salto de repetidor" similar en sincronismo, de tal modo que las señales destinadas a cada estación terrestre se hallan dispuestas secuencialmente en el tiempo sobre una sola frecuencia portadora.

Desafortunadamente, el ahorro que se consigue en la estación terrestre queda casi equilibrado por el coste del equipo de conmutación TDM, ya se sitúe en el satélite o en la estación terrena.

El concepto de alto EIRP

Como ya se ha mencionado, la congestión de las bandas inferiores de frecuencia, condujo a ESRO a la idea de utilizar frecuencias comprendidas en el margen de 11 GHz a 14 GHz. A estas frecuencias, la atenua-

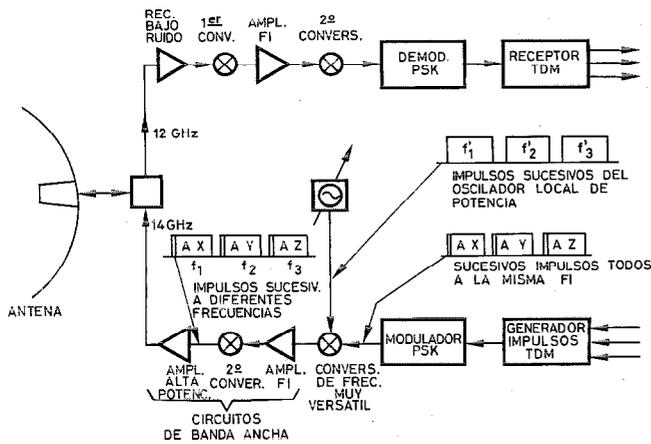


Fig. 4 Estación terrena de vano de receptor (vano de transmisor).

ción de la lluvia y de las nubes reduce la intensidad de la señal a un décimo de su valor durante espacios de tiempo que son cortos pero que no pueden considerarse excepcionales. Los siguientes valores se refieren a una estación terrena ECS con una elevación de antena de 15°.

Efecto de la atenuación de la lluvia	Porcentaje de tiempo
2,3 dB	5 %
5,0 dB	1 %
9,7 dB	0,1 %

El requisito crítico para la transmisión digital de telefonía es que no debe excederse más del 0,1% del tiempo una tasa de errores de 1 en 10⁴. Un sistema diseñado para cumplir este requisito deberá trabajar, al menos, con un margen de 9,7 - 5,0 = 4,7 dB durante el 99% del tiempo.

Se ha sugerido que un sistema capaz de proporcionar dos niveles de señal, uno de bajo EIRP*, capaz de dar servicio el 99% del tiempo, por ejemplo, y otro de alto EIRP, solo necesario para el restante 0,9% del tiempo, permitiría conseguir una considerable reducción en el consumo de potencia del sistema, reduciendo, por tanto, el coste y la masa total del satélite de una forma significativa.

Se han propuesto y analizado tres sistemas básicos de alto EIRP: el amplificador de alta potencia, la antena de alta ganancia y el repetidor de alto EIRP. El primero de éstos se muestra en la figura 5. Con este sistema, cuando una estación terrestre pierde intensidad de señal debido a una intensa lluvia, envía una petición a la estación de control la cual, utilizando el sistema de telemando y control del satélite, hace que se conecte el AOP (amplificador de onda progresiva) de alta potencia para sustituir al AOP de baja potencia que normalmente está en servicio en la estación terrena. La figura 5 muestra una disposición típica del satélite con un amplificador de alto EIRP compartido por varios canales. Son posibles otras alter-

* EIRP: La potencia radiada isotrópica efectiva de un transmisor en una dirección dada es el producto de la potencia de R. F. radiada por la ganancia del sistema de antena en la dirección dada, con relación a un radiador isotrópico (omnidireccional).

nativas, tales como la provisión de dos amplificadores de alto EIRP compartido por varios canales, pero en cualquier caso, existe siempre la posibilidad de bloqueo del sistema debido a la presencia de intensa lluvia en mas estaciones terrestres que las servidas por el sistema de alto EIRP. Además, existe la posibilidad de una lluvia tan intensa que incluso el sistema de alto EIRP resulte inadecuado. El diseño del sistema asegura que los cortes totales experimentados por una estación terrena (causantes de tasas de errores superiores a 1 en 10⁴) solamente ocurren el 0,1% del tiempo. Un diseño típico permite sustituir diez repetidores de 20 vatios por diez de 8 vatios, de bajo EIRP y un repetidor de 30 vatios y alto EIRP, lo que supone una reducción del 45% en los requisitos de energía eléctrica. Sin embargo, esta reducción en potencia, solamente supone 30 kg de ahorro en la masa del sub-sistema de energía eléctrica y va acompañado por un aumento de la masa del subsistema de comunicaciones. A menos que el pequeño ahorro total de masa resultante permita utilizar un vehículo de lanzamiento más ligero (lo que es muy improbable), es imposible reducir mucho el coste en el segmento espacial. Además, es casi seguro que estos ahorros están compensados por el coste de los sistemas de control terrestre, en particular, si la medida de la lluvia en una estación terrestre exige sistemas complejos (tales como radar meteorológico, predicción por ordenador o medidas radiométricas del ruido espacial).

Estudio del sistema de telecomunicación del ECS

A partir de tres estudios independientes, ESRO formuló un sistema de base (descrito en la Ref. 3). El satélite de base contiene seis repetidores de anchura de banda 40 MHz que transmiten con antenas de haz europeo y seis repetidores de anchura de banda 120 MHz que transmiten con antenas de haz puntual a un área

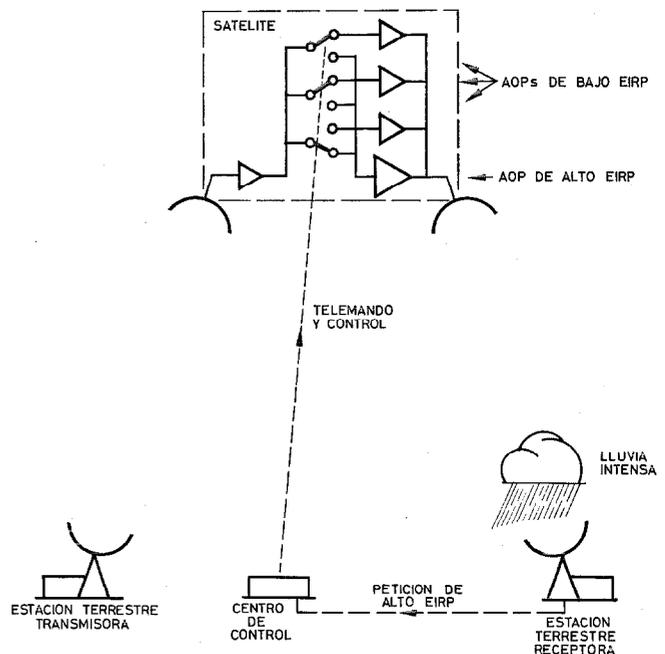


Fig. 5 Sistema de alto EIRP.

central y llevan un total de 20.000 canales telefónicos (utilizando PCM/TDM/PSK/TDMA con dos velocidades de transmisión, 60 Mbit/s y 180 Mbit/s) y dos canales de televisión FM.

Una vez que se hubo elegido el sistema de base, se hizo necesario un estudio separado para establecer con mayor amplitud el impacto de diversas técnicas avanzadas (tales como conmutación de impulsos TDM en el lado transmisor de la estación terrestre, en el lado receptor o en el satélite) en el coste de las estaciones terrestre y de los satélites.

Para llevar a cabo ésto, se formuló un conjunto de modelos paramétricos que permitiese diseñar y valorar cualquier sistema sobre una base comparable. Resultaron los siguientes modelos:

- diagramas de cobertura de antena optimizados
- cálculos de propagación del enlace ascendente y del enlace descendente
- modelo paramétrico de la masa del satélite
- modelo paramétrico de coste del satélite
- modelo paramétrico de coste de la estación terrena.

La optimización de las coberturas de antena del satélite se aprovecha de la reducida atenuación para las estaciones terrestres con grandes ángulos de elevación de antena que permiten antenas del satélite de

anchura de haz reducida y ganancia incrementada para cualquier área específica de cobertura. La técnica de optimización utiliza una elevación de la antena de la estación terrestre de 15° como referencia y, de este modo, es independiente de los parámetros del enlace (potencia del transmisor, temperatura del receptor, anchura de banda de la señal, etc.). La figura 6 muestra la extensión de la cobertura obtenida, comparada con el contorno convencional de una antena a 3 dB.

Los cálculos del enlace se basaron en el requisito de que la tasa de errores del canal telefónico digital no debe exceder 1 en 10^4 en más del 0,1% del tiempo. Este 0,1% del tiempo se repartió entre el enlace ascendente y el descendente en la proporción que daba el mínimo coste de la estación terrestre para cualquier diseño del satélite.

Los modelos paramétricos del satélite se basaron en un satélite estabilizado de tres ejes con dos aletas de células solares apuntando hacia el sol que incorporan todos los subsistemas necesarios tales como control de órbita y posición, telemetría y telemando y motor elevador del apogeo. Los modelos permitieron calcular la masa y coste del satélite para cualquier masa y consumo de potencia dados del equipo de comunicaciones.

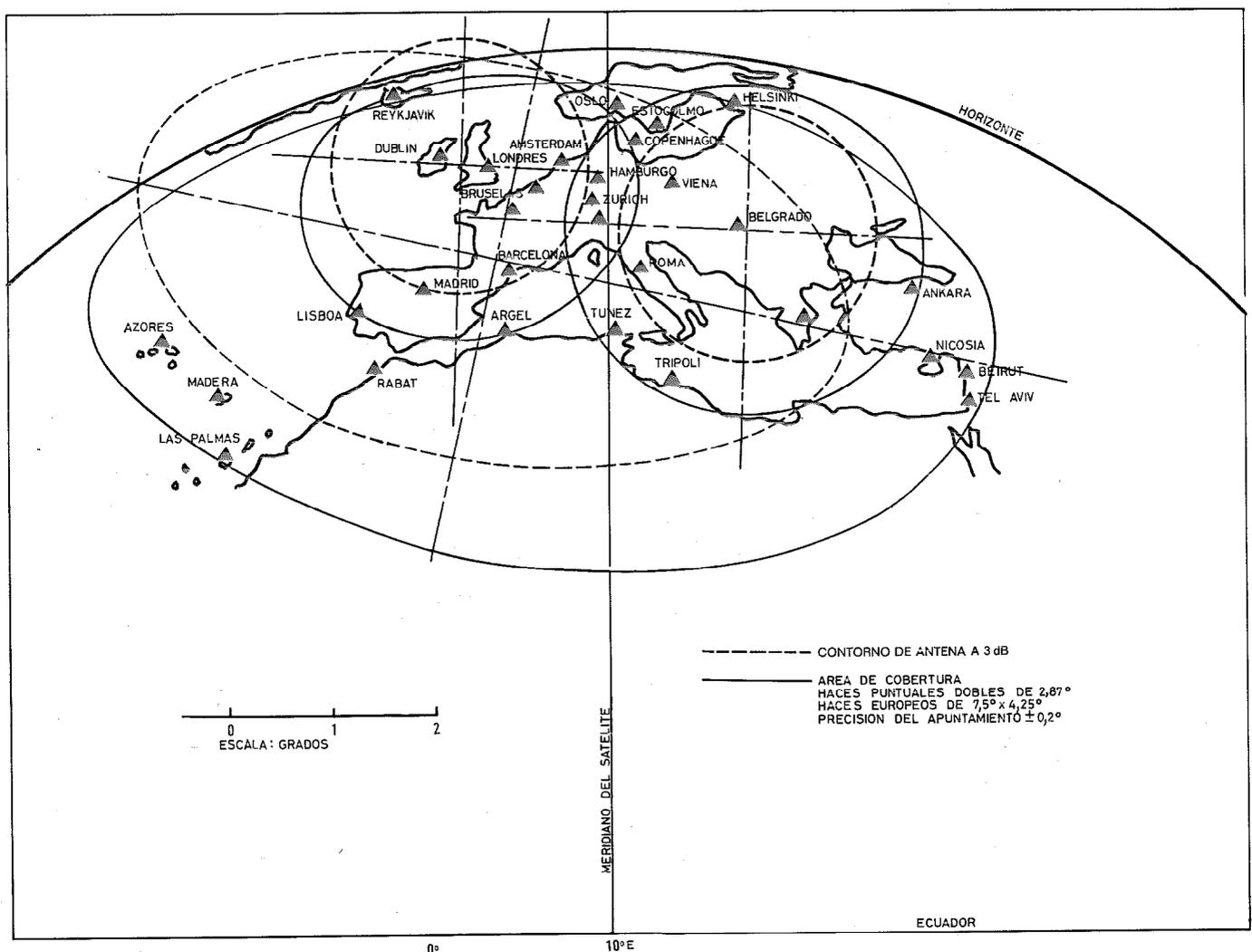


Fig. 6 Plan de cobertura (b).

El modelo paramétrico de la estación terrena, permite calcular el coste de cualquier configuración de estación terrestre, bien sea con transmisión de televisión analógica o digital, con una o más antenas o con funcionamiento preasignado, en el vano transmisor o en el vano receptor. El diámetro de la antena, la temperatura de ruido del receptor y la potencia del transmisor, pueden variarse a voluntad.

En el primer proceso de optimización del sistema, se evaluaron las siguientes configuraciones de sistema:

- a) configuración (a/i) con cobertura de un haz puntual ($2,84^\circ$) y un haz europeo ($6,0^\circ \times 2,9^\circ$).
- b) configuración (b/i) con cobertura de dos haces puntuales ($2,87^\circ$) y un haz europeo.

Estas configuraciones se establecieron para potencias de salidas de AOP en un margen de 20 a 60 vatios. Se valoró luego el impacto de estas variaciones de la aeronave en el complejo de la estación terrestre y se determinó el coste del sistema total en términos de valor presente de la carga anual (PVAC, de Present Value of Annual Charge), suponiendo una vida del sistema de 10 años. En este estudio económico, un factor vital fué un plan de reposición del segmento espacial. En esta optimización, no se hizo intento alguno de diseñar el satélite para adaptarse a un vehículo de lanzamiento particular y todas las configuraciones anteriores requieren el uso de un cohete Titan III. En la figura 7 se comparan los costes relativos (PVAC).

Se emprendió entonces un segundo proceso de optimización en el que se diseñó la aeronave dentro de la capacidad de lanzamiento del vehículo más económico Thor Delta 3914. De nuevo, la potencia de salida del repetidor del satélite se tomó como factor variable, pero también se consideró el efecto de restringir la cantidad comparativamente pesada del combustible de mantenimiento del satélite. Además de reducir la masa de la aeronave total, lo último permite establecer una relación entre la masa y potencia del sistema de comunicaciones y el tiempo que puede mantenerse el combustible del satélite antes de que éste derive hacia una órbita inclinada. Esta inclinación de la órbita tiene una influencia perjudicial en la calidad del sistema de comunicaciones, ya que la estación terrestre debe trabajar con ángulos de elevación más bajos; para compensar esta degradación deberán, por tanto, incluirse márgenes de potencia adicionales.

Esta optimización condujo a las siguientes conclusiones (ver Fig. 7):

- Una reducción en el combustible de mantenimiento del satélite aportó ganancias útiles en la potencia del repetidor.
- La conmutación de impulsos TDM en el lado de recepción de la estación terrena (vano de recepción) es el modo más barato de funcionamiento.
- La configuración (b/i) es la mejor de las estudiadas. Esta utiliza haces puntuales dobles y repetidores de 120 MHz de anchura de banda para todo el tráfico telefónico y haz europeo con repetidores de 40 MHz para televisión (ver Fig. 6).

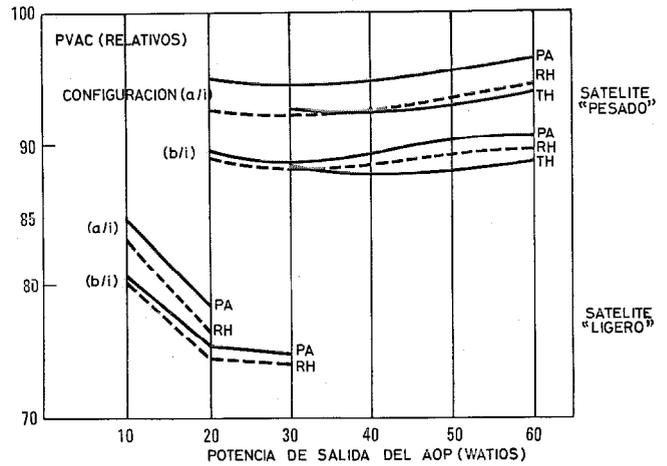


Fig. 7 Costes totales relativos de sistemas diseñados para el primer modelo de tráfico.

- PA - Modo pre-asignado
- RH - Modo vano receptor
- TH - Modo vano transmisor
- a/i - Un haz puntual y un haz europeo
- b/i - Dos haces puntuales y un haz europeo.

En este caso, el vano en transmisión estaba sujeto a una degradación de 2 dB debido a la interferencia de canal adyacente que se produce cuando se quita el filtro de salida del transmisor.

Como se encontró en estudios anteriores, una disposición de estaciones terrenas con diversidad de espacio resultaba más costosa que un sistema que utilizase disposición de estaciones sencillas, en primer lugar porque el coste de dos sistemas de antenas más pequeñas necesario para una estación con diversidad de espacio era mayor que el coste de un sistema con antena grande.

La etapa siguiente del estudio incorporó diferencias mayores, de manera que resultó incompatible con las primeras etapas del estudio:

- se cambió el modelo de tráfico a 20.000 canales telefónicos en 1990 (como antes) más 15 canales de televisión;
- se introdujo televisión digital, como una opción, utilizando los cuatro sistemas de transmisión propuestos por el trabajo "C" (Ref. [7]) con velocidad de transmisión desde 45 Mbit/seg a 93 Mbit/seg.

Se sugirió que el uso de sistemas de transmisión digital compatibles para televisión y telefonía permitiría una economía de anchura de banda por reparto de capacidad (una modalidad de asignación de demanda). Sin embargo, se encontró que, aparte de las complicaciones operacionales, la extensión del solape del pico del tráfico telefónico de la tarde y el pico de tráfico de televisión del anochecer impide cualquier beneficio importante que pudiera obtenerse del reparto de capacidad.

Sin embargo, el uso de transmisión digital para televisión permite considerar el funcionamiento de canal múltiple por repetidor, utilizando TDMA de alta velocidad y las investigaciones de tráfico mostraron que esto sería aceptable para los dos tercios del tráfico que está confinado en un área central. Se adoptó pues un nuevo plan de cobertura (d) que utiliza las haces pun-

tuales dobles del Plan de cobertura (b) para telefonía más el haz europeo y el haz puntual del Plan de cobertura (a) para televisión.

El gran incremento en el tráfico de televisión ocasiona la necesidad de un segundo satélite operacional en una fecha comprendida entre 1980 y 1986 dependiendo de la velocidad de transmisión, en bitios, de la señal de televisión y de la eficiencia del plan de frecuencias.

Se idearon estrategias para asegurar que sólo en un número mínimo de estaciones se necesitarían antenas duplicadas en la estación terrestre.

Se proyectó un amplio margen de configuraciones incorporando FM y los cuatro sistemas digitales para transmisión de televisión. Para cada uno de ellos, se diseñó el satélite sin capacidad para mantener la dirección Norte-Sur, de modo que puede experimentarse una inclinación de órbita de 3,5° y con la mínima potencia del repetidor compatible con el diseño de la estación terrena. Esta, a su vez, se diseñó con la antena del máximo diámetro que se consideró practicable (18 metros).

En la tabla 1 se muestran los resultados del análisis económico. El número de repetidores por satélite controla el coste del capital en el segmento espacial, ya que se requiere el mismo número de satélites en cada caso, pero la fecha de introducción del segundo satélite tiene una influencia significativa en el coste (PVAC). Análogamente, en el segmento terrestre los costes (PVAC) dependen de la complejidad de las estaciones terrenas y de las fechas de introducción de las antenas duplicadas de la estación terrena para funcionar con el segundo satélite. Sin embargo, el coste del segmento espacial tiene más influencia en la selección final de las configuraciones.

Tabla 1 - Comparación de configuraciones utilizando el segundo modelo de tráfico, por orden de coste.

Configuración	Transmisión de televisión	Número de haces puntuales	Repetidores por satélite	Fecha de introducción del segundo satélite	Coste PVAC total relativo del sistema
(d/i)	Sistema 4	3	11	1986	98,2
(d/iii)*	FM	3	12	1983	100,0
(d/iii)*	Sistema 3	3	12	1984	100,2
(b/ii)	Sistema 2	2	14	1983	100,8
(b/iii)	Sistema 1	2	12	1980	100,8
(d/ii)	Sistema 4	3	14	1986	102,0
(d/vi)	Sistema 2	3	11	1981	103,7
(d/vii)	Sistema 3	3	14	1984	104,9
(b/iv)	Sistema 4	2	14	1980	105,4

* Estas configuraciones tienen idénticas características del repetidor del satélite.

De nuevo se encontró que, comparado con el coste de los sistemas preasignados, la diversidad de espacio resulta mucho más costosa y la alternativa del vano de recepción ligeramente más barato.

La configuración (d/i) que es el sistema más barato, tiene un satélite operacional hasta 1986, con cuatro re-

petidores de haz europeo y banda estrecha de 30 MHz, llevando cada uno una señal de televisión de 45 Mbit/s (Sistema 4), dos repetidores centrales de haz puntual de 120 MHz, cada uno con cuatro señales de televisión del Sistema 4 de 180 Mbit/seg que utilizan TDMA y tres repetidores de 120 MHz de haz puntual dirigido hacia el oeste y dos dirigidos hacia el este para telefonía TDMA a 180 Mbit/seg. Posteriormente, el segundo satélite cursa el tráfico de desbordamiento telefónico y el de televisión de haz europeo. Hacia 1990 veintidos estaciones terrenas tendrán antenas duplicadas. En conjunto, los dos satélites tendrán capacidad suficiente para durar hasta 1994 (con las mismas tasas de crecimiento de tráfico).

Esta configuración ofrece la mejor economía tanto en inversión financiera como en anchura de banda. Sin embargo, la elección final de la configuración del sistema puede diferir bastante de esta por razones tecnológicas o de otro tipo.

Agradecimiento

El trabajo descrito en este artículo se llevó a cabo bajo diversos contratos de ESTEC a quien se reconoce agradecidamente el permiso para su publicación.

Referencias

- [1] G. Phélizon: El satélite científico ESRO 1 - "AURORA"; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 44 (1969), N° 1, págs. 52-62.
- [2] W. E. Lothaller: System Considerations for European Communications Satellites; IEEE Transactions (COM) 21 (4), abril 1973, págs. 311-317.
- [3] H. D. Brudy, H. K. Ligotky, A. Nessensohn: Una familia de sistemas de transmisión por radioenlaces de banda ancha, de alta potencia; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 48 (1973), N°s 1 y 2, págs. 167-175.
- [4] P. G. Debois, A. Liekens, G. Quaghebeur: Sistema de microondas de banda ancha RR 6-7 en estado sólido para el margen de 6-7 GHz, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 48 (1973), N°s 1 y 2, págs. 159-166.
- [5] S. Brading, J. V. Martens: Sistema MIC de 30 canales; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 48 (1973), N°s 1 y 2, págs. 75-85.
- [6] H. Häberle, F. T. Knabe: Acceso múltiple por división en el tiempo a los satélites de comunicaciones; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 48 (1973), N°s 1 y 2, págs. 101-106.
- [7] J. D. Weston: Estudios de transmisión digital de TV para comunicaciones europeas por satélite; Comunicaciones Eléctricas (en este número), Vol. 49 (1974), N° 3, págs. 338-346.

Owen G. Williams, nació en 1917 en Caernarvon, Norte de Gales, y se graduó de ingeniero electricista en University College de Norte de Gales en 1941. Durante el período de 1941-1946 se dedicó a la investigación de Radar en el Telecommunication Research Establishment. En 1946 ingresó en Standard Telecommunication Laboratories para trabajar en el desarrollo de conmutación electrónica. En 1947 pasó a la División de Planificación de sistemas completos de STL, siendo, eventualmente, Jefe del Departamento de Tráfico. Desde 1967 ha estado dedicado a aspectos globales de los sistemas de satélites y ha sido Jefe de Proyecto de diversos estudios para ESRO.

El Sr. Williams es miembro de la Institution of Electrical Engineers y es delegado del Reino Unido en el Grupo 4 de Estudio del CCIR (Sistemas espaciales).

Simon E. Dinwiddy obtuvo el grado B.Sc en el Borough Polytechnic en 1965 mientras daba clases de aprendizaje en AERE, Harwell. Después trabajó en sistemas avanzados de conmutación telefónica PCM, en STC, New Southgate, antes de pasar un año en LCT, París, trabajando con el Grupo de estudios espaciales. En 1968 ingresó en la División de Sistemas espaciales en STL, Harlow, donde participó en estudios de sistemas de comunicaciones por satélites para transmisión de telefonía y televisión, navegación y comunicaciones marítimas y con aeronaves, y adquisición de datos meteorológicos. En abril de 1974 pasó a prestar sus servicios a ESTEC, Noordwijk, Holanda.

El Sr. Dinwiddy es miembro de la Institution of Electrical Engineers.

Estudios de transmisión digital de TV para comunicaciones europeas por satélite

La transmisión digital de TV a través del sistema de comunicaciones europeas vía satélite requería inicialmente una capacidad de 60—70 Mbit/s para estar de acuerdo con los requisitos de calidad de la UER. El sistema digital ofrece un aumento de flexibilidad sobre los métodos analógicos, pero requiere una elección cuidadosa de los parámetros y modificaciones en técnicas de valoración.

J. D. WESTON

Standard Telecommunication Laboratories Ltd., Harlow, Reino Unido

Introducción

Se está planificando un sistema regional de comunicaciones por satélite para Europa, con el fin de satisfacer las necesidades futuras del CEPT (Conferencia de Administraciones Europeas postales y de telecomunicaciones) y UER (EBU) (Union Européenne de Radiodifusión, Unión Europea de Radiodifusión). Está programado el lanzamiento de un satélite experimental a finales de 1976, seguido por el primer satélite operacional en 1980.

Los estudios más recientes han mostrado que la transmisión digital, con acceso múltiple por división en el tiempo (TDMA), sería ventajosa para comunicaciones telefónicas. Si esto se lleva a cabo, la transmisión digital para televisión ofrece mayor flexibilidad de funciones de lo que podría obtenerse con la transmisión MF analógica de TV y confiere otras importantes ventajas [1]. Para determinar las relaciones entre la transmisión analógica y digital de señales de TV, como un paso hacia la optimización del sistema, ESRO comenzó sus estudios, llevados a cabo conjuntamente por STL y SEL. Estos estudios, expuestos aquí, cubrieron no sólo técnicas de digitalización aplicables a señales de TV, sino también objetivos de calidad, medios de evaluar la calidad de la señal, consideraciones generales sobre el sistema y exigencias del enlace de transmisión que incluyen métodos de protección contra los errores digitales.

A partir de las predicciones de tráfico internacional de TV entre países europeos para la década de 1980 y estimaciones de coste para un equipo digital, se ha demostrado que la compresión de la señal a la más baja velocidad posible en bitios ofrece la mejor solución económica desde un punto de vista general del sistema; no obstante, las normas de la calidad de imagen requeridas por UER son altamente exigentes y hay restricciones al sistema impuestas por las técnicas actuales de codificación del color. Esto lleva a situar el límite más bajo para la velocidad en bitios que puede lograrse para las instalaciones de 1980. Se han explorado técnicas de conversión digital de señales de televisión durante unos 20 años y por un período casi igual de largo los experimentadores han investigado métodos de minimización de la velocidad de transmisión teniendo en cuenta las redundancias en la señal de video. La literatura sobre esta materia es extensa [2].

La interconexión terrestre

El sistema ECS requerirá la interconexión con los sistemas terrestres de transmisión para la que existen

varias opciones posibles, que emplean o bien transmisión analógica de TV o bien transmisión digital. El número de estas opciones es demasiado grande para un comentario detallado en el presente artículo.

Hay cinco elementos que constituyen un canal de televisión por satélite. Las señales de interconexión básicas son:

- a) una señal video analógica compuesta PAL, SECAM o monocroma,
- b) una señal analógica de sonido de alta calidad (SAC),
- c) 20 canales analógicos de comentarios (CC),
- d) un canal de control remoto (señal no definida),
- e) otros canales de servicio (señales no definidas).

Se espera que las señales d) y e) se interconexionarán directamente con el equipo TDMA en los lugares donde también exista tráfico telefónico, mientras que las señales a), b) y c) se convertirán en digitales separadamente y se integrarán en una sola corriente digital.

Al explorar las técnicas digitales de transmisión de TV vía satélite, es aconsejable considerar las normas internacionales de las redes terrestres. En las redes telefónicas terrestres la penetración de la transmisión digital PCM (MIC) es aún pequeña comparada con el método FDM más antiguo y ampliamente establecido. Hasta ahora el MIC se ha instalado principalmente en rutas de unión entre centrales de baja capacidad en áreas urbanas a 1536 ó 2048 Mbit/s. Esta última, introducida como norma CEPT, ahora se ha extendido por Europa a través del CCITT. Se está comenzando ahora a desarrollar una jerarquía múltiple digital, tal como se indica a continuación:

- | | | |
|------------------------|----------------|-------------|
| — Sistema primario | 2.048 Mbit/s | norma CCITT |
| — MUX de segundo orden | 8.448 Mbit/s | norma CCITT |
| — MUX de tercer orden | 34.368 Mbit/s | en estudio |
| — MUX de cuarto orden | 139.264 Mbit/s | en estudio. |

Hay muchos factores técnicos y políticos que es necesario tener en cuenta al establecer esta jerarquía, pero los niveles de 3º y 4º orden se establecerán casi con seguridad a velocidades próximas a las aquí relacionadas. Luego habrá un gran desarrollo de facilidades de transmisión a estas velocidades como sucede ya en Italia y en menor extensión en Alemania.

Esta es una de las razones por las que FTZ en Alemania tiende a elegir la velocidad de 34 Mbit/s para transmisión de televisión. En cambio en el Reino Unido se ha mantenido hasta hace poco que era necesaria una

velocidad de 120 Mbit/s para transmisión de TV. De hecho está programado por BPO un sistema de transmisión por cable coaxial para pruebas de campo a esta velocidad, que comenzará probablemente a finales de 1974. Sin embargo la transmisión de TV es solo uno de los muchos factores que conducen a la elección de 120 Mbit/s [3].

La posición del Reino Unido en cuanto a TV digital parece estar cambiando y ahora se considera la posibilidad de transmisión a unos 70 Mbit/s; ésta sería una elección conveniente, permitiendo dos canales a un nivel de 4º orden.

Parece posible que durante el presente período de estudios del CCITT (1973—76) se establezca una norma (o normas) para la transmisión digital de TV por redes terrestres. Es muy deseable desde los puntos de vista de funcionamiento y coste del equipo, el que se elija una norma común para la transmisión terrestre y por satélite. Es de lamentar el que las exigencias de los sistemas sean diferentes para los dos medios. Además, como se trata de la transmisión digital de TV a través de sistemas vía satélite, están involucrados varios comités de normalización, tanto en el CCIR como en el CCITT.

Objetivos de realización

Debe advertirse que para la transmisión digital, en ausencia de errores, la calidad de la señal recibida de sonido o video está determinada casi completamente por los parámetros elegidos para la conversión digital y las características de funcionamiento que se pueden alcanzar mediante el codificador/decodificador. La característica S/N (señal/ruido) efectiva, y en el caso de vídeo las ganancias y fase diferenciales, están determinadas por el codificador/decodificador y sus efectos no son acumulativos en la transmisión supuesto que no se conectan codificadores/decodificadores independientes en tandem. Por tanto, las distorsiones del tipo normalmente encontradas en los sistemas analógicos pueden controlarse con gran precisión.

Los dos tipos de distorsión que pueden causar degradación en la calidad de la señal recibida son los errores digitales y el salto de fase, que pueden combatirse por un diseño adecuado del terminal. La distorsión más importante está constituida por los errores digitales que conducen a una forma de degradación muy diferente de las que ocurren en la transmisión analógica.

De todo ello se deduce que la especificación de los objetivos en cuanto a la relación S/N (señal/ruido) como se aplica a la transmisión analógica, no tiene gran significación aplicada a la transmisión digital, donde las características del canal se establecen mejor en términos de proporción de errores y las características generales en términos de distorsión subjetiva. De esta forma, tal como se definen más tarde, los objetivos de funcionamiento para el ECS (European Communication Satellite, Satélite europeo de comunicaciones) se han establecido inicialmente así (ver tabla 1 para la definición de grado).

Tabla 1 — Escala de 5 puntos para valoración subjetiva.

Grado	Calidad	Empeoramiento
5	Excelente	Imperceptible
4	Buena	Perceptible pero no molesta
3	Regular	Visible, ligeramente molesta
2	Pobre	Molesta
1	Mala	Muy molesta

- grado medio al menos 4,5 para 99 % del tiempo,
- grado medio al menos 2 para el 99,9 % del tiempo.

Se ha sugerido que el grado 2 podría ser reemplazado por el grado 3; sin embargo este cambio puede ser excesivamente académico debido a la transición muy rápida del grado 4 al grado 1 cuando el canal se degrada y la proporción de errores crece.

Calidad de la señal

El establecimiento de los criterios de calidad de imagen y la determinación de características de funcionamiento corresponde a un campo muy especializado. A continuación se dan los puntos clave relativos a la situación de la transmisión digital.

Las distorsiones introducidas por la conversión digital dependen mucho de la técnica específica empleada. Las técnicas diferenciales MIC (DPCM) que son las más apropiadas para el ECS producirán 4 tipos generales de distorsión:

- Señales de intermodulación resultantes de la interacción entre los armónicos de la subportadora de color y la frecuencia de muestreo del proceso de conversión digital.
- Ruido de cuantización, resultante de la representación de una señal continuamente variable por un conjunto de pasos discretos.
- Sobrecarga de pendiente, resultante de la incapacidad del proceso de digitalización para seguir señales que cambian rápidamente. (Esto puede minimizarse mediante el uso de técnicas de adaptación adecuadamente elegidas).
- Ocupación del flanco causada por los efectos combinados del ruido de la fuente, la cuantización ordinaria con cambios de gran amplitud en la imagen y pequeñas variaciones en los instantes relativos de muestreo de línea a línea o de trama a trama.

Es preciso definir los procedimientos objetivos de comprobación que pueden determinar si el nivel de la distorsión es aceptablemente bajo y proporcionar medios de comparación entre diferentes métodos de proceso o de transmisión. Son necesarios procedimientos objetivos de prueba para la aceptación y ensayos de rutina.

Al establecer los criterios requeridos en cuanto a calidad, deben también considerarse las diferencias entre distorsiones resultantes del proceso de la señal en el equipo terminal y las causadas por defectos de transmisión; estas distorsiones son en general, de orígenes completamente diferentes y justifican el empleo de métodos separados de prueba, pero sin duda cualquier sistema de transmisión digital que acepte y entregue señal

les analógicas debe considerarse en último término como un todo.

Métodos de valoración subjetiva para sistemas digitales

El principal objetivo de los métodos de valoración subjetiva en discusión, es determinar si un esquema específico de conexión digital y transmisión de televisión es capaz de dar imágenes de televisión de calidad adecuada. Este criterio es básicamente de aceptabilidad para el cliente quien, a su vez, considera otros enlaces en la cadena de transmisión desde el estudio hasta el espectador y la calidad general de imagen esperada por el televidente medio.

En el caso de transmisión analógica, las pruebas subjetivas han llevado a especificaciones de calidad de imagen expresadas como niveles máximos de empeoramiento en relación con los requisitos objetivos que constituyen una parte importante de las especificaciones del sistema; esto no se ha conseguido todavía para los sistemas digitales; así, la especificación actual para calidad de imagen o empeoramiento en los sistemas de televisión digital se refieren al punto 5 de la escala en la tabla 1 que es actualmente el borrador de la recomendación AA/11 del CCIR.

Esta escala se ha desarrollado principalmente partiendo de las condiciones de prueba en sistemas analógicos y parece ser perfectamente adecuada para evaluar los empeoramientos de la conversión digital mencionados antes. Sin embargo, en la transmisión digital las distorsiones más importantes son ocasionadas por errores digitales. Estos pueden ser claramente visibles cuando ocurren, pero si están ampliamente separados su efecto no molestará. De esta forma, en la comprobación de los sistemas de transmisión digital parecería adecuado borrar la palabra "visible" del grado 3 para evitar posibles contradicciones.

Métodos de valoración objetiva para sistemas digitales

La finalidad de la prueba objetiva es principalmente la de una prueba rutinaria donde los métodos laboriosos y costosos de valoración subjetiva no pueden justificarse. No obstante, las tolerancias y límites establecidos en las medidas objetivas deben todos basarse en los efectos subjetivos del tipo de distorsión que se mide.

Sin duda los métodos objetivos existentes son todavía aplicables generalmente, porque un sistema digital debe ser capaz de manejar el mismo tipo de señales que un sistema similar analógico. Los métodos existentes se especificaron para revelar distorsiones de tipo analógico que sin duda no existirían en un sistema digital; se requerirán pruebas objetivas adicionales para evaluar los niveles de las distorsiones específicas de la transmisión digital.

Algunas de las pruebas existentes requieren alguna modificación siendo las más significativas las de la medida de no linealidad, ganancia y fase diferencial. Es una práctica común en los sistemas analógicos emplear una forma de onda de escalera con una subportadora

superpuesta. Para la prueba de sistemas digitales se encontrarán las siguientes desventajas:

a) Se obtienen resultados diferentes dependiendo del valor de la frecuencia de muestreo y detalles de realización.

b) Como las medidas se realizan sólo a 6 niveles diferentes de video, las características no lineales de los instrumentos tendrán diferentes efectos en el proceso de cuantización dependiendo de su posición en el margen de conversión relativo a las posiciones de los 6 niveles.

c) Es difícil distinguir entre errores fundamentales e instrumentales en el proceso de cuantificación.

Ninguna de estas desventajas se dan con la señal de prueba empleada antes pero abandonada ya, consistente en una subportadora con una amplitud pico a pico de 0,14 V añadida a una señal de video en diente de sierra de negro a blanco por línea de video.

Se requerirán técnicas de medida de ruido totalmente diferentes para los sistemas digitales puesto que los niveles de ruido aleatorio serían excesivamente bajos y estarían enmascarados por el ruido de cuantificación. Para medir el ruido de cuantificación debe separarse primero de la componente útil de la señal cuantificada; esto se puede lograr mediante técnicas de medida de "filtro de ranura" usadas comúnmente en la evaluación de los sistemas digitales, pero al realizar tales medidas serán necesarias disposiciones especiales para incluir en el equipo de conversión digital los impulsos de sincronismo de televisión necesarios para su funcionamiento correcto.

Resumen de nuevas pruebas propuestas

Las pruebas consideradas específicamente necesarias para sistemas digitales sirven para valorar los efectos de empeoramiento causadas por:

- Ocupación de flanco
- Desplazamiento del elemento de imagen
- Perturbación de los impulsos de sincronismo por el contenido de la imagen
- Perturbación de los impulsos de sincronismo por el proceso de conversión digital
- Influencia del contenido de imagen sobre el nivel de negro
- Resolución pobre
- Interacción entre los armónicos de la subportadora de color y la frecuencia de muestreo
- Sombreado
- Ruido de cuantización
- Errores de bits de transmisión.

Las características del ECS

Al elegir una técnica para la transmisión internacional vía satélite de señales digitales de televisión, hay muchos factores que se deben considerar además de la conversión digital de la señal de televisión. Entre éstos podemos citar:

- Los sistemas analógicos terrestres existentes y que se establezcan,

- El desarrollo de sistemas digitales terrestres,
- El impacto de la normalización internacional que resulte de los desarrollos terrestres y vía satélite,
- La consideración de la inversión actual en los sistemas por satélite,
- Requerimientos de intercodificación dentro de Europa,
- Requerimientos de intercodificación para intercambios de programas fuera de Europa,
- El impacto de técnicas digitales y otras y el avance de la tecnología en la distribución futura de señales de televisión.

Dentro de Europa es necesario manejar 625 líneas en 50 campos por segundo con codificación en color PAL o SECAM y utilizando un ancho de banda de video de hasta 6 MHz. Además, para intercambios fuera de Europa pueden encontrarse normas de 525 líneas con 60 campos por segundo con codificación de color NTSC y un ancho de banda de video de 4,2 MHz.

Las configuraciones básicas para conexiones internacionales por satélite se resumen en la figura 1. Un requisito importante es la posible necesidad de recepción simultánea en PAL y SECAM en conexiones con destino múltiple. La configuración de fuente múltiple

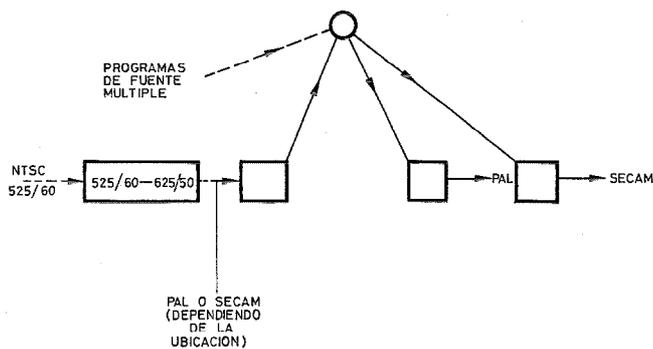


Fig. 1 Requisitos generales de la capacidad de todo el sistema.

y destino múltiple puede también darse, pero esto actualmente es menos frecuente.

En la tabla 2 se presentan algunas opciones posibles para la intercodificación. Hay poco interés en separarse de la disposición corriente a causa de las ventajas de la señal compuesta, bien protegida contra perturbaciones. Sin embargo, esto podría cambiar si se decidiera la conversión digital de las componentes de la señal separadamente para mejorar la eficiencia. En la tabla 3 se dan algunas ventajas relativas de la conversión digital de la señal compuesta o de las componentes de la señal.

Requerimientos del enlace de transmisión

Características del canal

Se ha propuesto ya que la técnica de modulación a emplear sea la modulación de 4 fases coherente con codificación y decodificación diferencial lógica antes del modulador y después del demodulador respectivamente.

Para la transmisión de la señal digital de TV de la calidad adecuada, se estima que la proporción de errores debe ser:

- mejor que 10^{-9} para el 99 % del tiempo,
 - mejor que 10^{-5} para el 99,9 % del tiempo
- sobre la base de que se emplea alguna forma de MIC diferencial para la conversión digital de la señal de video, no menos de unos 45 Mbit/s.

En ausencia de contradicción evidente se supone que los errores del canal son básicamente aleatorios. La proporción de errores para la peor situación geográfica en el supuesto de calidad telefónica adecuada, se ha calculado así:

- menor que 3×10^{-8} para el 99 % del tiempo,
- menor que 10^{-4} para el 99,9 % del tiempo.

Parecería deseable transmitir una señal digital de televisión sobre el mismo canal sin tener que cambiar

Tabla 2 – Opciones de intercodificación.

	Concepto y aplicabilidad del sistema	Ventajas relativas
Uso actual	Cada país transmite su norma propia. El país receptor intercodifica como se requiera. Aplicable a la conversión digital de la señal compuesta	Minimiza el número de operaciones de intercodificación y no implica degradación entre países de norma común. Característica fija en el transmisor. Característica variable en recepción.
Alternativa 1	Todos los países trasladan al formato común para la transmisión — por ejemplo, Y, U, V Aplicable a la conversión digital separada de las componentes de la señal de color	Degradaciones de intercodificación en todas las conexiones. Formato común de transmisión. Características fijas en el transmisor y receptor. Ideal si Y, U, V se toman directamente de la fuente sin codificación previa del color. Bueno para centrales de "fuente múltiple" cuando dos países participantes usan diferentes normas de color.
Alternativa 2	Una de las normas existentes elegido para todas las transmisiones por ejemplo, la norma "A"	La transmisión entre países del normas "B" requerirá dos intercodificaciones de color — técnicamente no deseable.

Tabla 3 – Ventajas relativas de procesar la señal de color compuesta o sus componentes de luminiscencia y crominancia separadamente.

Color compuesto codificado		Componente (Y, U, V)	
Ventajas	Desventajas	Ventajas	Desventajas
Relación sencilla para PAL y NTSC	Las técnicas conocidas de reducción de redundancia tienden a ser menos eficientes para SECAM.	Compatibilidad con todos los sistemas de color	Realización compleja
Compatibilidad con los enlaces terrestres existentes.	Requiere más alta velocidad en bitios que la conversión digital de las componentes.	Velocidad en bitios más baja que la conversión digital de la señal compuesta.	Se requiere decodificación y grabación del color con pérdida asociada de calidad. (No aplicable si la señal es utilizable a partir de su origen en forma de componentes).
Preserva la señal compuesta, minimizando los problemas de ganancia y fase diferencial.	Reducción máxima de la velocidad en bitios sólo posible si se adapta a un sistema de color particular. La intercodificación añade distorsión adicional	Ofrece flexibilidad en la aplicación de las técnicas de codificación. El método más efectivo de lograr la transmisión simultánea de: (SECAM SECAM) (SECAM PAL) o (PAL PAL) (PAL SECAM)	Tolerancias estrechas en las características de ganancia y fase para cada componente.

las características de éste, por lo que será necesario usar protección contra los errores para las señales de video. De forma análoga es necesaria una protección más limitada en algunas de las otras señales, así que es conveniente proteger el multiplex como un todo.

Protección contra errores

Para lograr una proporción de errores suficientemente baja debe añadirse alguna redundancia a la señal digital con el fin de aplicar códigos de corrección de errores. A causa de la división del tiempo por la estructura de líneas de una imagen de TV, los códigos de bloque para corrección directa de errores no tendrán el inconveniente normal de requerir sincronización y

se simplifica el sistema si el número de bitios codificados en un bloque es un submúltiplo del número necesario de bitios para una línea de TV. Para un solo error de fase de 90° en la transmisión, los errores múltiples resultantes se limitan a cuatro posibles posiciones del dígito; así la mezcla de cuatro canales de protección que emplean códigos individuales BCH de corrección de errores corregirán el efecto de un error de fase aislado de 90° por bloque.

Se ha considerado un formato de transmisión que emplea 2880 bitios por línea de TV a una velocidad resultante de 45 Mbit/s antes de la codificación. Este método se ha empleado como ejemplo en la tabla 4, para ilustrar la realización de algunos de los códigos

Tabla 4 – Características de los códigos de corrección de errores.

Tipo de código	Bloques por línea (2880 bitios antes de codificar)	Redundancia añadida	Velocidad en bitios, aproximada desde 45 Mbit/s	Proporción de errores en bitios del 99,9 %* de los usuarios para una proporción de errores en el canal de 10 ⁻⁴	Margen (pérdida en señal/ruido dándose la proporción de errores en bitios requerida del usuario de 10 ⁻⁵ , 99,9 %)
		%	Mbit/s	x 10 ⁻⁵	dB
Hamming (código BCH corrector de 1 error)	4	1,39	45,625	1,09	-0,02**
	5	1,74	45,781	0,88	0,02**
	6	1,88	45,844	0,73	0,1
	8	2,5	46,125	0,55	0,2
	10	3,13	46,406	0,44	0,2
	12	3,33	46,5	0,37	0,3
Código BCH corrector de 2 errores	1	0,83	45,375	0,70	0,06
	2	1,53	45,688	0,18	0,3
	3	2,08	45,937	0,08	0,5
	4	2,78	46,25	0,05	0,6
	5	3,47	46,562	0,03	0,7
	6	3,75	46,688	0,02	0,8

* La característica de 3 x 10⁻⁸, 99 % se cumple con un margen grande por todos los códigos.

** Despreciable.

BCH de corrección de errores. Se rechazaron otros códigos alternativos, tales como los convolucionales, para esta aplicación específica, a causa de la mayor redundancia requerida y la inadecuación de los métodos conocidos de decodificación.

En el caso de que el enlace terrestre con la estación de tierra lleve ya señal de TV en forma digital puede haber ya incluida alguna protección sencilla contra errores basada en la comprobación de paridad. En este caso se debe asegurar el que no reaccionen adversamente el uno contra el otro los dos sistemas de protección independientes.

Técnicas digitales

El material publicado sobre la conexión digital de la señal de video comprende desde las velocidades más altas resultantes de la aplicación lineal del MIC, pasando por velocidades más bajas logradas con diversas formas del MIC diferencial, hasta las velocidades aun más bajas alcanzadas por medio de códigos de transformación. Estas técnicas se han aplicado a los sistemas monocromos de TV y a los sistemas complejos en color NTSC y PAL. En otras aplicaciones las tres componentes de la señal de color, normalmente Y, I, Q en los países que han adoptado el sistema NTSC, y las Y, U, V en los países donde adoptaron el PAL, han de ser digitalizadas por separado. Muy poco se ha conseguido para convertir en digital la señal compuesta de color del sistema SECAM.

Una parte fundamental de los estudios se dirigió a evaluar la calidad subjetiva que se ha logrado o que probablemente se va a lograr. Pueden obtenerse algunas ideas y orientación de los resultados publicados de las pruebas, pero en muchos de los sistemas experimentales actuales ha habido pocas o ninguna pruebas subjetivas controladas. Ello es comprensible, porque son operaciones costosas.

En Europa el trabajo experimental encaminado a la digitalización de las señales normalizadas de la radiodifusión de TV se realiza en el Reino Unido en el departamento de investigación de la BBC cubriendo el MIC lineal [4—7], el MIC diferencial [8] y algún trabajo reciente sobre códigos de transformación; en el departamento de investigación del BPO, principalmente sobre el MIC diferencial [9—11]; y en Alemania en el FTZ, el departamento de investigación del DBP (Administración alemana de Correos y Telecomunicación), también sobre MIC diferencial [12—15]. Se ha estudiado el MIC lineal por STL [16] y GEC/Marconi [17, 18] en el Reino Unido, mientras en Italia se han hecho trabajos sobre técnicas lineales [19] y de adaptación [20].

Evolución de las características de funcionamiento

Con el fin de lograr el mejor compromiso entre la velocidad en bits, complejidad, calidad de imagen, precisión de funcionamiento y coste, alguna forma de MIC diferencial parece ofrecerá la mejor solución alrededor de 1980.

Hay muchas propuestas en artículos teóricos para realizar un sistema MIC diferencial; el número de bi-

tios por elemento de imagen depende de la calidad requerida, tipo de señal (por ejemplo, luminancia, crominancia o compuesta), detalle de imagen, algoritmo exacto de codificación, estrategia de predicción (por ejemplo, vertical, horizontal o bidimensional), etc.

Existe también la posibilidad de emplear un esquema híbrido en el que, por ejemplo, el método de digitalización se conmute automáticamente entre el MIC y el MIC diferencial de acuerdo con el contenido de la imagen. De hecho hay un gran número de posibilidades para realización de esquemas de adaptación.

Las técnicas más avanzadas en estudio ahora en Europa y los Estados Unidos incluyen códigos de transformación. La transmisión de una transformada de una señal de imagen suministra, más que la representación espacial de la imagen misma, una mejora de la tolerancia potencial de los errores del canal, y la posibilidad de una utilización más eficiente del ancho de banda del propio canal. Las transformadas pueden ser unidimensionales o multidimensionales y una transformada útil para esta aplicación es la debida a Hadamard [23].

De las muchas posibles variantes de códigos de transformación que existen no se sabe lo suficiente en cuanto a realizaciones prácticas para permitir una valoración detallada en el momento actual. Se puede anticipar que se progresará rápidamente en este campo durante la próxima década. Las técnicas de transformación bidimensional pueden llegar a ser muy interesantes.

Como valoración inicial de la técnica, la figura 2 presenta una estimación de funcionamiento empleando la escala de distorsión dada en la tabla 1 con respecto a la velocidad en bits, sólo para la señal de video. Se hace distinción entre los resultados medidos y los que se han estimado mediante observaciones superficiales. Las pruebas subjetivas más significativas se han llevado a cabo empleando procesamiento en tiempo real. Sin embargo, se puede lograr una buena indicación de la realización potencial por imágenes procesadas del ordenador, supuesto que la señal se reconvierte a una imagen en tiempo real para su valoración. Estarán disponibles a partir de ahora resultados de otras pruebas no citadas en este artículo [21].

Conclusiones

La política seguida hasta ahora para suministrar canales de transmisión de TV ha consistido en hacerlos transparentes a un margen de señales basadas en todas las normas comúnmente utilizadas y especificadas por el CCIR. Ello es posible cuando el canal está definido en términos de ancho de banda, linealidad y característica señal a ruido. Un canal transparente semejante podría obtenerse con la transmisión digital empleando MIC lineal, o incluso con MIC diferencial, supuesto que se empleara una velocidad en bits adecuada. La elección resultante sería al menos de 100 Mbit/s para el MIC, reduciéndose a unos 80 Mbit/s para el MIC diferencial, con el fin de acomodar ambos a los sistemas PAL y SECAM. La técnica de conversión digital más eficiente daría como resultado probablemente una realización diferente para cada sistema. El coste del sis-

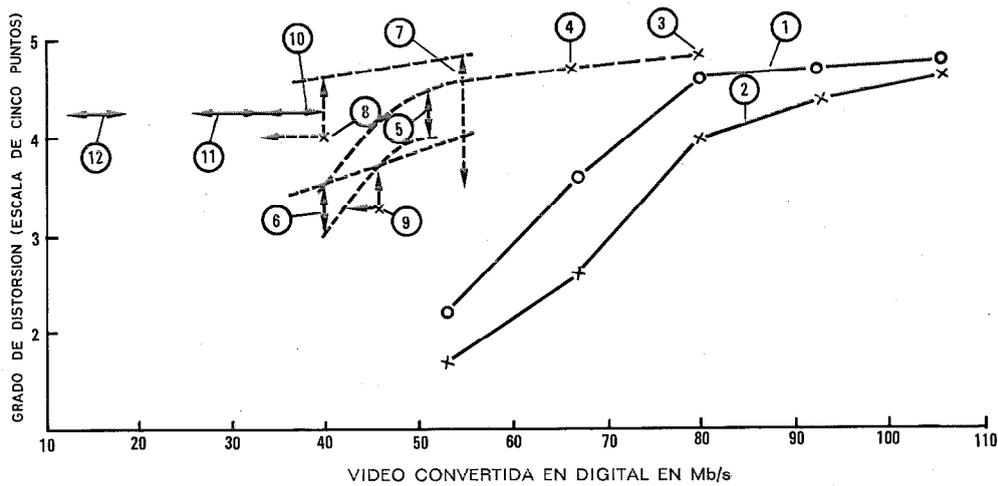


Fig. 2 Resumen del comportamiento de la TV digital.

- 1. BBC — MIC lineal sólo con alternancias de fase — PAL.
- 2. BBC — MIC lineal sólo sin alternancias — PAL.
- 3. BBC — ajuste grueso/fino adaptativo de 6 bits MIC/MIC diferencial — sólo PAL.
- 4. BBC — ajuste discreto adaptativo de 5 bits MIC diferencial — sólo PAL.
- 5. BPO — 4 bits MIC diferencial — sólo PAL c
- 6. BPO — 3 bits MIC diferencial — sólo PAL b

- 7. DITEC — con escala para sistemas 625/50.
- 8. FTC — MIC diferencial de componentes de la señal.
- 9. Transformación ortogonal, MIC de señales NTSC.
- 10. Transformación ortogonal, unidimensional monocroma.
- 11. Transformación ortogonal bidimensional monocroma.
- 12. Transformación ortogonal adaptativa bidimensional monocroma.

Nota: a. Resultados de pruebas subjetivas de la BBC.
 b. Estimación fiable.
 c. Estimación menos segura.

tema completo vía satélite es muy alto (conduciendo a un alto coste por unidad de banda) de tal forma que el coste del equipo terminal digital de TV no es un factor principal en la determinación de una velocidad en bits económica; así la elección inevitable es la velocidad más baja posible que logre calidad adecuada de

imagen y cumpla con los requisitos de todo el sistema, a menos que la complejidad de proceso asociada con una reducción ulterior en la velocidad conduzca a un aumento importante del coste.

De la necesidad de obtener la más baja velocidad viable, se ha llegado a la conclusión de que no se ha de

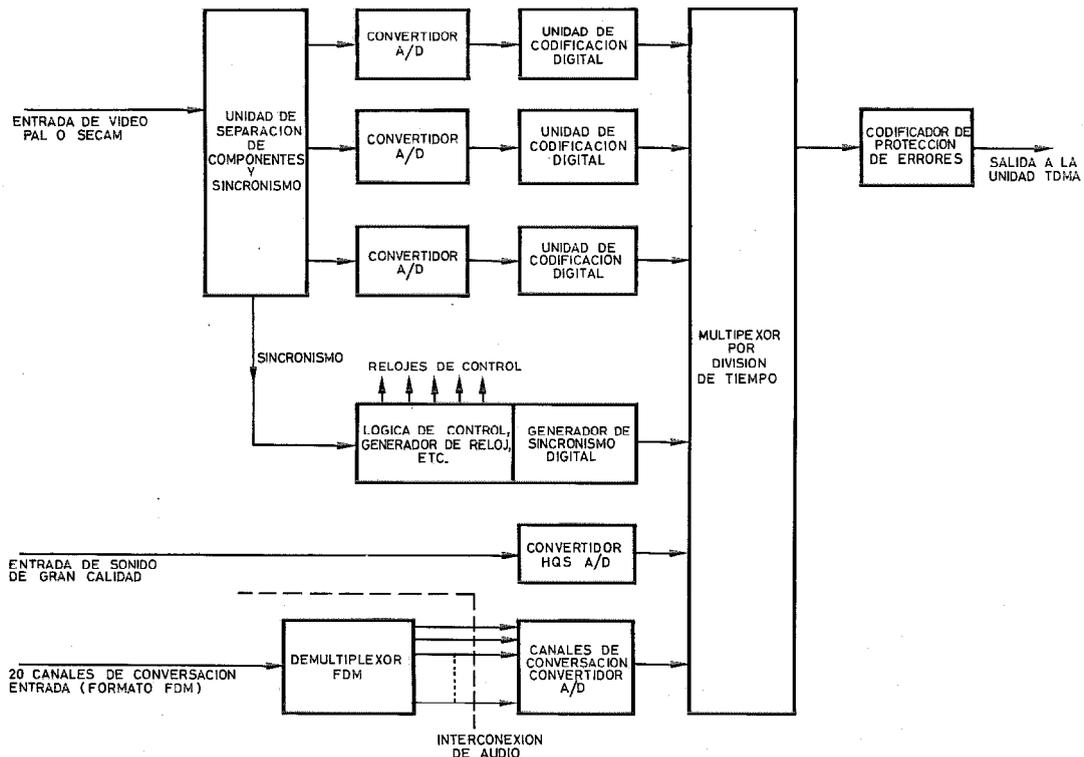


Fig. 3 Diagrama de bloques — terminal transmisor.

excluir completamente la conversión digital separada de la luminancia y de las dos componentes de la crominancia. Esto permite la más eficiente conversión digital de cada componente; a causa del espectro de líneas propio de la señal de TV, puede también usarse el muestreo sub-nyquist, eliminando las componentes dobles mediante un filtro de peine al reconstruir la señal analógica. Para instalaciones hacia 1980, se ha establecido un conjunto de parámetros que dan como resultado una velocidad de transmisión total de 45 Mbit/s como velocidad probable para alcanzar una adecuada calidad de imagen.

Además de la técnica de conversión digital de adaptación de la componente MIC diferencial para la señal de video, se propuso una técnica de compansión retardada de 10 bits para el sonido de gran calidad y una adaptación de los codificadores de voz MIC normalizados para los canales de comentarios con protección contra errores, conseguida mediante el uso de un código de bloques Hamming y una multiplexación de bits para combinar las señales individuales. En las figuras 3 y 4 se esquematizan los diagramas de bloques de los terminales transmisor y receptor.

No obstante se reconoce que decodificar una señal compuesta suficientemente protegida presenta ciertas desventajas. Por otra parte, aunque los 45 Mbit/s encajan razonablemente en la estructura de la señal para la comunicación por satélite, no están en línea con los niveles del múltiplex telefónico europeo para la transmisión terrestre. Por contra, la estructura múltiplex norteamericana alcanza un nivel de unos 45 Mbit/s, pero los parámetros del sistema NTSC de 525 líneas

son tales que se puede alcanzar más probablemente una buena calidad de imagen con la conversión digital de 34 Mbit/s.

Considerando todos los aspectos, la elección a corto plazo para el ECS (satélite europeo de comunicaciones) será probablemente la conversión digital de la señal compuesta a unos 70 Mbit/s; dos canales de TV en un sistema terrestre de 140 Mbit/s.

A largo plazo, una vez que la transmisión digital haya penetrado más en los sistemas terrestres, puede esperarse una reducción a 34 Mbit/s con conversión digital separada de las componentes. Esta tendencia se aceleraría si la señal se convirtiera digitalmente en la cámara de imagen y se mantuviese en forma digital hasta el emisor final. Finalmente, esto podría extenderse hasta el receptor local por medio de la multiplexación por división en el tiempo de las componentes de la señal, evitando distorsiones del proceso de codificación del color presente, tal como el cruce de color. La conversión digital podría hacerse por MIC diferencial o por códigos de transformación; el potencial de los códigos de transformación deberá quedar determinado dentro de la próxima década.

Agradecimiento

Una parte sustancial de este artículo ha revisado algunos aspectos de un estudio llevado a cabo para ESRO, a quien se agradece el permiso para su publicación. El autor desea reconocer el trabajo del grupo de estudio, en particular C. C. Cock y R. J. Catchpole de STL y A. Rappold y W. Zschunke de SEL.

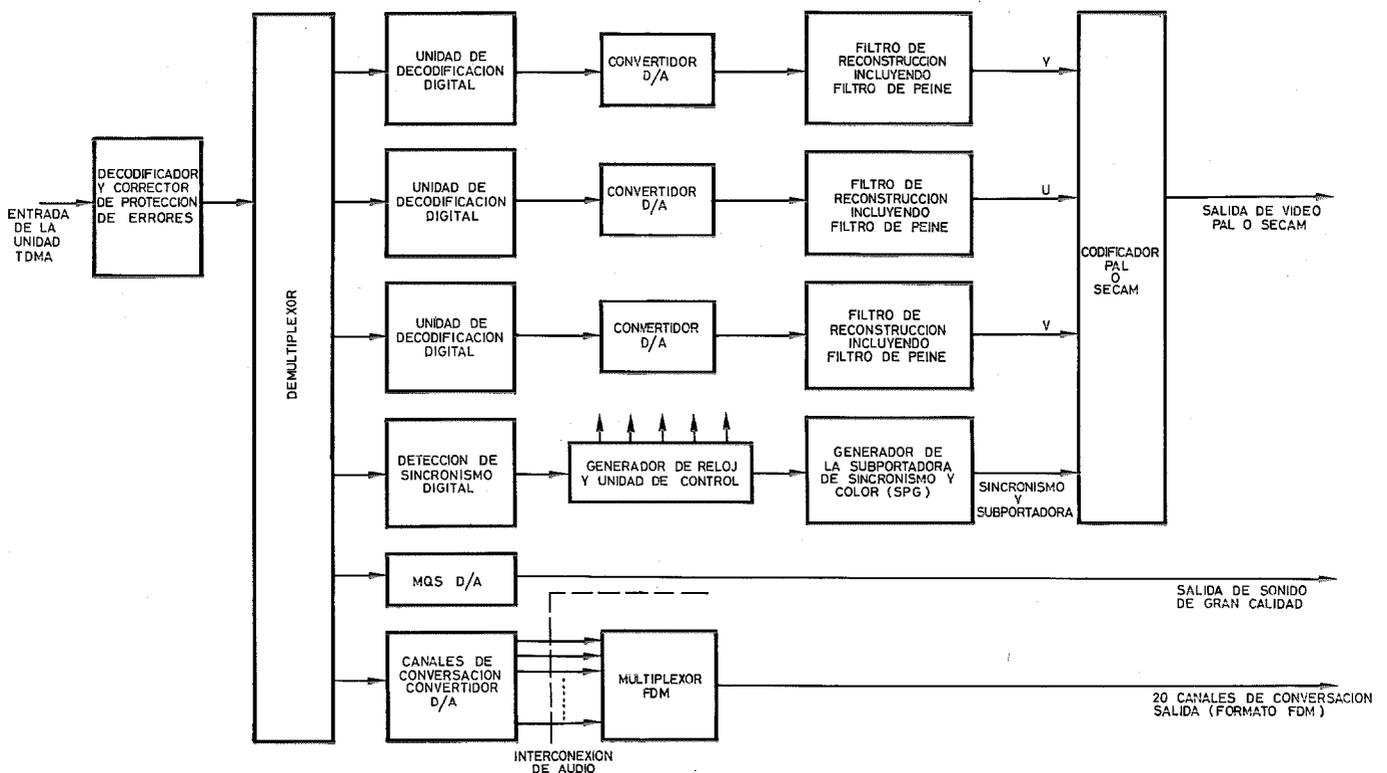


Fig. 4 Diagrama de bloques — terminal receptor.

Referencias

- [1] H. Häberle, P. C. Ulrich, W. Zschunke: Transmisión digital de TV por satélites. Comunicaciones Eléctricas, en este número, Vol. 49 (1974), N° 3, págs. 347—352.
- [2] W. K. Pratt: Bibliography on digital image processing and related topics; University of Southern California. USCEE Ref. 453, 1° septiembre 1973.
- [3] A. Jessop, P. Norman, D. B. Waters: Un sistema coaxial de 120 Mbits/s para demostración en laboratorio. Comunicaciones Eléctricas, Vol. 48, número 1 y 2 (1973), págs. 86—100.
- [4] V. G. Devereux: Pulse Code Modulation of Video Signals; Subjective Study of Coding Parameters, BBC Research Department Report N° 1971/40.
- [5] V. G. Devereux: Pulse Code Modulation of Video Signals; Subjective Tests on Acceptable Limits for Timing Jitter in the Decoded Analogue Samples. BBC Research Report N° 1971/42.
- [6] V. G. Devereux y D. Meares: Pulse Code Modulation of Video Signals, Subjective Effect of Random Digit Errors. BBC Research Report N° 1972/14.
- [7] A. Brown y R. W. King: Digital Video; Reduction of Sampling Frequency to 11.9 MHz. BBC Research Department Report N° 1972/36.
- [8] V. G. Devereux: Digital Video; Differential Coding of PAL. Signals bases on differences between samples one subcarrier period apart. BBC Research Department Report RD 1973/7.
- [9] J. E. Thompson: Predictive Coding of Composite PAL and NTSC Colour Television Signals, Presentado en la International Communication Conference (ICC) in Seattle, 11—13 junio 1973 (Documento 48F).
- [10] J. E. Thompson y G. A. Gerrard: A Differential PCM Encoder for Viewphone Signals; Digital Processing of Signals in Communications. Loughborough 1972, IEEE Conference Proceedings N° 23, págs. 329—337.
- [11] J. E. Thompson: Differential Coding for Digital Transmission of PAL Colour Television Signals. International Broadcasting Conv. 1972, IEE Conference Publication N° 88, págs. 26—32.
- [12] L. Stenger: Ein Verfahren zur effektiveren Intra-Frame-DPCM-Codierung, PCM-Technik, Nachrichtentechnische Fachberichte, Bd. 42, págs. 61—71, 1972.
- [13] L. Stenger y G. Wengenroth: Möglichkeiten der digitalen Codierung und Übertragung von Farbfernsehsignalen. NTZ 1971, Heft 6, págs. 321—325.
- [14] L. Stenger: Colour Television via a European Distribution Satellite. Presentado en el "Deuxieme Coloque International sur les Télécommunication Numerique par Satellite". París, 28—30 noviembre 1972, págs. 398—408.
- [15] L. Stenger y G. Wengenroth: Experimente zur Codierung von Fernseh- und funksignalen. Internationale Elektronische Rundschau, Bd. 27 (1973), N° 1, págs. 18—21.
- [16] J. D. Weston: Transmission of Television by pulse code modulation; Electrical Communication, Vol. 42 (1967), N° 2, págs. 165—173.
- [17] D. G. W. Ingram y P. Bylanski: Digital Coding of Broadband Signals; Journal of Science and Technology, Vol. 38, N° 4, págs. 151—156.
- [18] T. H. Pearce y otros: A high speed pulse code modulation system; Marconi Review, Vol. 33, N° 177, págs. 131—149.
- [19] P. D'Amato: Chrominance Distributions in a PCM Coded Video Signal; 19th International Congress on Electronics, Roma, marzo 1972.
- [20] M. Oliver: Some Experiments with Adaptive Modulators for Television Signals; 19th International Congress on Electronics, Roma, marzo 1972.
- [21] CMTT/CCIR: Standards for television systems using digital modulation; Doc. CMTT/179, 8 noviembre 1973.
- [22] W. W. Peterson y E. J. Weldon: Error correcting codes; 2ª edición, MIT, 1972.
- [23] W. K. Pratt: Madamard Transform Image Coding Proc. IEEE V. 57, enero 1969, págs. 58—68.

John D. Weston nació en Londres en 1930 y se graduó como estudiante externo de la Universidad de Londres, en 1958. Comenzó a trabajar en STL en 1952, en tareas relativas a evaluación de transistores, diseño de amplificadores de componentes distribuidos y ensamble automático de los diodos del modulador para un proyecto de guíaondas de largo alcance de 35 GHz. Continuando estas investigaciones, empleó unos 10 años en diversos aspectos de la televisión digital. Extendiendo sus actividades en el campo del proceso digital, su trabajo abarcó una serie de técnicas de conversión analógico-digital, codificadores MIC para transmisión de música, moduladores delta para conversación e imagen, además de muchos aspectos de la transmisión digital. En 1970 fue nombrado jefe del laboratorio de sistemas digitales, tratando un gran número de problemas digitales e interconexiones digitales/analógicas para aplicación a comunicaciones civiles y militares. En 1973 fue jefe de estudios de los aspectos digitales de TV para un contrato con ITT sobre estudios del sistema de telecomunicaciones de ESRO.

Transmisión digital de TV por satélites

Para la transmisión de señales de TV y sonido asociado a través de satélites, resulta necesario un ahorro de potencia y ancho de banda en la transmisión. La transmisión digital de señales de video y sonido, empleando métodos de reducción de redundancia, es superior a la transmisión analógica en estos aspectos.

H. HÄBERLE
P. C. ULRICH
W. ZSCHUNKE

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania Federal

Introducción

Uno de los primeros y, por cierto, más evidentes méritos de los satélites de comunicaciones ha sido lograr transmisiones de TV casi directas entre continentes. Pero con el rápido progreso de la tecnología de los satélites, parece que llegarán a ser realidad en un futuro muy próximo, proyectos más ambiciosos de transmisión por satélite de señales de televisión. Con el fin de aumentar el servicio actual de emisiones de TV, por un lado se han diseñado nuevas redes de distribución de TV por cable, y por otro, existen proyectos de sistemas de TV por satélite que se utilizarán no sólo para enlaces intercontinentales, sino también formando parte esencial de redes de distribución y radiodifusión locales o nacionales.

El objetivo de muchos estudios que se llevan a cabo actualmente es valorar de qué forma y en qué medida, un sistema vía satélite puede servir de complemento a las redes terrestres de radiodifusión y distribución de TV. El proyecto canadiense [1], por ejemplo, nos puede aclarar la forma en que un satélite puede fácilmente aumentar el área de influencia de los sistemas de radiodifusión de TV terrestres en explotación, hasta los más remotos confines. El proyecto indio INSAT [2] muestra las ventajas de satélites de TV en zonas donde no existen redes terrestres de distribución de televisión. Los diferentes proyectos de los Estados Unidos en relación con los sistemas de satélites nacionales (DOMSAT) [3] tienden a la expansión e interconexión de las redes terrestres de distribución de televisión existentes. En Japón existe el proyecto de un satélite de radiodifusión de TV para aumentar la capacidad de la red terrestre de que se dispone. Y en Europa se llevan a cabo estudios semejantes, por ejemplo en Alemania [4] por la Gesellschaft für Weltraumforschung (GfW) en cuanto a proyectos nacionales, y por la ESRO (European Space Research Organization, Organización Europea de Investigación Espacial) en cuanto a proyectos europeos.

Todos los proyectos mencionados más arriba pueden clasificarse como pertenecientes, bien al grupo de sistemas de distribución de TV por satélite, del que es ejemplo típico el sistema ESRO, o bien al grupo de sistemas de radiodifusión de TV por satélite, siendo típico ejemplo el sistema GfW. A continuación se estudiarán estos dos sistemas con más detalle. La figura 1 en principio muestra los dos sistemas. En la tabla 1 se da un resumen de las características de transmisión para los dos sistemas. El sistema de satélite de distri-

bución puede suplir o reemplazar sólo la parte de larga distancia de la red de transmisión de TV, tal como enlaces de radio o sistemas de portadoras FDM de orden superior. Está diseñado principalmente para la distribución de programas de Eurovisión a las redes nacionales existentes y para ajustarse a las futuras normas del CEPT (Conférence Européenne des Administrations des Postes et des Télécommunications, Conferencia Europea de Administraciones de Correos y Telecomunicación) y EBU (European Broadcasting Union, Unión Europea de Radiodifusión). Trabaja con estaciones de tierra relativamente grandes y baja potencia de transmisión en el satélite, para ser compatible con otros servicios de comunicaciones, tales como comunicaciones telefónicas a través del mismo satélite. El sistema de satélites de radiodifusión es un sistema para TV solamente, con gran potencia de transmisión en el satélite para permitir la recepción en las pequeñas antenas de los abonados. Está diseñado para dos áreas de influencia: el área de la República Federal de Alemania (FRG) y el área de lengua alemana (GLA).

En la mayor parte de los sistemas comerciales de comunicación por satélite instalados hasta la fecha, las señales se transmiten en forma analógica empleando modulación de frecuencia (MF) y acceso múltiple por

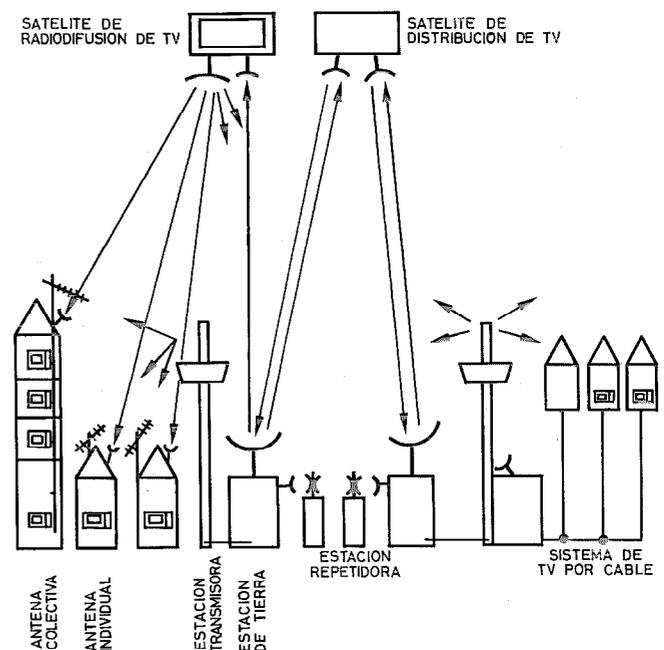


Fig. 1 Sistemas de transmisión de TV.

Tabla 1 - Comparación de características de los satélites de TV, ESRO y GfW.

	ESRO	GfW
Objeto	Distribución de señales de TV entre estaciones de tierra, por ejemplo, Eurovisión, para ajustarse a futuros requisitos de CEPT y EBU	Radiodifusión de TV para recepción individual
Modo	Señales de telefonía y TV mezcladas según asignación por demanda	Sólo TV
Modulación	MF (modulación de frecuencia)	MF (modulación de frecuencia)
Señales adicionales	Un canal de sonido de gran calidad, hasta veinte canales de comentarios	Dos canales de sonido de gran calidad
Asignación de frecuencias	14,0 GHz — 14,5 GHz enlace ascendente 10,95 GHz — 11,25 GHz y 11,45 GHz — 11,7 GHz enlace descendente 6 transmisores-receptores de 120 MHz cada uno, haz puntual 6 transmisores-receptores de 40 MHz cada uno, haz europeo	14 GHz — 14,5 GHz enlace ascendente 11,7 GHz — 12,5 GHz enlace descendente 4 canales de 30 MHz cada uno
Diámetros de la antena	Estación transmisora y receptora: 17 m haz europeo 7,5 m haz puntual Satélite: 0,3 m haz europeo 0,6 m haz puntual	Estación transmisora: 9 m Satélite: 2,3 × 1,4 m FRG 1,7 × 0,9 m GLA Receptor: 0,7 m recepción individual 1 m recepción colectiva
Potencia de emisión del satélite	20 vatios	350 vatios FRG 740 vatios GLA

división de frecuencia (FDMA). No obstante, con la experiencia adquirida en el desarrollo de sistemas digitales se hacen cada vez más patentes las ventajas de los métodos de modulación digital, especialmente el método por desplazamiento de fase (PSK, phase shift keying) y el acceso múltiple por división en el tiempo (TDMA, time division multiple access). Un primer paso hacia la comunicación digital por satélite fue la introducción del sistema SPADE [6] por INTELSAT, en el que las señales telefónicas codificadas en MIC y moduladas en fase se transmitían todavía en forma FDMA. El segundo y último paso será la transmisión de estas señales MIC-PSK en forma TDMA. Se han desarrollado prototipos de sistemas TDMA para INTELSAT, por ejemplo, en los Estados Unidos [7], en Japón [8], y en Alemania [9].

La transmisión intercontinental de TV comenzó también con MF y también comenzaron así los estudios recientes de satélites para distribución y radiodifusión de TV, incluyendo los proyectos ESRO y GfW. El primer sistema digital para transmisión de TV vía satélite fue el sistema DITEC [10] de COMSAT. Pero también ESRO [11] y GfW [12, 13] consideraron la transmisión digital de TV como una posibilidad en sus estudios de satélites de televisión. ESRO propugnó la transmisión de señales telefónicas a unas horas, y señales de TV a otras, o incluso la transmisión simultánea de ambos tipos de señal a través del mismo transmisor-receptor del satélite, puesto que ya se había decidido que la transmisión telefónica fuera digital (TDMA). GfW se dedicó a estudiar modelos de factibilidad para la radiodifusión digital de TV vía satélite, y comparaciones técnicas y económicas entre sistemas analógicos y digitales en general.

Durante el estudio se demostraron las ventajas de

multiplexar en el tiempo las señales de color, sonido y video digitalizadas separadamente, transmitiendo la señal digital resultante modulada por desplazamiento de fase [13].

A pesar de que el estudio no se ha completado aún, los párrafos siguientes mostrarán algunos de sus resultados. Puede afirmarse ya que la transmisión digital puede ahorrar potencia y ancho de banda en el satélite. Además, para la transmisión simultánea de señales telefónicas y de TV, la transmisión digital con TDMA [14] demuestra ser más flexible que la transmisión analógica. No obstante, la decisión final entre transmisión digital y analógica de TV vía satélite, dependerá también de la complejidad que requieran las estaciones principales de las redes terrestres en el caso de satélites de distribución de TV, y con mayor razón incluso, en el caso de satélites de radiodifusión de TV, de la complejidad de los equipos de recepción.

Potencia de transmisión del satélite para MF y PSK

A causa de la limitada potencia de transmisión del satélite, es esencial emplear métodos de modulación que ahorren potencia. Por esta razón se escoge a menudo modulación de frecuencia (ver tabla 1). Las señales de sonido pueden integrarse en las señales analógicas de video por las mismas razones [15]. En forma semejante a la modulación de frecuencia, puede también reducirse la potencia de transmisión aplicando métodos digitales de modulación a expensas del ancho de banda de transmisión.

Se ha llevado a cabo una comparación entre transmisión analógica MF (modulación de frecuencia) y transmisión digital PSK (modulación de fase) de señales de TV en relación con un estudio sobre un satélite alemán de radiodifusión [13]. El resultado se da en la

figura 2, en que se representa la potencia P_s necesaria de transmisión de satélite en función del ancho de banda B_{RF} requerido para transmisión analógica y digital. Las curvas están calculadas para una relación ponderada señal a ruido de 52 dB. En el caso de la transmisión MF, esto se puede lograr por medio de sistemas que tengan la potencia de transmisión del satélite y ancho de banda sobre la curva marcada "transmisión MF" en la figura 2. Esta curva muestra el hecho conocido de que el ancho de banda puede reducirse a expensas de la potencia de transmisión y viceversa. Para la transmisión digital se ha supuesto modulación PSK de cuatro fases, con codificación diferencial y demodulación coherente. La curva resultante está numerada con la velocidad de transmisión correspondiente. Esta velocidad depende de la fuente codificadora de la señal de vídeo. Si se aplica una codificación MIC directa, cada muestra debe codificarse empleando al menos 7 bits con velocidad de muestreo de al menos dos veces el ancho de banda de la señal de TV. Con un ancho de banda de vídeo de 5 MHz resulta una velocidad de al menos 70 Mbit/s. De la figura 2 se deduce que, en este caso, la transmisión digital es inferior a la transmisión MF. No obstante, si la velocidad puede reducirse a menos de 50 Mbit/s, la transmisión digital se hace superior. Ello puede lograrse prácticamente aplicando técnicas más elaboradas para la codificación de la fuente que la MIC directa. Estos métodos se describirán brevemente a continuación.

Hoy parece posible alcanzar velocidades tan bajas como 34 Mbit/s con buena calidad de imagen. Esta velocidad es deseable porque se situaría en una jerarquía MIC de tercer orden. La figura 2 muestra que con una velocidad de 34 Mbit/s, el ancho de banda necesario es de unos 22 MHz. La potencia de transmisión es aproximadamente 130 vatios, que si se la compara con los 630 vatios empleados en la transmisión MF está reducida aproximadamente en un factor de cinco.

Reducción de la velocidad de bits

Para codificar la señal de TV se pueden aplicar dos métodos fundamentales. La señal compuesta de TV, que consta de la señal de luminancia Y, las señales de crominancia moduladas, que son las diferencias

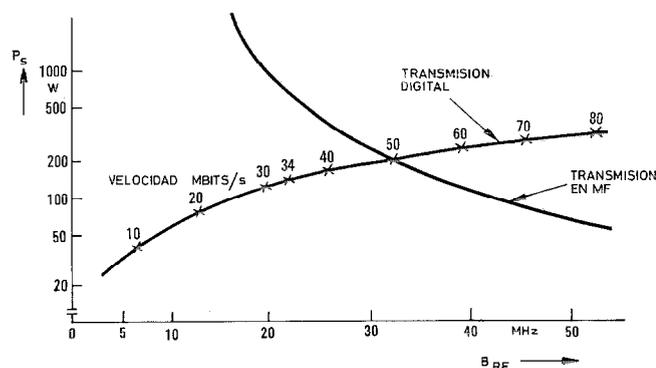


Fig. 2 Comparación de potencia y ancho de banda para transmisión por satélite en modulación de frecuencia (MF) y por desplazamiento de fase (PSK, 4 fases).

R-Y y B-Y, las señales de sincronismo y, posiblemente, las señales de sonido integradas como se indicó antes, pueden o codificarse en una sola entidad o dividirse en sus componentes que entonces se codifican separadamente. Como ya se indica en otro artículo de esta revista [16], la codificación de las señales componentes es ventajosa, especialmente si la señal de TV está ya disponible en forma de componentes, por ejemplo, en el estudio de TV. De otra forma, la descomposición ha de llevarse a cabo antes de la codificación, lo que aumenta la complejidad en el lado de transmisión. Como se verá en la descripción siguiente de los métodos de reducción de velocidad, la codificación de componentes es, sin embargo, el único camino para lograr velocidades inferiores a 50 Mbit/s, si se consideran las normas de PAL, NTSC y SECAM.

Las imágenes de TV contienen en general una gran cantidad de redundancia a causa de las interdependencias estadísticas de las muestras de imagen. Esta gran redundancia resulta evidente si tenemos en cuenta que una imagen consta a menudo de áreas del mismo nivel de brillo. Para transmitir estas áreas sería suficiente, por ejemplo, transmitir sólo sus contornos y el nivel de amplitud correspondiente, que en general dará lugar a un número más pequeño de bits, comparado con la MIC donde se transmite cada muestra. Este ejemplo ilustra el hecho de que la velocidad puede reducirse si se aplican métodos de reducción de redundancia.

El método clásico de reducción de redundancia es el llamado de codificación óptima, donde se elige la longitud de cada palabra del código de acuerdo con la probabilidad del símbolo, dando así lugar a una reducción de la velocidad de transmisión en comparación con la codificación de longitud fija de las palabras del código. Puesto que en las imágenes de TV las amplitudes están, en términos generales, distribuidas uniformemente, la codificación óptima no es aplicable directamente al elemento de imagen muestreado. Sin embargo, se emplea junto con el MIC diferencial (DPCM, difference — PCM) donde se transmite en vez de la muestra real, la diferencia de la misma con respecto a un valor prefijado. Estas diferencias son en su mayor parte pequeñas, de forma que puede aplicarse ventajosamente la codificación óptima.

Para eliminar la gran redundancia de áreas de imagen de nivel constante de brillo, puede utilizarse otra técnica llamada "codificación en serie". Se transmite una serie de elementos de imagen del mismo nivel de brillo, transmitiendo solamente este nivel y los instantes inicial y final. Como en el caso de codificación óptima, es necesaria una memoria para lograr una corriente sincrónica de bits.

Para deshacer las dependencias estadísticas entre los elementos de imagen se aplican métodos de transformación tales como los de Fourier, Hadamard, Loeve-Karhunen. Los métodos de transformación no han logrado, sin embargo, importancia práctica para el proceso de imagen en tiempo real, ya que la complejidad de estos sistemas es bastante grande. Para

mayor abundamiento se ha probado que las transformaciones lineales pueden sustituirse por una operación de filtrado lineal que es mucho más fácil de realizar, por ejemplo, por medio de un sistema MIC — diferencia bien diseñado [17].

El método de reducción de redundancia que hoy se aplica más generalmente es el MIC — diferencia. Los circuitos básicos para transmisión y recepción se indican en la figura 3. Se cuantifica la diferencia entre las muestras reales de imagen y un valor prefijado. Esta diferencia se transmite al receptor y además se procesa en el lado de transmisión en donde se suma con un valor prefijado dado por el bucle de predicción obteniéndose, la señal de recepción o un valor estimativo de la muestra siguiente. El esquema más simple de comparación es establecer la muestra actual debe ser igual a la anterior, que es el elemento previo de imagen en la misma línea (marcada A en la figura 3). Hay otros algoritmos más eficaces que emplean comparación con elementos de la línea anterior en el mismo cuadro como se ve en la misma figura 3. La información de la línea anterior puede además utilizarse para detectar la aparición de contornos y conmutar entonces la característica del cuantificador [18]. En los sistemas MIC — diferencia se producen degradaciones de imagen, principalmente si los contornos de imagen no están definidos con exactitud suficiente. Sin embargo existen métodos propuestos para mejorar la definición de los contornos [19]. Para la transmisión de vídeo de banda ancha, tales como señales de TV, hoy día sólo es practicable la comparación a partir de elementos de imagen dentro del mismo campo (interlíneas del MIC — dife-

rencia), porque la capacidad de memoria sería demasiado grande para comparación con el campo anterior (intertrama del MIC — diferencia).

Además de los métodos anteriormente indicados se emplea a veces una técnica llamada de submuestreo. El principio se presenta en la figura 4. Si la señal de vídeo de ancho de banda f_c se muestrea a una velocidad más pequeña que la velocidad Nyquist $2f_c$, el efecto de duplicación simétrica de la señal causará una perturbación de la banda base de vídeo. En el caso de señales de vídeo, el espectro es sustancialmente un espectro lineal, debido a la estructura de las líneas y a la semejanza entre líneas vecinas. Por tanto, si la velocidad de muestreo se elige de forma que los espectros estén entremezclados, el espectro espúreo puede eliminarse por filtrado en peine. Para señales de TV de 5 MHz la velocidad de muestreo puede reducirse de esta forma a 7,69 MHz [20].

Aplicados a la señal compuesta de TV, los métodos antes indicados no son muy eficientes. Ello se debe a que las dependencias estadísticas entre elementos de imagen que suponen la aplicación con éxito de métodos de reducción de redundancia, quedan encubiertas por la modulación de las señales de crominancia en la banda de luminancia. Para casos especiales, tales como normas de PAL y NTSC, hay métodos propuestos para la codificación MIC — diferencia por muestreo a tres veces la frecuencia de la subportadora de color, empleando la tercera muestra anterior para la prefijación [21, 22]. Este principio falla sin embargo para la norma SECAM, porque las señales de crominancia están moduladas en frecuencia, dando lugar así a un algoritmo de predicción no sencillo, como en el caso de NTSC y PAL. El muestreo no es posible para la codificación compuesta, ya que los huecos del espectro están ya ocupados por la información de color.

Para reducir la velocidad a menos de 50 Mbit/s, las componentes de la señal de TV (luminancia Y, cro-

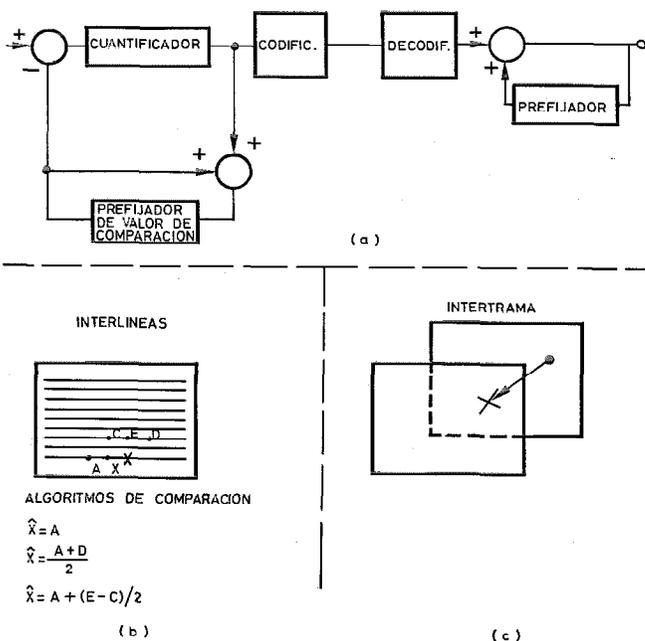


Fig. 3 Principios de modulación diferencia por impulsos codificados.

- a) Diagrama de bloques.
- b) Comparación interlíneas
A, C, D, E elementos de imagen anteriores
X elemento actual
 \hat{X} valor prefijado para X
- c) Comparación intertrama.

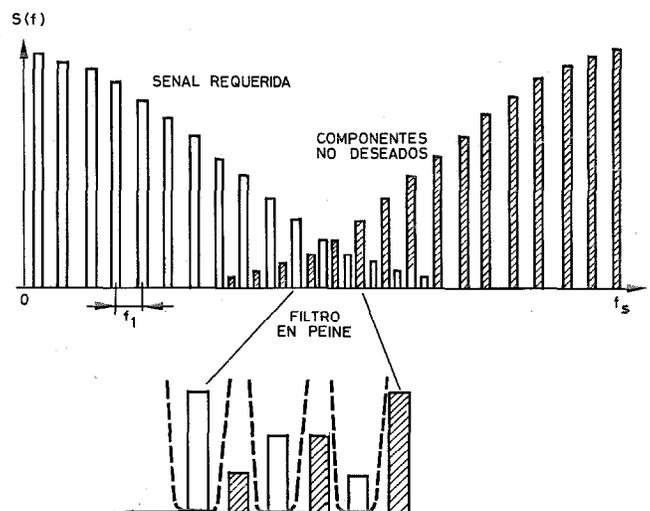


Fig. 4 Muestreo y filtrado en peine

$$f_s = (2n-1) \frac{f_1}{2}$$

f_1 frecuencia de líneas
 f_s frecuencia de muestreo.

minancia R-Y y B-Y) han de ser procesadas individualmente. Usando el submuestreo y métodos de MIC — diferencia más elaborados [18, 20] se puede conseguir una velocidad de aproximadamente 30 Mbit/s para la señal de luminancia. Si las señales de crominancia se transmiten secuencialmente en línea, puede conseguirse una velocidad total de 34 Mbit/s para una buena calidad de imagen [23].

Proceso de señales de vídeo y sonido

Las señales de luminancia y crominancia se multiplexan junto con señales de sonido de gran calidad, de comentarios y de sincronismo para conseguir una secuencia continua de bitios. La estructura multiplex se corresponde con la estructura de trama de TV y el sincronismo se reemplaza ventajosamente por una palabra de código por trama [11, 24, 25]; la parte no activa de líneas de TV puede llenarse con la información digital.

El método de multiplexado, ya sea por bitios, palabras o bloques entremezclados, es un compromiso entre coste y flexibilidad del sistema y está influenciado por parámetros del sistema tales como esquema de digitalización, protección contra errores y sincronismo. Tanto el multiplexado de bitios como de palabras requieren que velocidades de muestreo y número de bitios por muestra esten en una razón fija.

Por lo tanto, los métodos de multiplexado de bitios y palabras reducen la flexibilidad del sistema que puede ser deseable para una futura mejora de la calidad de imagen, si los métodos de codificación de la fuente llegan a ser más eficientes. No obstante, los métodos de multiplexado de bitios y palabras tienen la ventaja de que la capacidad de memoria requerida para el multiplexado y demultiplexado, es muy pequeña. El multiplexado de bloques permite la elección arbitraria de velocidades de muestra y número de bitios por muestra, existiendo únicamente la limitación del número de bitios por línea de TV para una velocidad determinada. El total de la capacidad de memoria es significativamente más alta que para el multiplexado de bitios y palabras.

Los bitios de las señales de sonido y comentarios pueden ser insertados o bien en cada línea de TV, o como un bloque que cubra varias líneas en los intervalos de borrado de cada campo, siendo la diferencia de nuevo el tamaño de la capacidad de memoria. Si se considera el sistema con 34 Mbit/s indicado antes [23], donde la señal de luminancia Y se procesa con 30 Mbit/s y las señales de crominancia con 8 Mbit/s cada una, pero transmitidas alternativamente por cada línea, quedan suficientes bitios por línea para incluir el sonido y las señales de comentarios. Si se hallaran métodos más depurados para codificación de las señales de crominancia, podrían ser transmitidas en la misma línea las dos señales de crominancia. Esto requeriría que al menos los canales de comentarios deberían transmitirse durante los intervalos de borrado de campo.

La tabla 2 muestra un esquema de digitalización

para las señales de TV junto con los canales de sonido y comentarios. El número total de bitios por línea de TV corresponde a una velocidad de 34 Mbit/s. La figura 5 muestra una estructura multiplex basada en multiplexado de bloques. Las señales de crominancia se transmiten alternativamente por línea, dando lugar a una reducción de la resolución vertical del color. Las especificaciones de ESRO y GfW (tabla 1) se cumplen con esta propuesta, permitiendo dos canales de sonido de gran calidad, que permiten la transmisión estéreo y la adición de 20 canales de comentarios a la señal de vídeo. El sincronismo se logra con una palabra de código de unos 24 bitios por cada trama [11]. Las estructuras de multiplexado de bitios y palabras se exponen en [11, 20].

Tabla 2 - Esquema de digitalización.

Señal	Velocidad de muestreo	Bitios/muestra	Bitios/línea de TV
Luminancia Y	7,69 MHz	4	1600
Crominancia R—Y, B—Y	2 MHz	4	416
Canales de sonido de gran calidad (HQS)	30 kHz	10	40
Canales de comentarios (CC)	8 kHz	8	80
Bitios de reserva			40
Total			2176

Si se aplican métodos de reducción de redundancia a la señal de vídeo, su sensibilidad a los errores de transmisión crece en términos generales, dependiendo del total de redundancia que se ha eliminado. Por tanto, o bien los errores de transmisión deben mantenerse dentro de límites tolerables o se ha de añadir redundancia a la señal para detectar o corregir los errores. Si se consideran códigos de bloque como el de Hamming o BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem), el total de redundancia que se debe añadir está entre el 0,5% y el 5%, dependiendo de la longitud de bloque elegida [11]. La realización de los códigos de bloque

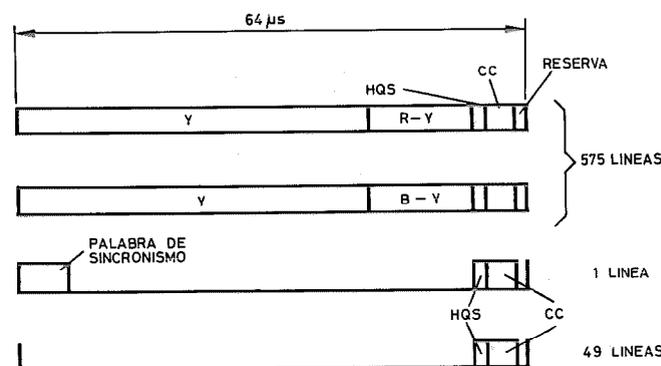


Fig. 5 Estructura Múltiplex

- Y señal de luminancia
- R-Y, B-Y señales diferencia de crominancia
- HQS señales de sonido de alta calidad
- CC señales del canal de comentarios

se simplifica eligiendo la longitud de bloque de manera que sea un submúltiplo de la longitud de línea. A causa de la división del tiempo por la estructura de líneas de la señal de TV, los códigos de bloque no requieren sincronismo adicional.

Como se indicó antes, las señales de TV pueden transmitirse radiodifundidas o mediante distribución. En el modo distribución, los adaptadores entre los equipos analógicos de TV existentes y el enlace del satélite modulado digitalmente, están situados en las estaciones de tierra, no influyendo en el equipo de TV. Sin embargo, si las señales de TV se transmiten simultáneamente con señales de comentarios en un sistema TDMA, se requiere protección contra errores, ya que las señales de TV requieren una proporción de errores en bits más pequeña que la que puede dar un sistema de telefonía TDMA. La inserción de las señales digitales de TV en un sistema de telefonía TDMA requiere memorias de compresión y expansión, que permiten que los datos de TV generados continuamente sean insertados dentro del sistema TDMA, actuado como con el impulso de color. En el modo radiodifusión la señal de TV se transmite directamente del satélite al usuario o a un equipo de antena colectiva. Esto requiere que el diseño del sistema logre costes aceptables para las modificaciones de los equipos receptores existentes, así como los circuitos adicionales necesarios. Así pues, por ejemplo, el método de multiplexado debe asegurar la capacidad mínima de memoria en el receptor y la protección contra errores puede suprimirse empleando simplemente una potencia de transmisión del satélite ligeramente más alta. La demodulación PSK será no coherente en el receptor del usuario, mientras que el receptor colectivo puede emplear detección coherente que requiere un circuito más complejo. Si es posible, deben encontrarse métodos de reducción de redundancia que transfieran el máximo de circuitería al transmisor. Aunque hay todavía problemas que resolver para todos los métodos digitales, hoy parece posible lograr velocidades tan bajas como 34 Mbit/s. Así puede lograrse un considerable ahorro de ancho de banda y potencia de transmisión para los dos tipos de sistemas, tanto terrestres como vía satélite.

Reconocimiento

Las partes sustanciales de este artículo están basadas en resultados de estudios llevados a cabo en SEL para ESRO y GfW. El desarrollo de modelos para digitalización de señales de TV, está patrocinado por GfW. Los autores desean dar las gracias a ESRO y GfW por su ayuda para llevar a cabo estos estudios.

Referencias

- [1] B. C. Blevins, M. L. Card: The Implications of Satellite Technology for Television Broadcasting in Canada. AIAA 4th Communications Satellite Systems Conference, Washington, D.C., Abril 24-26, 1972, Documento N° 72-553.
- [2] P. P. Kale: A design for INSAT. AIAA 4th Communications Satellite Systems Conference, Washington, D.C., Abril 24-26, 1972, Documento N° 72-576.
- [3] M. Sadowski: This Proceeding is Terminated. Telecommunications, Vol. 7 (Febrero 1973), N° 2.

- [4] Siemens, SEL, MBB: Durchführbarkeitsanalyse für einen Fernsehgrundfunktelliten. Phase A. Schlussbericht, G.F.W.-Auftragsnummer RV II/1-V 14/72-QH-01-00.
- [5] STL: Definition Study of the Earth Segment for the OTS Programme of the ECS system. ESRO Contract N° 1694/72 SW.
- [6] A. M. Werth: SPADE: A PCM FDMA Demand Assignment System for Satellite Communications. IEEE 1970 International Conference on Communications, San Francisco, 1970, Documento N° 70-CP-423-COM, págs. 46-22-46-32.
- [7] W. G. Schmidt y otros: MAT-1; Intelsat's experimental 700 Channel TDMA/DA system. Intelsat IEE International Conference on Digital Satellite Communication, Londres, 1969, Conference Publication N° 59, págs. 428.
- [8] K. Nozakai: ITT-System-50 Mbit/s PCM-TDMA system with the pre-assignment and TASI features. Intelsat IEE International Conference on Digital Satellite Communication, Londres, 1969, Conference Publication N° 59, pág. 83.
- [9] H. Häberle, F. T. Knabe: Acceso múltiple por división en el tiempo a los satélites de comunicaciones; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 48 (1973), N°s. 1 y 2, págs. 101-106.
- [10] L. S. Golding: DITEC — A digital television Communications System for satellite links. Télécommunications Numeriques Par Satellite, París (1972), Edición Chiron, París, pág. 384.
- [11] STL: Telecommunication System Studies. Digitalization of TV Signals. ESRO-Contract N° 1765/72 SW.
- [12] SEL: Fernsehgrundfunktellit, 2. Kanal Fernsehbegleittonübertragung ohne Erweiterung der Videobandbreite. GfW-Vertrag Nr. RV 1-1-TI-12/72.
- [13] SEL: Untersuchung zur digitalen Übertragung von Fernsehsignalen mit dem speziellen Ziel einer Redundanzreduktion. GfW-Vertrag Nr. RV1-1-TI-3/72.
- [14] H. Häberle, J. Husted, W. Maillet, A. Walker: A TDMA system for digital television Télécommunications Numeriques Par Satellite, París (Nov. 1972), Edición Chiron, París, pág. 409.
- [15] E. Adler, H. Häberle, G. Steudel: Integración de las señales de sonido en la señal de video para la transmisión de TV; Comunicaciones Eléctricas, en este número, Vol. 49 (1974), N° 3, págs. 354-357.
- [16] J. D. Weston: Estudios de transmisión digital de TV para comunicaciones europeas por satélite; Comunicaciones Eléctricas, en este número, Vol. 49 (1974), N° 3, págs. 338-346.
- [17] H. G. Musmann: Theoretical aspects of intraframe coding. Deutsche Luft- und Raumfahrt, Forschungsbericht München; Zentralstelle für Luftfahrtokumentation und -information (1973).
- [18] T. Kummerow: Statistics for efficient linear and nonlinear picture encoding. Proc. ITC (1972), Vol. 8, págs. 149-161.
- [19] W. Zschunke: Konturenprädiktion. Deutsche Patentanmeldung P 2309444.2 (1973).
- [20] L. Stenger, G. Wengenroth: Experimente zur Codierung von Fernsehgrundfunktelliten. Internationale Elektronische Rundschau, Vol. 27 (1973), N° 1, págs. 18-21.
- [21] J. E. Thompson: Differential coding for digital transmission of PAL colour television signals. International Broadcasting Convention, Londres (Septiembre 1972), IEE Conf. Publ. N° 88, págs. 26-32.
- [22] J. S. Thompson: Predictive coding of composite PAL and NTSC colour television signals. International Communication Conference. Seattle (Junio 1973), Documento N° 48 F.
- [23] L. Stenger, G. Wengenroth: Möglichkeiten der digitalen Codierung und Übertragung von Farbfernsehsignalen. NTZ (1971), N° 6, págs. 321-325.
- [24] H. Häberle: Die Synchronisierung in PCM-Übertragungssystemen. NTZ (1969), N° 11, págs. 628.630.
- [25] U. Reiner, P. C. Ulrich: Ableitung der Regel- und Steuerkriterien der sende- und empfangsseitigen Ablaufsteuerung. Frequenz 25 (1971), N° 10, págs. 309-316.

Heinz Häberle nació en Stuttgart, Alemania, en 1935. Estudió ingeniería de telecomunicación en la Universidad de Stuttgart y se graduó como ingeniero diplomado.

Se colocó en Standard Elektrik Lorenz en 1959, donde ha trabajado en el desarrollo de sistemas MIC para transmisión de voz.

De 1963 a 1967 estuvo empleado en la Universidad Técnica de Munich como profesor auxiliar y jefe del grupo de investigación sobre comparación de sistemas de modulación para comunicaciones por radio vía satélite.

En 1966 obtuvo el grado de doctor ingeniero en la Universidad Técnica de Munich.

De 1967 a 1969 fue jefe del laboratorio de satélites de comunicaciones de Standard Elektrik Lorenz, estudiando y desarrollando sistemas de modulación para acceso múltiple a satélites, tales como sistemas de acceso múltiple por división de tiempo (TDMA) y sistemas de acceso múltiple por división de código (CDMA).

En 1969 pasó al equipo técnico de los laboratorios de COMSAT, EE.UU., como miembro de INTELSAT. Allí estudió sistemas avanzados de comunicaciones por satélite, especialmente TDMA.

Desde 1971, después de volver a Standard Elektrik Lorenz, es jefe del departamento de desarrollo básico, encargado de planificación de sistemas de comunicaciones, redes eléctricas y comunicaciones vía satélite.

Peter C. Ulrich nació en Stuttgart, Alemania, en 1941. Estudió ingeniería de telecomunicación en la Universidad de Stuttgart, y se graduó como ingeniero diplomado.

Se colocó en Standard Elektrik Lorenz en 1969, donde se ha ocupado de estudios de sistemas y diseño y desarrollo de equipos de comunicaciones, especializándose en acceso múltiple por división de tiempo (TDMA). Desde 1973 se ha ocupado en métodos de reducción de redundancia, especialmente para señales de TV.

Willmut Zschunke nació en Wuppertal, Alemania, en 1940. Estudió ingeniería eléctrica en la Universidad de Stuttgart y en 1964 se graduó como ingeniero. De 1964 a 1968 fue profesor auxiliar en la Universidad de Stuttgart donde obtuvo el título de doctor ingeniero en 1968. De 1968 a 1972, también en la Universidad de Stuttgart fue profesor auxiliar y jefe del grupo de investigación encargado de la simulación de transmisión de datos por ordenador. En 1972 obtuvo el grado de doctor ingeniero y el privilegio de explicar comunicaciones (venia legendi). Desde marzo de 1972 trabaja con Standard Elektrik Lorenz donde se ocupa de transmisión de TV analógica y digital, incluyendo esta última también la investigación de métodos de reducción de redundancia. Es miembro de Nachrichtentechnische Gesellschaft (NTG).

Integración de las señales de sonido en la señal de video para la transmisión de TV

Para la transmisión de señales de TV y sonido asociado a través de satélites resulta deseable un ahorro de potencia y ancho de banda en la transmisión. El sistema más ventajoso previsto para un futuro próximo es la integración del sonido codificado en MIC (modulación por impulsos codificados) en la señal de TV, y la modulación de frecuencia de la señal global así obtenida.

E. ADLER

H. HÄBERLE

G. STEUDEL

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania Federal

Introducción

En un artículo anterior [1] se han descrito posibles ahorros de potencia de transmisión y ancho de banda para la transmisión digital de TV.

Son también posibles ahorros de potencia y ancho de banda con los métodos "sonido en video" que se presentan en este artículo. Estos métodos se han investigado y realizado bajo los auspicios de Gesellschaft für Weltraumforschung (GfW) [2] y European Space Research Organisation (ESRO) para comunicaciones por satélite. Las señales de sonido a integrar en los intervalos de borrado de la señal analógica de video y la señal resultante se transmite empleando modulación de frecuencia (MF). A pesar de que estos estudios no se han terminado todavía, la digitalización de las señales de video ha demostrado ofrecer claras ventajas.

Estos métodos "sonido-en-video" requieren cambios menos importantes en la señal de TV que se ha de transmitir y en los métodos de modulación actualmente usados que en los métodos puramente digitales descritos en el artículo anterior [1]. No obstante, la decisión final sobre la introducción del método "sonido-en-video" dependerá también de la complejidad requerida en las estaciones principales de las redes terrestres, en el caso de distribución de TV, y de la complejidad de los aparatos receptores en el caso de radiodifusión de TV.

Potencia de transmisión

Los satélites de radiodifusión de TV necesitan una potencia de transmisión del orden de 500 vatios (ref. [1] — tabla 1). Mediante el empleo de métodos de transmisión de sonido no integrados, tales como el funcionamiento con portadoras múltiples [3] o el funcionamiento super-video [4], esta potencia debe emplearse en una parte considerable para la transmisión del sonido. El ancho de banda en los sistemas de transmisión de MF está también limitado a causa del gran número de canales de transmisión requeridos dentro de una banda determinada de radiofrecuencia. Este ancho de banda es intercambiable con la potencia de transmisión dentro de ciertos límites [5]. Tanto la influencia de potencia adicional en la transmisión, como el ancho de banda adicional, deben considerarse muy atentamente por sus efectos sobre los parámetros del satélite, tales como peso, tipo de cohete y también el

número de canales transmitidos. Como resultado del estudio de GfW [6], se ha demostrado que la potencia de transmisión del satélite varía entre 350 vatios y 500 vatios para la transmisión del sonido integrado y no integrado respectivamente, para un mismo número de canales de transmisión. Estas cifras justifican la gran actividad dedicada a los sistemas de transmisión de sonido integrado especialmente para satélites de radiodifusión de TV.

Métodos de integración de sonido

La señal de video [7] se divide en intervalos que incluyen la información de imagen y en intervalos de borrado. Estos intervalos de borrado se emplean para la información de sincronismo, señales de prueba, parte de la información de color y señales de uso nacional. Actualmente, hasta un máximo de diez líneas están libres o pueden estarlo en los intervalos de borrado del sincronismo vertical del enlace de transmisión. Estas líneas podrían utilizarse para la integración de las señales de sonido. La parte utilizable de la información en los intervalos de borrado verticales con respecto a la duración de la imagen es el 3%. Para una integración de las señales de sonido en los intervalos de borrado horizontales de los tipos B y G, es aconsejable o bien el impulso de sincronismo con una duración de $4,7 \mu\text{s}$, o el pedestal posterior del intervalo de borrado con una duración de $5,6 \mu\text{s}$, ó una combinación de ambos intervalos. Como el borrado horizontal se repite en cada línea, el máximo intervalo utilizable para la integración del sonido en el borrado horizontal es el 12% de la duración de una imagen. La integración de las señales de sonido en el período de borrado horizontal comparado con el período de borrado vertical, aporta las siguientes ventajas:

- dentro de la duración de una imagen es utilizable un mayor porcentaje de tiempo. Esto podría reducir la complejidad del sistema de codificación para el sonido;
- el tiempo de almacenaje de las muestras de sonido es sólo $64 \mu\text{s}$ en vez de 20 ms;
- la capacidad requerida de almacenaje es unas trescientas veces más pequeña.

En ambos casos, inserción horizontal y vertical del sonido, los intervalos previstos para la integración de las señales de sonido se emplean en parte para las seña-

les características del sistema de video PAL, NTSC o SECAM. La investigación de los métodos de transmisión del sonido debe por tanto incluir la posible sustitución de señales o combinación de información del sonido, por la información presente durante los intervalos considerados, y la posible regeneración de las señales sustituidas.

La aplicación de la transmisión integrada del sonido ha sido ya sugerida por algunas administraciones nacionales o empresas de radiodifusión. Todos los métodos conocidos, o bien manejan sólo un canal de sonido [8, 9, 10] o no trabajan de acuerdo con todos los sistemas de video [11]. El principal interés para la integración del sonido, actualmente, se centra en dos canales de sonido de gran calidad con las siguientes características [2, 6]:

- ancho de banda de cada canal de sonido 15 kHz
- relación señal/ruido ponderada $> 60 \text{ dB}$
- distorsión no lineal $< 1 \%$
- separación entre canales $> 70 \text{ dB}$.

La gran relación señal/ruido requerida elimina todos los métodos analógicos de modulación para las señales de sonido, porque la relación especificada señal/ruido en el canal de video para largas distancias es sólo 52 dB [12]. Se ha calculado la ganancia de modulación de los métodos analógicos aplicables a la integración del sonido, tales como modulación de fase del impulso (PPM, pulse-phase modulation) o modulación de la duración del impulso (PDM, pulse-duration modulation). La relación señal/ruido que se puede alcanzar para ambos métodos es de unos 56 dB . Se puede, sin embargo, alcanzar la relación señal/ruido requerida empleando simplemente métodos digitales de modulación. La frecuencia de muestreo para esta señal con un ancho de banda de 15 kHz debe ser al menos 30 kHz . Para el empleo en los sistemas de transmisión de TV es más ventajoso fijar la frecuencia de muestreo en dos veces la frecuencia de línea de la señal de video, que es $31,25 \text{ kHz}$ para las normas de video B y G. La especificación de canales de sonido de gran calidad requiere un poder de resolución muy grande en los convertidores analógico a digital. Los resultados de investigaciones de la Administración Alemana de Correos [13] para el programa de estudios del CCITT muestran que es necesaria una resolución de 14 bits para lograr gran calidad del sonido dentro del margen dinámico completo. Este informe del PTT alemán describe también la posibilidad de aplicar un compansor y una red de pre y deénfasis que obtiene una reducción de 14 a 10 bits por muestra.

Integración de las señales de sonido codificadas digitalmente

Por estas razones sólo se considerará en detalle un método digital de modulación trabajando en los intervalos de borrado horizontales. La figura 1 muestra la forma de onda normalizada de los intervalos de borrado horizontal para las normas de video B y G [14] incluyendo el impulso de color PAL. Un impulso

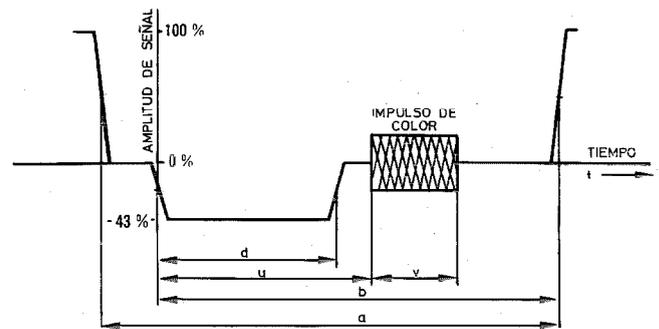


Fig. 1 Impulso de borrado horizontal para normas B y G, sistema PAL.

$$\begin{aligned} d &= 4,7 \mu\text{s} \\ u &= 5,6 \mu\text{s} \\ v &= 2,25 \mu\text{s} \\ b &= 10,5 \mu\text{s} \\ a &= 12,0 \mu\text{s} \end{aligned}$$

semejante se incluye en la señal NTSC y un impulso modificado, en la señal SECAM. La frecuencia de repetición de impulsos para el sonido codificado en MIC debe ser lo más alta posible a causa del intervalo limitado de los borrados horizontales. Un límite superior para la velocidad de repetición del impulso viene impuesto por la limitación de la banda del canal de video. Una frecuencia ya existente en el sistema de video es la frecuencia subportadora de color, que es $4,43 \text{ MHz}$ en el sistema PAL, que está próxima a la frecuencia de corte de 5 MHz . La duración del intervalo de tiempo necesario para la integración de los dos canales de sonido de gran calidad, muestreado con frecuencia doble de líneas, y con frecuencia de repetición del impulso igual a la frecuencia de la subportadora de color, puede calcularse a partir de las siguientes condiciones:

- 14 bits lineal, impulsos RZ*, binario $12,7 \mu\text{s}$
- 10 bits compandido, impulsos RZ, binario $9,1 \mu\text{s}$
- 10 bits ó 12 bits compandido, impulsos RZ, ternario $7,2 \mu\text{s}$
- 10 bits compandido, impulsos NRZ*, binario, usando dos veces la frecuencia de la subportadora de color $4,6 \mu\text{s}$

Además de estos intervalos, es necesario en cada caso un impulso de arranque ($0,23 \mu\text{s}$), indicativo de la transmisión de sonido. Por lo tanto, en el borrado horizontal normal no existe intervalo de tiempo que sea bastante largo para la inclusión de dos canales de sonido. Cambiando empero los borrados horizontales sólo a fines de transmisión, de acuerdo con la figura 2, se hace posible la integración de las señales de sonido codificadas. A pesar de ello, el impulso de sincronismo acortado aún es aplicable para el sincronismo de líneas y circuitos de enclavamiento y el ensanchamiento a $8,5 \mu\text{s}$ del pedestal posterior de borrado horizontal permite la inclusión de las señales de sonido que pueden ser, o bien impulsos RZ codificados en ternario, o bien impulsos NRZ codificados en binario.

* RZ - Return to Zero (vuelta a cero)

NRZ - Non Return to Zero (no vuelta a cero)

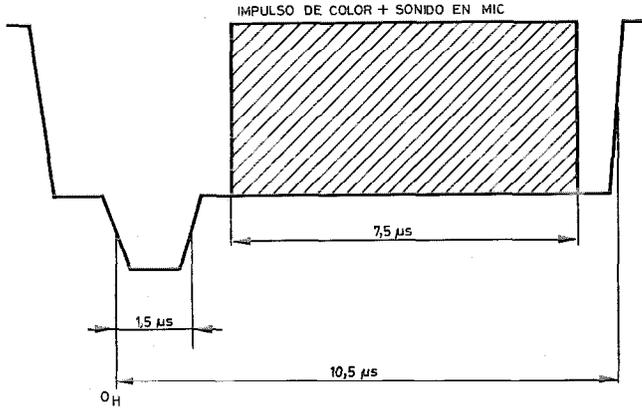


Fig. 2 Impulso de borrado horizontal, modificado para transmisión de sonido.
OH - Origen de tiempos de la señal de sincronismo de línea.

Codificación ternaria

Como modelo de factibilidad se ha realizado y probado en SEL una solución con dos canales de sonido MIC codificados en ternario para el sistema de video PAL. La disposición de los canales de sonido dentro de los intervalos de borrado horizontal se indica en la figura 3. Las características son:

- dos muestras de sonido por canal y por línea,
- fuente codificadora de 12 bits lineal sin preénfasis,
- conversión de caracteres de 12 bits en 8 impulsos RZ codificados en ternario,
- la frecuencia de repetición del impulso es igual a la frecuencia subportadora de color con la fase respectiva del impulso de color,
- tiempo de transmisión de 7,5 μs para toda la información de sonido durante el pedestal posterior ampliado de la señal de video,
- las amplitudes de los impulsos ternarios son el 100 %, 55 % y 10 % del nivel del blanco,
- para la transmisión ininterrumpida de sonido durante los intervalos de borrado vertical, se emplean impulsos adicionales,
- en el receptor, el impulso de color se regenera a partir de la información de sonido, que para este objeto se limita al 10% del nivel del blanco con el fin de obtener un tren de impulsos continuo que más tarde es amplificado y controlado.

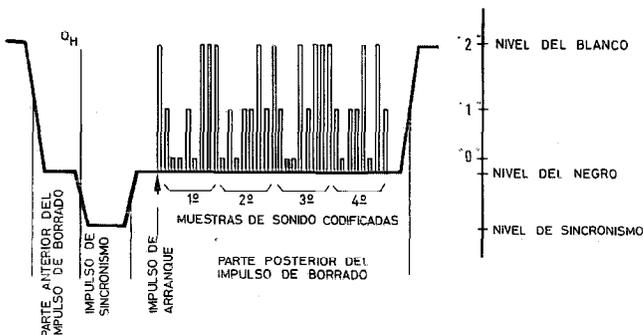


Fig. 3 Integración del sonido por medio de impulsos RZ de código ternario.

Durante muchas pruebas, el modelo ha trabajado con diversos tipos de enlaces de transmisión, por ejemplo, modems de ensayo de radioenlaces, con atenuación y retardo de grupo variable. El principal resultado de estas pruebas ha sido demostrar las características principales de una transmisión de sonido integrado. La calidad de los canales de sonido recibidos ha cumplido las exigentes especificaciones de calidad de sonido de alta fidelidad, así como especificaciones de sonido para canales separados dentro de los sistemas de transmisión. El margen dinámico alcanzado estuvo de acuerdo con la resolución elegida de 12 bits, pero puede fácilmente ampliarse, como antes se indicó para el código de 14/10 bits. Aplicando la conversión ampliada, la relación señal/ruido que se puede lograr es al menos 69 dB y la distorsión no lineal es aproximadamente 0,3 %. No se encontró diafonía de los canales de sonido en el canal de video y viceversa.

Tras el éxito de la demostración descrita de la transmisión integrada del sonido, se han investigado otras posibles soluciones con respecto a la aplicación del método a todos los sistemas de video, al conjunto de circuitos regenerativos y a la independencia de la información de sonido y de color.

Codificación binaria NRZ

Teniendo en cuenta las consideraciones generales antes indicadas, se elaboró un segundo método para la integración de sonido [15]. La figura 4 muestra el principio de la disposición de las señales de sonido en este nuevo método. Las principales características son:

- dos muestras de sonido por canal y por línea,
- fuente codificadora, de 14 bits lineal,
- compansor digital desde 14 bits a 10 bits incluyendo un preénfasis analógico,
- transmisión de las palabras de 10 bits por impulsos NRZ,
- código binario de transmisión,
- la frecuencia del impulso es dos veces la frecuencia de la subportadora de color (sólo empleada dentro del sistema),
- tiempo de transmisión de 4,7 μs, durante la parte posterior del impulso ampliado de la señal de video,
- las amplitudes son el 0 % o el 100 % del nivel del blanco,

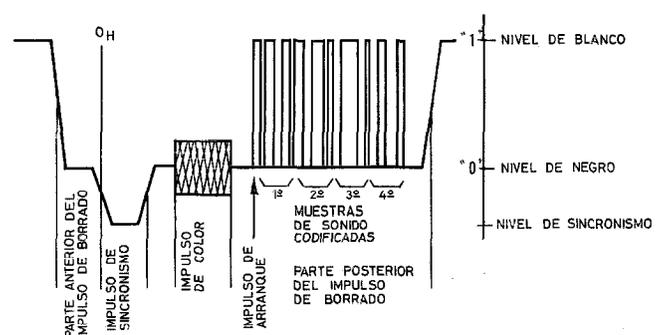


Fig. 4 Integración del sonido por medio de impulsos NRZ de código binario.

- para la transmisión ininterrumpida de sonido durante los borrados verticales se emplean impulsos adicionales,
- el impulso de color está separado de la señal de sonido,
- el impulso de color queda reducido en dos ciclos y desplazado en la parte posterior del impulso de borrado de líneas.

Se presentó una contribución sobre este método a la conferencia del CCIR para su discusión durante las sesiones de la primavera de 1974. El método fue aceptado por el CCIR y se incluirá en el informe del CCIR, número 488.

Conclusión y reconocimiento

La investigación teórica y práctica de la transmisión integrada de sonido implica la hipótesis de que el método sugerido podría llevarse a cabo en un futuro muy próximo para productos funcionales. Una aplicación muy práctica podría llevarse a cabo en los satélites de difusión de TV, ya que se mantiene la potencia de transmisión y el ancho de banda. El principio, no obstante, puede aplicarse también a los sistemas terrestres de transmisión de TV.

Las partes sustanciales de este artículo están basadas en los resultados de los estudios llevados a cabo en SEL para ESRO y GfW. El desarrollo del modelo para la integración de dos canales de sonido de gran calidad en la señal video está patrocinado por GfW. Los autores quieren agradecer a ESRO y GfW la ayuda prestada para realizar estos estudios.

Referencias

- [1] H. Häberle, P. C. Ulrich, W. Zschunke: Transmisión digital de TV por satélites; Comunicaciones Eléctricas, en este número, Vol. 49 (1974), N° 3, págs. 347—353.
- [2] SEL: Fernsehfunksatellit. 2-Kanal-Fernsehbegleittonübertragung ohne Erweiterung der Videobandbreite. GfW-Vertrag Nr. RV I-1-TI-12/72.
- [3] S. Dinsel: Ein zweiter Tonträger — Eine Möglichkeit zur Übertragung eines weiteren Tonkanals beim Fernsehen, Rundfunktech. Mitteilungen Vol. 14 (1970), N° 6.
- [4] U. Dietz, S. Dinsel, R. Oberndorfer: Vergleichende Ausbreitungsmessungen im Fernbereich mit dem Zwei-Tonträger-Verfahren und dem FM/FM-Multiplexverfahren, Rundfunktech. Mitteilungen Vol. 17 (1973), N° 4.
- [5] SEL: Untersuchung zur digitalen Übertragung von Fernsehsignalen mit dem speziellen Ziel einer Redundanzreduktion. GfW-Vertrag Nr. RVI-1-TI-3/72.
- [6] Siemens, SEL, MBB: Durchführbarkeitsanalyse für einen Fernsehfunksatelliten. Phase A. Schlußbericht. G.F.W.-Auftragsnummer RV II/1-V14/72-QH-01-00.
- [7] Characteristics of Monochrome Television Systems. CCIR-Report 308-2.
- [8] Time Division Multiplex of a Sound Signal und a SECAM Colour Television Signal. CCIR Doc. CMTT/60-E (Agosto 1968).
- [9] J. R. Sanders: A System of Television Sound Broadcasting Using Pulses in the Video Waveform BBC Engineering Monograph N° 67 (Mayo 1967).
- [10] D. E. L. Shorter, J. K. Chew, D. Howorth, J. R. Sanders: Pulse Code Modulation for High Quality Sound Signal Distribution. BBC Engineering Monograph N° 75 (Diciembre 1968).
- [11] T. Fujio, T. Komoro: Transmission of the Television Sound Signal with the Colour-Synchronizing Signal. E.B.U. Review Part A Technical (1971), N° 28.
- [12] Requirements for the Transmission of TV-Signals over long Distances. CCIR — Recommendation 421-2.
- [13] H. Hessenmüller: Die Quellencodierung von Tonprogrammsignalen. CCITT — Study — Question 10/D.
- [14] Characteristics of Colour Television Systems. CCIR — Recommendation 407-1.
- [15] G. Stuedel: Verfahren zur Übertragung von Tonsignalen. Deutsche Patentanmeldung P 23 50477.0 (1973).

Erich Adler nació en 1939 en Stuttgart, Alemania. Estudió ingeniería de telecomunicación en la Universidad de Stuttgart, en la cual se graduó como ingeniero diplomado en 1964. Se colocó en Standard Elektrik Lorenz en 1964, donde empezó a trabajar en la investigación de circuitos integrados analógicos.

Después de desarrollar amplificadores especiales para aplicaciones espaciales, trabajó como ingeniero jefe en diversos proyectos espaciales, como por ejemplo, en el diseño de la parte electrónica para un experimento científico.

En 1971 fue nombrado jefe de la división de sistemas dentro del laboratorio central de Standard Elektrik Lorenz, donde ha trabajado especialmente en métodos de integración para canales de sonido dentro de señales de video y en experimentos científicos espaciales.

Günter Stuedel nació en 1943 en Zeulenroda, Alemania. Estudió en la Escuela Técnica Superior de Darmstadt, donde se graduó como ingeniero diplomado en 1969. Se colocó en Standard Elektrik Lorenz en 1969, y trabaja en el laboratorio central como ingeniero de diseño.

Se ha ocupado en la investigación de circuitos integrados bipolares y en el desarrollo de diseño para clientes de circuitos MOS-LSI y desde 1971 ha trabajado como jefe de proyecto en diversos estudios de métodos de transmisión integrados de TV-sonido.

Heinz Häberle nació en Stuttgart, Alemania, en 1935. Estudió ingeniería de telecomunicación en la Universidad de Stuttgart y se graduó como ingeniero diplomado.

Se colocó en Standard Elektrik Lorenz en 1959, donde ha trabajado en el desarrollo de sistemas MIC para transmisión de telefonía.

De 1963 a 1967 estuvo empleado en la Universidad Técnica de Munich como profesor auxiliar y jefe del grupo de investigación sobre comparación de sistemas de modulación para comunicaciones por radio vía satélite.

En 1966 obtuvo el grado de doctor ingeniero en la Universidad Técnica de Munich.

De 1967 a 1969 fue jefe del laboratorio de satélites de comunicaciones de Standard Elektrik Lorenz, estudiando y desarrollando sistemas de modulación para acceso múltiple a satélites, tales como sistemas de acceso múltiple por división de tiempo (TDMA) y sistemas de acceso múltiple por división de código (CDMA).

En 1969 pasó al equipo técnico de los laboratorios de COMSAT, EE.UU., como miembro de INTELSAT. Allí estudio sistemas avanzados de comunicaciones por satélite, especialmente TDMA.

Desde 1971, después de volver a Standard Elektrik Lorenz, es jefe del departamento de desarrollo básico, encargado de planificación de sistemas de comunicaciones, redes eléctricas y comunicaciones vía satélite.

Satélites para uso marítimo

Las comunicaciones de larga distancia con los barcos se verán considerablemente mejoradas por la transmisión vía satélites. Un sistema eficiente de satélites para comunicaciones marítimas debe cumplir con las reglas adoptadas internacionalmente en los aspectos técnico, funcional y financiero.

C. F. HOLMBOE
ITT Europe Inc. Bruselas, Bélgica

Introducción

En comparación con las comunicaciones costeras, los servicios de comunicación con los barcos mercantes llevan un considerable retraso. La comunicación vía satélite puede mejorar los servicios apreciablemente. Hay muchos usuarios potenciales esparcidos por todo el mundo y desde el comienzo del servicio ha de detallarse un acuerdo completo sobre los parámetros, tanto técnicos como operacionales. Como ocurre con otros sistemas de transmisión, los principales parámetros son niveles, modulación, asignación de canales y encaminamiento. En el presente artículo se discuten algunos de estos aspectos.

Comunicaciones marítimas

Resulta evidente, a partir de los datos estadísticos del tráfico por radio hacia y desde barcos mercantes, que la demanda para facilidades de comunicación de largo alcance, particularmente radiotelefonía, aumenta a un ritmo superior al 20 % anual. Los servicios existentes de corto y medio alcance, utilizando las bandas de frecuencias de VHF y MF, respectivamente, pueden continuar dando un servicio de comunicación razonablemente eficiente. Las naciones marítimas más importantes están en condiciones de predecir que la saturación del servicio de comunicaciones de largo alcance puede ocurrir en los últimos años de la década de los 70. Se trata de la saturación de un servicio en el que, debido en parte a la variabilidad de las condiciones de propagación y en parte al sistema de control, las demoras del tráfico telegráfico pueden alcanzar hasta 36 horas, con una demora normal de 12 horas y una media de 6 horas. Debido a los mismos problemas de propagación y a las interferencias de radio, la calidad de las comunicaciones de radiotelefonía de alta frecuencia resulta no satisfactoria en el 60 % de las llamadas. En radiotelefonía se pueden realizar algunas mejoras operacionales pero por su misma naturaleza han de resultar marginales.

Los navieros o agentes de fletes de hoy día, necesitan continuamente una elevada eficiencia para asegurar la operación económica de sus barcos contenedores, cisternas, cargueros químicos, de gas, de mercancías o barcos transbordadores y de pasajeros; una parte esencial de estas operaciones es una comunicación rápida y efectiva. El tiempo de permanencia en el puerto se reduce al mínimo mediante una programación eficiente. En los puertos de carga o descarga, los requisitos previos a la llegada para los cambios de tripulación, abastecimiento etc., así como para la toma de los datos de

carga y descarga, ya no son cuestión de acertar o fallar, como anteriormente se aceptaba. Los fallos de maquinaria adquieren mayores proporciones en estas circunstancias y si a esto añadimos las pérdidas de ingresos cuando quedan inmovilizados grandes y costosos barcos, como barcos cisterna y contenedores, resulta obvia la necesidad de una eficiente y rápida consulta entre el barco y el personal de la costa.

Podría hacerse una comparación entre los servicios de comunicación ofrecidos por una cierta instalación situada en la costa y en el mar, teniendo en cuenta la magnitud de la inversión en un barco. Se haría patente que las comunicaciones marítimas de largo alcance están muy por debajo de las costeras en eficacia.

En el caso de peligro en alta mar, los convenios internacionales tienen previstos los procedimientos a seguir para transmitir señales de peligro y alerta. Pueden utilizarse diversas frecuencias y existan previsiones especiales para períodos de silencio, en los que estas frecuencias pueden comprobarse sin interferencia. A pesar de esto, hay varios incidentes recientes en los que se ha perdido un barco sin dejar rastro. Se han sugerido numerosas propuestas para mejorar la fiabilidad de los métodos de alerta y alarma de peligro, pero ninguna ha proporcionado una mejora suficiente como para ser admitida internacionalmente.

Comunicación mediante satélites

La principal dificultad en las comunicaciones marítimas es la falta de frecuencias y de un camino de radio estable. Para comunicaciones de corto alcance, a distancia óptica, los sistemas de VHF ofrecen un buen servicio. Si se dispusiera de frecuencias suficientes y si se estableciera la línea óptica, serían posibles unos servicios mejores. Desde un satélite geoestacionario se dispone de una línea óptica que abarca una amplia área del océano, además se han asignado frecuencias para el servicio de comunicaciones con barcos vía satélite. Tres satélites en órbita geoestacionaria pueden cubrir la mayor parte de las áreas del océano donde se encuentran las principales rutas de los barcos. Las regiones polares no quedarán cubiertas con esta disposición, pero la cantidad de barcos en estas regiones es pequeña. Si se considera necesario en fecha posterior cubrir las regiones polares, éstas pueden quedar cubiertas parte del tiempo mediante satélites de órbita inclinada.

El satélite geoestacionario actuará como un repetidor transparente para las señales que proceden de los barcos y que se dirigen a ellos. En total, se emplearán cuatro bandas de frecuencia para tráfico. Las bandas

de frecuencia destinadas a estaciones costeras y procedentes de las mismas aún no están decididas. Las bandas de frecuencia entre barcos y satélite son 1535—1542,5 MHz y 1636,5—1644 MHz y éstas ya están definitivamente decididas. La mayor ventaja de utilizar satélites para este tipo de comunicación es la estabilidad del medio de transmisión. El margen que hay que prever para desvanecimientos de la señal y otros tipos de perturbaciones es pequeño. Análogamente, el grado de perturbación procedente de otras fuentes de radio se espera sea mínimo. Esto supone un paso tremendo hacia adelante frente a las azarosas comunicaciones de onda corta. Otra ventaja es que puede asegurarse comunicación con los barcos con tal de que estén dentro del área cubierta por el satélite y de que se cumplan un mínimo de requisitos. Esta última ventaja se podrá utilizar plenamente cuando se haya introducido un nuevo sistema mejorado de alerta y peligro.

Camino de transmisión

El enlace entre las estaciones costeras y el satélite, utiliza técnicas similares a las empleadas en las actuales estaciones terrenas del sistema Intelsat. Cada una de las estaciones costeras deberá poder transmitir señales a través del satélite aunque otras estaciones costeras estén utilizando el satélite simultáneamente. Las frecuencias estarán en las mismas bandas, pero las antenas probablemente serán más pequeñas debido a menores requisitos de canales. La estación costera podrá situarse al lado de las estaciones terrenas de forma que suponga menor gasto de mantenimiento y de comunicaciones terrenas.

El enlace de comunicación entre el satélite y el terminal situado en el barco tiene una pérdida de 190 dB, aproximadamente. Con ganancia suficiente de las antenas en cada extremo, no es difícil salvar esta pérdida. La ganancia de la antena del satélite ha de ser de unos 17 dB para permitir cobertura de la Tierra. El tamaño físico y la precisión de apuntamiento de la antena del barco son limitados. En particular, el tamaño de esta antena juega un papel decisivo en la determinación de la capacidad del satélite y del coste del terminal del barco. Para ilustrar este punto, se da a continuación un cálculo estimativo de transmisión [1].

Potencia del transmisor del barco	P dBw
Pérdidas en el diplexor y en la línea de transmisión	- 2,0 dB
Ganancia en la antena del barco	G dB
Pérdidas en el espacio libre	- 189,0 dB
Pérdida de polarización	- 0,6 dB
Márgenes	- 5,0 dB
Ganancia de la antena del satélite	16,8 dB
Pérdidas de RF del satélite	- 1,2 dB
Nivel de la portadora en el receptor del satélite	$(P + G - 181,0)$ dBw

Con un factor de ruido del sistema de 3 dB, resulta una relación de portadora a ruido. $C/N_0 = (P + G + 20)$ dB-Hz (1).

Análogamente, en la dirección del satélite al barco:

Potencia de RF por canal en el satélite	X dBw
Pérdidas de RF en el satélite	- 1,6 dB
Ganancia de la antena del satélite	16,8 dB
Pérdidas en el espacio libre	- 188,7 dB
Pérdida de polarización	- 0,6 dB
Márgenes	- 5,0 dB
Ganancia de la antena del barco	G dB
Pérdida del diplexor	- 0,7 dB

Nivel de la portadora en el receptor del barco $(X + G - 179,8)$ dBw

Con un factor de ruido del sistema de 3 dB resulta una relación de portadora a ruido $C/N_0 = (X + G + 21)$ dB-Hz (2).

Del margen de 5 dB, se dedican 3 dB para tener en cuenta los efectos de borde en la cobertura, errores de apuntamiento, atenuación adicional en el espacio para pequeños ángulos de elevación sobre la tierra, imprecisiones en las medidas y degradación en las características. Los 2 dB restantes se dedican a anomalías en la propagación, tales como absorción ionosférica y troposférica, centelleo, interferencia y caminos múltiples causados por reflexiones en el mar. Los márgenes reales que han de emplearse dependen de las latitudes hasta las que haya de mantenerse la cobertura. Cuando se hayan estudiado los resultados de sistemas experimentales se podrá tener un conocimiento más claro de estos problemas.

De la relación (2) puede verse que el aumento de la capacidad del sistema, introduciendo más canales, sólo puede hacerse aumentando la potencia del transmisor del satélite, aumentando la ganancia de la antena del barco o aceptando una relación más pequeña de portadora a ruido. Para un canal telefónico, la relación C/N_0 necesaria es de 52 dB-Hz. Con una ganancia de antena de 18 dB la potencia de RF necesaria por canal será de 20 W. Con el tamaño de los satélites de hoy día, la capacidad del sistema estará limitada por la potencia disponible en el satélite. De (1) se deduce que la ganancia G de la antena del barco también determina el tamaño del transmisor del mismo. El coste de la antena del barco aumenta rápidamente con el aumento de la ganancia. Estas antenas han de montarse en todo barco que tenga comunicaciones vía satélite. Se han llevado a cabo numerosos estudios con sus cálculos correspondientes para determinar la antena óptima del barco.

La ganancia G , propuesta para la antena del barco está comprendida entre 14 dB y 24 dB. Para 14 dB, la anchura total del haz, entre puntos a 3 dB, es de 32° , mientras que con 24 dB de ganancia la anchura del haz es de $10,5^\circ$. La precisión de apuntamiento de la antena debe ser apreciablemente mejor que esto para reducir al mínimo los márgenes asignados a errores de apuntamiento. En el diseño de la plataforma de la antena ha de tenerse en cuenta la posibilidad de un balanceo de hasta 25° . El apuntamiento de la antena puede ser mecánico con un bucle de control que utiliza un receptor de seguimiento del tipo descrito en otra parte de esta edición (pág. 319). Otros métodos pueden consistir en utilizar una plataforma estable como referencia para mantener el apuntamiento de la antena hacia el satélite. En este caso, es necesario

hacer un ajuste correctivo de la antena cada pocas horas. Se cree que la partida de más alto coste será el sistema de apuntamiento de la antena; sus requisitos de mantenimiento y fiabilidad son muy rigurosos.

Modulación

Se espera que en los futuros sistemas de comunicaciones mediante satélites para uso marítimo, la mayor parte de la capacidad del satélite se dedicará al tráfico telefónico. Este tráfico será para la red pública de comunicaciones y deberá tener la adecuada calidad. La relación señal a ruido deberá ser equivalente a 30—35 dB. Para utilizar de la manera más eficiente posible la potencia disponible del satélite, debe emplearse un sistema de modulación capaz de trabajar con una baja relación de portadora a ruido. Pueden utilizarse tanto sistemas multiplex por división de frecuencia, FDM, como sistemas multiplex por división de tiempo, TDM. El uso de sistemas TDM con los barcos, hace difícil la sincronización debido a las diferencias en las longitudes de los trayectos. Un sistema FDM permitirá ordinariamente, una asignación más fácil y una adquisición más rápida del canal que ha de utilizarse entre la estación costera y el barco. Los métodos de modulación de la portadora y de cada canal que pueden considerarse son:

- I. Modulación de frecuencia de banda estrecha (NBFM).
- II. Modulación delta, portadora modulada por desplazamiento de fase. (Delta-PSK).
- III. Modulación de impulsos en código, portadora modulada por desplazamiento de fase (PCM-PSK).
- IV. Modulación de amplitud de banda lateral única (BLU).
- V. Modulación de impulsos en duración, portadora modulada por desplazamiento de fase (PDM-PSK).

En la Ref. [2] se hace una comparación entre el método NBFM con bucle de enclavamiento de fase y el método Delta-PSK. Una evaluación subjetiva muestra que son casi iguales. Utilizando compensación en el método NBFM, los requisitos para mínima relación portadora a ruido se rebajarán en más de 3 dB. Para un sistema de comunicaciones por satélite, esto supone más que doblar la capacidad de canales.

El sistema de modulación es uno de los parámetros que han de probarse enteramente en los satélites experimentales cuyo lanzamiento está planeado para los años próximos.

Debido a la menor anchura de banda utilizada por los teleimpresores, los requisitos de relación de portadora a ruido no son tan rigurosos. Es posible tener servicios de teleimpresor con antenas de barco de baja ganancia que no requieren una estabilización costosa. El tributo a pagar será una mayor potencia de salida en el satélite.

La especificación de calidad en comunicación con teleimpresores se ha establecido en una cifra mejor que $1 \cdot 10^{-5}$ errores por bit, sin códigos correctores de error. Para datos, por otra parte, una cifra de $1 \cdot 10^{-5}$ errores

por bit sería demasiado grande, si estos errores no se detectasen. Para la transmisión de datos se espera utilizar un canal telefónico y velocidades de 1200 o 2400 baudios. Los métodos de modulación, corrección de errores y requisitos de calidad se probarán y verificarán totalmente en los primeros sistemas experimentales. Las pruebas con satélites reales, con potencia y frecuencia correctas, serán inestimables en la determinación de los efectos sobre el camino de transmisión del centelleo y las reflexiones en el mar.

Asignación de canales

En el sistema de comunicaciones via satélite para uso marítimo, habrá muchos barcos que se han de conectar a una de varias estaciones costeras a través de un satélite. No habrá suficientes frecuencias disponibles para asignar frecuencias únicas, bien sea a las estaciones costeras o a los barcos, y puesto que la calidad y disponibilidad del servicio de comunicaciones mejorará grandemente por encima de las actuales facilidades, es de esperar que el tráfico aumente sustancialmente. Para cursar el tráfico estimado, se necesita que en la hora punta del tráfico se utilicen plenamente todos los canales disponibles.

Un método de asignación de canales deberá cumplir los siguientes requisitos:

- I. El equipo de barco deberá ser sencillo, pero capaz de funcionamiento automático para iniciar la recepción y transmisión por teleimpresor, facsimil o datos.
- II. Todos los barcos y estaciones costeras deberán poder funcionar en cualquier canal de trabajo para tráfico normal.
- III. Tanto la estación costera como el barco podrán solicitar una comunicación sin demora.
- IV. La probabilidad de demandas simultáneas de comunicación deberá ser aceptablemente pequeña.
- V. Un canal de comunicación no deberá estar ocupado mientras se está buscando al abonado llamado.

En el período inicial, podía aceptarse un acceso a los canales sin orden, pero cuando aumente la demanda y dos o más usuarios intenten tomar simultáneamente un canal vacante, se podrían producir condiciones caóticas.

Para poder cumplir estos requisitos, uno o dos canales deberán dedicarse a canales de llamada. Los barcos deberán estar a la escucha sobre estos canales con sus receptores automáticos de llamada selectiva, siempre que no exista tráfico hacia el barco. Una o más estaciones costeras deberán tener la responsabilidad de la asignación de canales de trabajo entre estaciones costeras particulares y barcos seleccionados. Se deberá desarrollar un código universal para establecer los canales correctos, siendo al mismo tiempo compatible con el plan de numeración telefónica internacional. La cantidad de datos que ha de manejar el canal de llamada sugiere que se utilice una alta velocidad de bits, de lo contrario, el canal quedaría saturado por las llamadas que le llegan al mismo tiempo.

Los requisitos anteriores son ideales y no tendrán aplicación plena en la primera generación. En la estación costera, el proceso de una llamada entrante se hará manualmente al principio. En etapas posteriores, se implantará un servicio semiautomático.

Par razones técnicas, el control de la asignación de canales lo efectuará una estación costera especialmente dedicada a ello. Pero existe cierta oposición a esto debido a otras consideraciones asociadas con autonomías nacionales.

Para comunicaciones barco a barco, en distancias cortas, se utilizarán los canales usuales de comunicación de RF, mientras que para distancias más largas se utilizará una estación costera adecuada como repetidora del tráfico. La cuantía de este tráfico se espera que sea pequeña y no reducirá la capacidad del sistema.

Sistemas de peligro y alerta

Se espera que cuando el sistema marítimo esté en funcionamiento, habrá considerables mejoras en los servicios de alerta y peligro que puedan derivarse de los barcos. Se asignará una frecuencia particular para este servicio. Las estaciones costeras estarán en continua observación y darán una alarma siempre que se reciba una llamada de peligro. La cantidad de información a transmitir es tan pequeña que se utilizará una banda estrecha de frecuencias. Los requisitos de antena y potencia de salida no serán tan severos como con la estación terminal principal. En uno de los sistemas propuestos, se reciben señales Omega por el barco y se retransmiten a través del satélite. La estación costera puede entonces calcular la posición real, haciendo más fáciles las operaciones de búsqueda y rescate.

Encaminamiento

Después de la primera fase del sistema, habrá varias estaciones costeras por área. Siempre que se vaya a establecer una comunicación con un barco, habrá estaciones costeras alternativas que podrán utilizarse. Técnicamente deberá utilizarse la estación de más fácil acceso o con capacidad de reserva. Pero las líneas terrestres desde la estación costera hasta el abonado de tierra serán diferentes y requerirán diferentes cargos de tránsito. En la actualidad se ha llegado a un acuerdo para que los cargos totales de la llamada sean los mismos, cualquiera que sea la estación costera utilizada. Deberán alcanzarse otros acuerdos internacionales sobre la distribución de los cargos.

Acuerdos internacionales

Para que un sistema de comunicaciones por satélite sea eficiente, todos los aspectos técnicos deben ser acordados también internacionalmente. La utilización del segmento espacial o de las frecuencias disponibles no sería posible sin que todos se ajusten a las mismas normas. Es posible que se haya de constituir una nueva institución internacional que se dedique a la administración de los sistemas por satélite. Una de las mayores tareas que ha de realizar esta institución es la de la

financiación inicial del sistema. El lanzamiento de satélites con sus reservas para cubrir la Tierra será costoso. Al principio, la cantidad de tráfico será pequeña puesto que habrá pocas estaciones costeras y terminales de barco. Los ingresos por tráfico serán pequeños. Cuando estos ingresos sean suficientemente grandes para cubrir los gastos de los satélites de la primera y segunda generación, los beneficios del sistema total harán muy atractivos las participaciones de inversión en el sistema. La distribución de la participación de inversiones entre los usuarios es uno de los muchos problemas que han de resolverse antes de que pueda acordarse una institución.

Sistemas de satélites planificados

Para un futuro próximo, se han planificado dos sistemas de satélites. El satélite Gapsat de la Marina de E. U. estará en funcionamiento a principios de 1975 y llevará también un transmisor-receptor que podrá utilizarse por los barcos mercantes. Habrá dos satélites en órbita geoestacionaria, uno sobre el Atlántico y otro sobre el Pacífico. En E. U. se construirá una estación costera por satélite. Inicialmente, los satélites solo proveerán uno o dos canales telefónicos o un mayor número de canales telegráficos. El satélite se ha diseñado para una vida de cinco años. Los canales se utilizarán desde el principio como sistema operacional.

La Agencia Espacial Europea proyecta lanzar un satélite para comunicaciones marítimas (MAROTS) a mediados de 1977. El satélite será geoestacionario para cubrir la región del Atlántico. El programa se pretende que sea para pruebas y pre-operacional. Varias estaciones costeras podrán tener acceso al satélite simultáneamente. Las facilidades de prueba ofrecidas por este satélite, darán oportunidades inestimables para verificación de los conceptos del sistema en orden a un eventual sistema internacional.

El servicio marítimo internacional vía satélite, se pretende que cubra toda la Tierra desde sus comienzos. El tiempo en que esto realmente se alcanzará es incierto, debido a las dificultades que puede haber para obtener acuerdos totales de todos los Gobiernos sobre las disposiciones institucionales, financieras y técnicas.

Conclusión

Los sistemas de comunicaciones terrestres pueden, en la actualidad, ofrecer suficientes servicios (salvo televisión) sin utilizar satélites. Para ofrecer el mismo tipo de servicio a la comunidad marítima no hay otra solución que el uso de satélites. Las administraciones de telecomunicación de varios países, predicen una saturación en pocos años de las comunicaciones marítimas que usan las técnicas convencionales. Las compañías navieras están encontrando inadecuados los servicios de comunicaciones ofrecidos, para un entorno competitivo.

Se entiende ahora la necesidad de un servicio de comunicaciones marítimo mediante satélites y su realización práctica comenzará en 1975. Estas nuevas facilidades han llegado probablemente en el momento ade-

cuado para hacer una importante contribución a las necesidades de una población mundial que crece y a su necesidad también creciente de un transporte barato.

Para obtener todas las ventajas de este cambio en las facilidades de comunicación, la comunidad marítima debe también adaptarse y cambiar.

Referencias

- [1] 1980-årenes kommunikasjonsanlegg for skip. Bilag 5. Teknisk/økonomisk utredning av satellittkommunikasjon. Informe NSPI, n° R-22.73 (Noruega).
- [2] D. G. Pope: Modulation and Speech Processing Techniques for a Maritime Satellite Service. Conferencia Internacional sobre sistemas de satélites para comunicaciones móviles y vigilancia, Institution of Electrical Engineers.

C. F. Holmboe se graduó en Loughborough College de Tecnología, Leicester, Inglaterra en 1954. En 1954 y 1955 desarrolló un transmisor receptor para televisión en la Universidad Técnica de Noruega.

Mr. Holmboe ingresó en Standard Telefon og Kabelfabrik en 1956 trabajando en el proyecto de dispersión troposférica Hot Line. Más tarde tuvo la responsabilidad del proyecto de enlace troposférico ACE HIGH en Noruega. Ha sido jefe de proyecto en el desarrollo de las etapas de salida para transmisores receptores de televisión y del receptor de navegación hiperbólica Narlof. Como jefe técnico, su grupo fué responsable del desarrollo de las estaciones de navegación Consol y del radiogoniómetro automático ADF 2200.

Desde Enero de 1973 ha pertenecido al staff técnico de ITTE en el campo especial de electrónica marítima.

Evaluación económica de los sistemas de comunicación marítima vía satélite*

Basados en diferentes hipótesis de tráfico se hace una estimación del coste que se espera para las comunicaciones telefónicas y telex con barcos empleando satélites como repetidores.

GEIR BRUNVOLL

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Oslo, Noruega

Introducción

Está planeado para noviembre del presente año el lanzamiento del primer satélite que se ha de utilizar en un sistema de comunicaciones comerciales marítimas vía satélite. Este hecho marcará el comienzo de una nueva era en las comunicaciones marítimas. Por fin, la comunidad marítima dispondrá de un sistema de comunicaciones que dé la misma calidad de transmisión de la que usualmente gozan los sistemas de comunicaciones terrestres; un sistema que no esté afectado por la falta de fiabilidad y la calidad de transmisión esencialmente variable tan típicos hoy en los servicios de RF de larga distancia.

Este primer satélite será uno de los tres satélites "Gapsat". Se utilizarán transmisores receptores en la banda L, en los tres satélites del sistema denominado "MARISAT", que proporcionará el servicio de comunicaciones marítimo. El "MARISAT" es un sistema comercial privado perteneciente a navieros norteamericanos. Cubrirá solamente los océanos Atlántico y Pacífico y está destinado a proporcionar un servicio interino hasta que se establezca un sistema internacional de comunicaciones marítimas vía satélite.

En el lado europeo, la Organización de Investigación Espacial Europea (ESRO, del inglés European Space Research Organization) tiene programado lanzar un satélite experimental de comunicaciones marítimas, MAROTS, en 1977. ESRO ha emprendido ahora un estudio de factibilidad económica utilizando satélites tipo MAROTS en un sistema global.

Además, se dispondrá, en cierto modo para experimentos, de un transmisor receptor en la banda L en el satélite ATS-F cuyo lanzamiento está programado para el presente año.

El trabajo preparatorio para el establecimiento de un sistema internacional de satélites para comunicaciones marítimas se está llevando a cabo dentro de la Organización Consultiva Marítima Inter-Gubernamental, IMCO (del inglés Inter-Governmental Maritime Consultative Organization). El trabajo del cuadro de expertos en satélites marítimos de IMCO se desarrolla de acuerdo con el programa que se resume en la tabla 1. Según este programa, el primer satélite marítimo internacional se lanzará en 1977/78. Esto puede parecer un poco optimista, especialmente debido a que el establecimiento de un sistema de esta índole debe basarse en acuerdos internacionales entre los gobiernos. Algún retraso se ha producido ya, pues-

* Las cifras utilizadas en este artículo son la expresión de la opinión del autor exclusivamente; no es obligatorio que correspondan a la posición de ITT.

Tabla 1 - Programa para el establecimiento de un sistema de comunicaciones marítimas vía satélite.

Especificaciones preliminares del sistema	1974
Conferencia internacional	1975
Especificaciones finales del sistema	1975
Primer lanzamiento	1977-78
Sistema en funcionamiento	1978

to que la conferencia inter-gubernamental se había programado originalmente para finales de 1974.

La evaluación económica presentada en este artículo está basada fundamentalmente en datos de ordenador proporcionados por el cuadro de expertos en la reunión de Londres de enero del presente año. Las referencias en este artículo al trabajo de este grupo están basadas en documentos de trabajo y puede observarse que todavía no se han tomado decisiones finales sobre los asuntos discutidos en estos documentos.

Previsiones de tráfico

Son importantes unas previsiones de tráfico fiables ya que se utilizan para determinar tanto la capacidad de satélite necesaria como la rentabilidad. Sin embargo, por lo que se refiere a las comunicaciones marítimas vía satélite, ha sido difícil hacer previsiones de tráfico fiables. Durante los últimos años, se han realizado varias prospecciones de las necesidades de diversas compañías navieras (Referencias [1, 2, 3]). Todas muestran un fuerte interés general en la mejora de las comunicaciones, pero ha resultado muy difícil establecer las necesidades exactas. Una razón para esto es que las comunicaciones marítimas hoy día están tan bien adaptadas a la falta de fiabilidad en las comunicaciones de larga distancia que muchas compañías difícilmente pueden ver una gran ventaja económica en una mejora de las mismas.

El nivel actual del tráfico de comunicaciones con barcos es más bien bajo. Sin embargo, en una prospección realizada por EUROSPACE [3], se revelaron notables diferencias en el nivel de tráfico (por un factor de diez o más) entre compañías marítimas. Una gran parte del tráfico telefónico total se refiere a llamadas privadas. Para los barcos noruegos, éstas se elevan al 80 % del número total de llamadas.

Las previsiones de tráfico que se han hecho para el servicio de comunicaciones marítimo vía satélite, hasta el presente, ha partido de la suposición de que las razones principales para el bajo nivel de tráfico de las comunicaciones marítimas son la baja calidad y las largas demoras asociadas con los actuales sistemas. En consecuencia, se ha supuesto un rápido crecimiento

del tráfico cuando se introduzca un servicio por satélite fiable y de alta calidad. Este mismo razonamiento se aplica a la previsión de tráfico hecha por el cuadro de expertos de IMCO (Ref. [4]). Como punto de partida, este grupo de trabajo ha utilizado estadísticas de tráfico procedentes de sus diversos países miembros.

La previsión se deriva del supuesto de un promedio de tráfico telefónico y de telex por barco y por día juntamente con un supuesto programa de instalación de terminales de barco. En la previsión telefónica se incluyó también transmisión de datos de alta velocidad (banda ancha). Se consideró que este tipo de servicio comprendía solamente una pequeña parte de las necesidades telefónicas totales.

Con objeto de deducir un programa de instalación de terminales de barco, se consideró inicialmente un mercado de aproximadamente 15.000 barcos de 10.000 toneladas o más.

Las previsiones de tráfico incluyen tráfico con barcos en puerto donde seguramente se utilizarán sistemas de comunicación convencionales. Se hizo también una suposición de tráfico bajo que suponía un 50% de la previsión del tráfico alto.

Las previsiones se indican en la tabla 2. Con objeto de mostrar el impacto del tráfico en la economía del sistema, se utilizan las previsiones de tráfico tanto superior como inferior.

Número de canales necesarios

El número de canales necesarios puede deducirse de las anteriores previsiones de tráfico. En la tabla 2 se dan las necesidades de canales. El número de canales para teleimpresor se ha convertido en un número equivalente de canales telefónicos.

Al establecer estas necesidades, se ha supuesto que el satélite del Océano Atlántico llevará el 50% del tráfico total. La proporción de tráfico en la hora cargada se ha admitido que sobrepasa al tráfico medio en un factor de 1,65. El número equivalente de días

de trabajo por año se ha supuesto que es de 330 y la relación de tiempo pagado a tiempo ineficaz por llamada se ha tomado de 6 a 1. El porcentaje de llamadas perdidas se ha fijado en un 5%, o aproximadamente, en espera de servicio, una probabilidad del 99% de éxito en dos minutos.

El terminal de barco

La antena del terminal del barco es un componente importante del sistema por dos razones básicas: tiene una influencia directa en el factor de mérito G/T del terminal del barco (relación de ganancia a temperatura de ruido del sistema receptor) determinando, por tanto, la potencia necesaria en el satélite y el coste del satélite por canal, y también en la potencia necesaria en el transmisor del terminal del barco.

En la figura 1 se muestra una relación típica entre el coste del terminal y la ganancia de la antena. Puede verse que el coste más bajo del terminal se obtendrá con una ganancia de antena relativamente alta. Para ganancias de antena más bajas, el aumento en el coste del transmisor terminal incrementará el coste del terminal mientras que para ganancias de antena mayores, el coste de la antena estabilizada será el factor determinante. La ganancia exacta de antena para la que se logra el coste mínimo del terminal, depende principalmente de la calidad de transmisión requerida para el enlace ascendente del terminal con el satélite. En un reciente estudio noruego (Ref. [6]) se encontró que el coste mínimo del terminal tiene lugar con una ganancia de antena de 12—15 dB y a una relación de portadora a ruido $C/N_0 = 48$ dB/Hz. En un reciente estudio de INTELSAT, (Ref. [7]), suponiendo una calidad de transmisión más elevada, el coste mínimo se dió para una ganancia de antena de alrededor de 19 dB.

El coste real estimado del terminal, deducido de los dos estudios anteriormente citados, resultó de

Tabla 2 - Previsión total mundial de tráfico telefónico y de telex para un servicio de comunicaciones marítimo vía satélite.

Año	Programa de instalación de terminales en barcos		Supuesto de tráfico bajo			Supuesto de tráfico alto		
	Crecimiento anual	Total	Telefonía (X 1000 min)	Telex (X millón palabras)	Nº de canales*	Telefonía (X 1000 min)	Telex (X millón palabras)	Nº de canales*
1	200	200	0.6	0.2	5	1.2	0.4	7
2	400	400	1.2	0.4	7	2.4	0.8	10
3	600	800	2.0	0.8	9	3.9	1.5	13
4	800	1.400	3.1	1.3	12	6.1	2.5	18
5	800	2.200	4.3	1.8	15	8.6	3.6	24
6	800	3.000	6.2	2.5	18	12.3	5.0	32
7	1.000	3.800	8.2	3.2	24	16.3	6.3	40
8	1.000	4.800	10.3	4.0	29	20.6	7.9	50
9	1.000	5.800	12.4	4.8	32	24.9	9.6	58
10	1.000	6.800	14.6	5.6	36	29.2	11.2	67
11	1.000	7.800	16.8	7.1	41	33.5	14.2	76
12	1.100	8.800	18.9	8.0	46	37.8	16.0	84
13	1.100	9.900	21.3	9.8	51	42.5	19.6	94
14		11.000	23.6	10.9	56	47.2	21.8	104

* Canales telefónicos equivalentes (cada uno equivale a 20 canales telex).

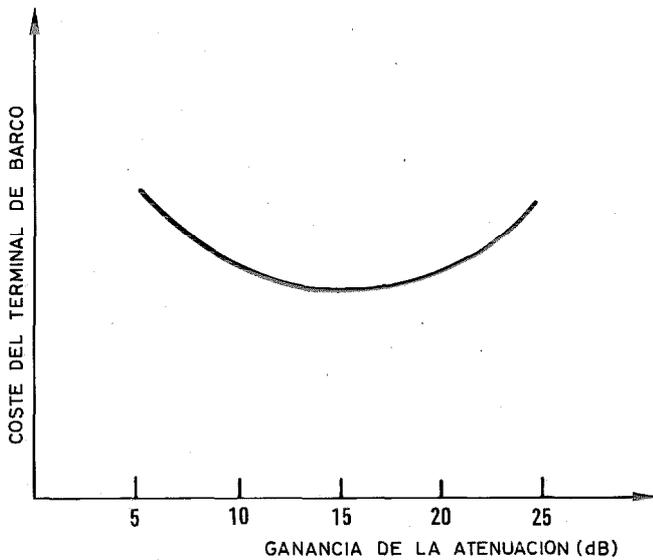


Fig. 1. Relación cualitativa entre la ganancia de la antena y el coste total del terminal de barco.

30.000—50.000 \$ y 23.000 \$, respectivamente. En otros estudios, se han obtenido costes del terminal del orden de 15.000—50.000 \$. En la Ref. [5] (procedente del cuadro de expertos de IMCO) el coste del terminal, se espera que sea del orden de 40.000 \$. Las diferencias entre estas estimaciones de coste proceden de las diferentes suposiciones respecto a la tecnología y parámetros del sistema. De momento no existen estimaciones precisas del coste del terminal ya que todavía no se dispone de diseños del prototipo. Esto se debe al hecho de que aun no se conocen los parámetros finales del sistema y a que todavía se encuentra en desarrollo la tecnología que ha de utilizarse en el terminal.

Cuando se tiene en cuenta el coste del satélite, la ganancia óptima de la antena del terminal del barco resulta algo más elevada que la que se deduce del coste mínimo del terminal. El valor óptimo cambiará de acuerdo con los cambios en la tecnología.

El cuadro de expertos de IMCO ha propuesto un factor de mérito del terminal del barco (G/T) igual a -10 dB que corresponde, aproximadamente, a una ganancia de antena de 17 dB. Esto permitirá obtener el número necesario de canales de satélite con una nave espacial del tipo Thor-Delta 3914 en el primer período de siete años del sistema.

Segmento espacial y terreno

En la tabla 3 se resumen las estimaciones de coste de desarrollo, producción y lanzamiento para tres satélites diferentes. Los satélites se han diseñado para una vida de 7 años.

En la tabla 4 se resumen los costes de adquisición y explotación de la estación costera. Las estaciones costeras se deprecian en un período de 10 años.

Para planificación y organización se han asignado 5 millones \$ anuales durante los dos años anteriores al primer lanzamiento y 3 millones \$ anuales en los sucesivos.

Tabla 3 - Costes estimados del desarrollo, producción y lanzamiento del satélite (en millones de dólares USA, 1973).

Tipo de nave espacial	Costes del desarrollo (M\$)	Costes de producción (M\$)	Costes de lanzamiento (M\$)	Nº equivalente de ctos. de voz
Thor Delta, clase 2914 estabilizada por spin	23	10	11	20
Thor Delta, clase 2914 estabilizada por 3 ejes	40	11	11	30
Thor Delta, clase 3914 estabilizada por 3 ejes	40	11	11	50

G/T del terminal del barco = -10 dB/°K. Activado por la voz.

Tabla 4 - Costes estimados de las facilidades de la estación costera (Millones de dólares USA, 1973).

Tipo de estación costera	Adquisición e instalación (M\$)	Coste anual de explotación (M\$)
Estación que opera en 1 océano	1,5	0,20
Estación que opera en 2 océanos	2,0	0,25
Coste adicional de las facilidades de telemetría, seguimiento y comando para la estación costera	0,5	0,10
Estación de telemetría, seguimiento y comando	2,5	0,35

Disponibilidad del sistema y configuraciones del satélite

Tres satélites geoestacionarios en órbita sobre los océanos Atlántico, Pacífico e Indico puede cubrir las aguas más importantes entre 70° N y 70° S aproximadamente. Pueden considerarse realistas dos configuraciones de satélite alternativas para los primeros catorce años de funcionamiento:

a) Configuración de 4/5 satélites: Cuatro satélites en órbita, incluyendo un satélite de reserva sobre el océano Atlántico. Un satélite de reserva en tierra.

b) Configuración de 6/7 satélites: Seis satélites en órbita, incluyendo un satélite de reserva sobre cada océano y un satélite de reserva en tierra.

La fiabilidad del sistema está influenciada por los siguientes factores:

- Fiabilidad del satélite.
- Fiabilidad del lanzamiento.
- Retraso del relanzamiento (cuando ha fallado un satélite).
- Número de satélites de reserva en órbita y en tierra.
- Tiempo necesario para mover un satélite desde el área de un océano a otra.

Con una configuración de 4/5 satélites, la fiabilidad es muy alta en el área del océano Atlántico. En otras áreas de los océanos la fiabilidad será menor, ya que el servicio quedará interrumpido en caso de fallo del satélite. La interrupción puede durar un mes o

más, dependiendo del tiempo necesario para llevar el satélite de reserva a la posición adecuada.

Se ha estimado (Ref. [8]) que la disponibilidad de una configuración de 4/5 satélites es de 98,89 % en áreas del océano con sólo un satélite. La estimación se basa en el supuesto de que la probabilidad de funcionamiento satisfactorio durante siete años de cada satélite es 0,6 y que el tiempo necesario para llevar el satélite de reserva de un área del océano a otra es de 1,5 meses.

Teniendo un satélite de reserva por cada área de océano, la fiabilidad de la configuración de 6/7 satélites será muy elevada. En las mismas condiciones el valor obtenido para la disponibilidad de la configuración de 6/7 satélites resultó ser 99,98 % en todas las áreas del océano.

Valoración económica del sistema

Las tablas 5 y 6 muestran los planes de inversiones del sistema para las configuraciones de 4/5 y 6/7 satélites, respectivamente. Las cifras de cada fila representan el número de cada unidad que ha de adquirirse en un año dado. Cuando existe una diferencia entre los supuestos de tráfico superior e inferior, las cifras correspondientes al primero se indican entre paréntesis.

Basándose en este plan de inversiones y en los costes de adquisición y explotación, dados más arriba, se

Tabla 5 - Plan de inversiones para el sistema de configuración de 4/5 satélites.

Año	-1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Desarrollo		4/7	2/7				1/7								
Satélites		4	2				1	3(4)	1					3	1(0)
Lanzamientos		4	1				1	3(4)	1						3
Estación de telemetría, seguimiento y comando		3													
Estaciones costeras															
- 1 océano		2	2	1	1	1	1								
- 2 océanos		6	6	1	1	1	1	1	1	1		1			1

Tabla 6 - Plan de inversiones para el sistema de configuración de 6/7 satélites.

Año	-1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Desarrollo		4/7	3/7												
Satélites		4	4	1			1	3(4)	4					3	1(0)
Lanzamientos		4	4				1	3(4)	4						3
Estación de telemetría, seguimiento y comando		3													
Estaciones costeras															
- 1 océano		2	2	1	1	1	1								
- 2 océanos		6	6	1	1	1	1	1	1	1		1			1

determinó el valor presente neto acumulativo del sistema. Este valor se calcula como el valor presente del capital, más el valor presente acumulado de los ingresos, menos el valor presente acumulado de los gastos en un año dado. El punto de equilibrio económico se define como el punto en el tiempo para el que el valor presente neto acumulativo del sistema cambia de negativo a positivo.

Se utiliza un factor de descuento del 15 %. Los cargos de teléfono y de telex por minuto se supone que tienen una relación fija de 3:1. Los resultados se presentan en forma de dos familias de curvas. La figura 2 muestra los cargos telefónicos necesarios para alcanzar el equilibrio económico en un año dado. La figura 3 muestra el valor presente neto acumulativo del sistema en función del tiempo basado en las tarifas fijas de 6 \$ por minuto para telefonía y 2 \$ por minuto para telex. En ambas figuras, las curvas A y B corresponden al supuesto de tráfico alto y a las configuraciones de 4/5 y 6/7 satélites, respectivamente. De la misma forma, las curvas C y D corresponden al supuesto de tráfico más bajo.

Las curvas muestran que con tarifas de 6 \$ por minuto para telefonía y 2 \$ por minuto para telex, el equilibrio económico se alcanza en el año noveno con el supuesto de tráfico alto y una configuración de 4/5 satélites. Con la configuración de 6/7 satélites, el equilibrio económico se alcanza un año más tarde, con igual supuesto de tráfico. Utilizando el supuesto de tráfico más bajo, el equilibrio no se alcanza en el año 14 por ninguna de las configuraciones.

Retrasando la obtención del punto de equilibrio al año 14 podría realizarse la configuración de 4/5 satélites, con tarifas de 3,5 \$ y 1,2 \$ por minuto para telefonía y telex, respectivamente, en la suposición de tráfico alto.

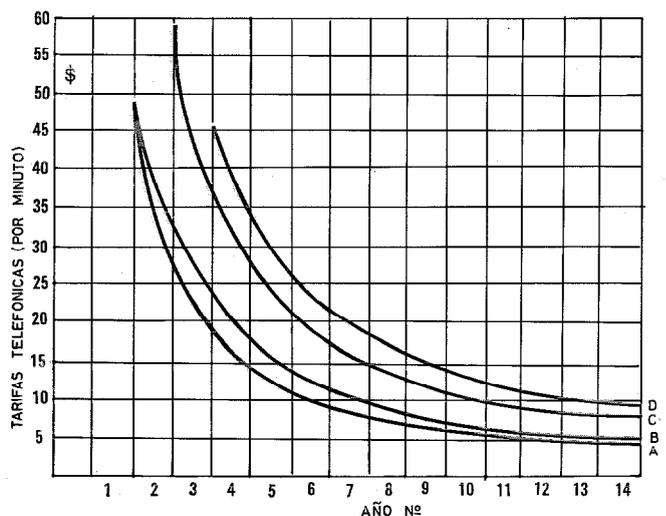


Fig. 2 Cargas telefónicas necesarias para alcanzar el punto de equilibrio económico en un año dado.

- A - tráfico alto, configuración de 4/5 satélites
- B - tráfico alto, configuración de 6/7 satélites
- C - tráfico bajo, configuración de 4/5 satélites
- D - tráfico bajo, configuración de 6/7 satélites.

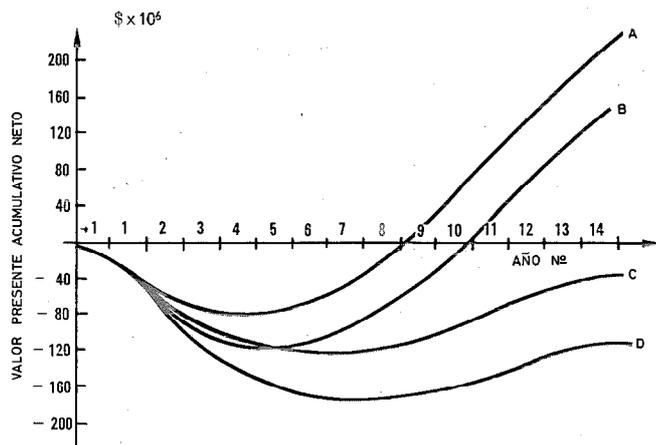


Fig. 3 Valor presente acumulativo neto del sistema en función del tiempo, basado en tarifas fijas de 6 \$ por minuto para telefonía y 2 \$ por minuto para telex.

- A - tráfico alto, configuración de 4/5 satélites
- B - tráfico alto, configuración de 6/7 satélites
- C - tráfico bajo, configuración de 4/5 satélites
- D - tráfico bajo, configuración de 6/7 satélites.

Si se espera que se alcance el punto de equilibrio después de 7 años, serán necesarias tarifas en el margen de 13 a 19 \$, en el supuesto de tráfico más bajo. En el supuesto de tráfico más alto, el margen sería de 7 a 9 \$. Estos resultados suponen que el tráfico no está influenciado por cambios en el nivel de la tarifa. Esto es altamente improbable, de manera que pueden ser necesarias incluso tarifas más altas. Eventualmente se plantea la cuestión de si es posible conseguir el punto de equilibrio económico del sistema de algún modo en tan corto período de tiempo.

La diferencia entre las curvas A y C muestra realmente el efecto de reducir las tarifas a la mitad de su valor. Esta diferencia entre las dos curvas no se hace significativa hasta después de 3—5 años. En el período de introducción pueden ser ventajosas las tarifas bajas ya que pueden estimular el crecimiento de tráfico para producir mayores beneficios a largo plazo.

Sistema específico o de aplicaciones múltiples

INTELSAT ha realizado un estudio del coste que supondría proporcionar un servicio de comunicación marítima instalando transmisores-receptores en la banda L en satélites INTELSAT (Ref. [7]). La conclusión es que el coste incremental para INTELSAT, al proporcionar este servicio es menor que el coste de establecer un sistema específico. Los costes incrementales no incluyen, sin embargo, la penalidad de coste derivada de la reducción de capacidad de comunicación en el satélite para otros servicios y, por tanto, no puede considerarse representativa para los costes de un sistema de aplicaciones múltiples.

En la Ref. [5] se da una comparación aproximada entre un sistema específico y un sistema de aplicación múltiple, realizada por el cuadro de expertos de IMCO. La conclusión es que la solución de aplicación múltiple puede tener ventajas de coste pero que no se dispone de información suficiente para poder decidir

en qué cuantía, si realmente existe alguna. Es obvio, por tanto, que será necesaria una evaluación más detallada del sistema de aplicación múltiple, antes de que pueda hacerse una buena comparación entre las dos alternativas. Debe observarse también que si han de utilizarse los satélites INTELSAT en un sistema de aplicación múltiple, el coste del servicio dependerá de la política que siga INTELSAT y este organismo todavía no ha tomado decisión alguna respecto a la provisión de servicios marítimos vía satélite.

Conclusión

Con tarifas comprendidas en los márgenes de 3,5 a 6 \$ y de 1,2 a 2 \$ por minuto para telefonía y telex, respectivamente, el sistema de comunicaciones marítimo vía satélite se espera que alcance el punto de equilibrio económico en 9—14 años, con tal de que se cumpla la suposición de tráfico alto. En caso de que el tráfico sólo cumpla el supuesto de tráfico más bajo, serían necesarias tarifas del orden de 7 \$ y 2,5 \$ por minuto para telefonía y telex, respectivamente, para lograr el punto de equilibrio del sistema dentro de los 14 años.

El nivel de tráfico es el factor más incierto en la evaluación económica. Una razón para esto, es que no ha sido posible establecer la relación entre tarifas y tráfico. Una parte importante de las llamadas telefónicas en las previsiones se referirá a las llamadas privadas de la tripulación que es probable sean muy sensibles a las tarifas. Es muy importante observar que en los tres a cinco primeros años, desde que el sistema se haya puesto en servicio, las tarifas podrán, sin gran repercusión económica, mantenerse particularmente bajas con objeto de estimular el crecimiento del tráfico. Esto se debe a la baja carga de los circuitos vía satélite en este período.

Referencias

- [1] Un estudio de los satélites móviles marítimos. Informe final para la Guardia Costera de Estados Unidos. Informe N° DOT-CG-00505A, Automated Marine International, Newport Beach, California, 15 octubre 1972.
- [2] Satélites marítimos. Informe de planificación técnica y económica para IMSCO, (Initial Maritime Satellite Consortium). Simposio ejecutivo, Automated Marine International, Informe N° A. M. I./DC-20 (ES), 13 agosto 1971.
- [3] Utilización de los satélites para fines marítimos. Resultados de un estudio basado en discusiones mantenidas con algunas compañías navieras europeas, EUROSPACE, París, abril 1973.
- [4] Valoración económica del Sistema. Informe de grupo de trabajo. Inter-Governmental Maritime Consultative Organization, Informe N° MARSAT IV/4.
- [5] Preparación del informe provisional a los gobiernos. Sección IV. Valoración económica del sistema incluyendo sus costes/beneficios para la Comunidad Marítima. Inter-Governmental Maritime Consultative Organization. Informe N° MARSAT IV/WP. 1/Add. 4.
- [6] 1980-årenes kommunikasjonsanlegg for skip. Bilag 5. Teknisk/økonomisk utredning av satellitkommunikasjon. NSPI Rapport N° R-22.73 (Noruega).
- [7] Estudio de INTELSAT sobre la factibilidad de proveer un servicio marítimo. Contribución del Director, 17 agosto 1973.
- [8] Valoración económica del sistema. Consideración de fiabilidad, costes y cargas necesarias. Inter-Governmental Maritime Consultative Organization. Doc. N° MARSAT III/4/2.

Geir Brunvoll nació en Molde, Noruega, en 1945. Después de graduarse en la Universidad Técnica de Noruega, en Trondheim, en 1969, pasó un año en el Laboratorio de Investigación Electrónica de Trondheim como alumno post-graduado, antes de incorporarse al Departamento Central de Desarrollo de Standard Telefon og Kabelfabrik A/S como ingeniero de investigación.

Nuevas realizaciones

Instrumento de la División Espacial de ITT a bordo del satélite ATS-6 de la NASA

El satélite para aplicaciones tecnológicas Nº 6 (ATS-6 = Application Technology Satellite-6) fue puesto en órbita en Cabo Cañaveral, Florida, el día 30 de Mayo. Formando parte de la carga de pago iba un radiómetro de muy alta resolución (Very High-Resolution Radiometer = VHRR) diseñado y fabricado por la División Aeroespacial y de Optica de ITT, para el centro de vuelos espaciales Goddard, en Greenbelt (Maryland).

El nuevo instrumento espacial para infrarrojos añade otra dimensión al resto de las cámaras espaciales ITT puestas en órbita a bordo de los satélites anteriores de la serie Nimbus y del ATS-III.

La cámara obtendrá las velocidades del viento mediante la observación de los movimientos de las nubes, estudiará los ciclos vitales de los ciclones tropicales y extratropicales, investigará el desarrollo y movimiento de los núcleos tormentosos y de las líneas de chubascos, medirá las temperaturas de las partes altas de las nubes y de la superficie del mar y observará otros fenómenos meteorológicos.

Del mencionado lanzamiento y puesta en órbita con éxito del ATS-6 se derivarán numerosas ventajas para el género humano; por ejemplo, el ingenio espacial, mediante su radiómetro de alta resolución ITT para detectar frentes nubosos, puede ayudar al incremento de la cosecha de arroz para los millones de seres hambrientos de la India. Como el arroz se debe plantar durante

un determinado espacio de tiempo, inmediatamente anterior al comienzo de la estación monzónica, el radiómetro detectará la formación de monzones con el tiempo suficiente como para realizar la plantación con garantía de éxito.

Los datos obtenidos se grabarán en cintas magnéticas y serán proporcionados a las estaciones terrenas en tiempo casi real.

Según los oficiales de la NASA, el instrumento está diseñado para evaluar nuevos conceptos en el análisis de datos meteorológicos por medio de satélites meteorológicos síncronos. El satélite observará la tierra desde una altura de 35.400 Km., con su aspecto de salón de té delicadamente soportado por un parasol gigante suspendido de dos brazos.

La División Aeroespacial y Optica ha proporcionado instrumentación espacial para numerosos satélites meteorológicos de la NASA, haciendo posible la detección de grandes perturbaciones meteorológicas por todo el mundo. Las cámaras de ITT también han ayudado a obtener información meteorológica exacta que ayudó a la selección de los lugares de amerizaje para algunas de las operaciones de recuperación de cápsulas espaciales Apolo.

ITT Aerospace/Optical Division, Estados Unidos de América

Importante participación de ITTE en el Spacelab

Bell Telephone Manufacturing Company y Standard Elektrik Lorenz juegan un papel de la máxima importancia dentro del contrato otorgado por la ESRO (European Space Research Organization) a un consorcio de compañías europeas, para el desarrollo y realización del Spacelab europeo, que será puesto en órbita con la contribución de un cohete espacial norteamericano.

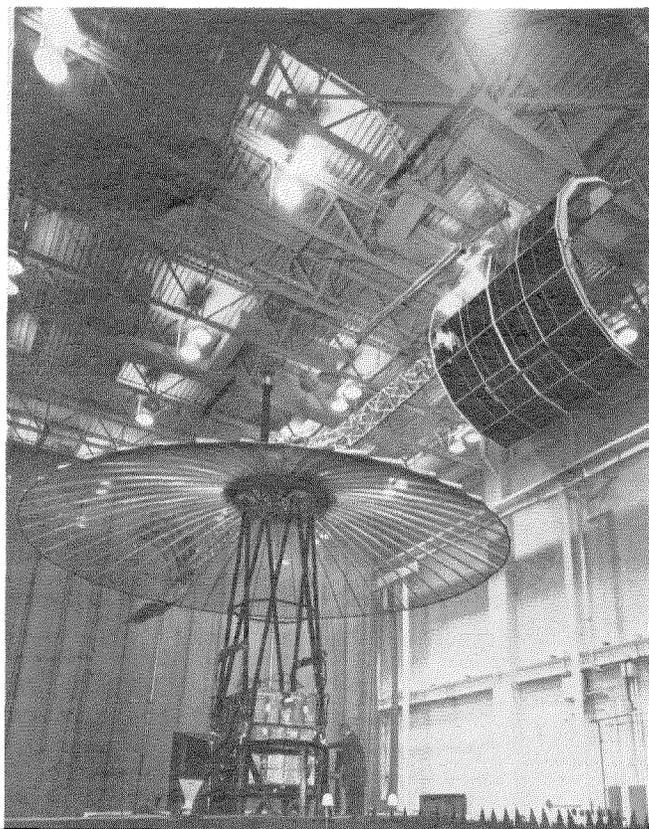
La contribución de ambas compañías de ITT va alojada en la zona de inteligencia del sistema global y de proceso de la información, recayendo la responsabilidad total del equipo eléctrico soporte situado en tierra sobre Bell Telephone Manufacturing Company, mientras Standard Elektrik Lorenz tiene una importante participación en el subsistema de proceso de datos y de mando situado a bordo.

Estas contribuciones específicas dentro del marco del principal esfuerzo espacial europeo, son consecuencia de los anteriores logros de ambas compañías en el campo espacial, donde BTM se ha situado como líder europeo indiscutible de la instrumentación de tierra y SEL ha alcanzado una reputación similar en lo que se refiere al proceso de datos realizado a bordo de ingenios espaciales.

El programa de desarrollo del Spacelab abarca un período de cinco años y culminará con la primera misión orbital, programada para 1980.

La fotografía muestra (abajo) una maqueta del Spacelab de acuerdo con el concepto de módulo único originado por ERNO/VFW-Fokker, principal contratista.

Bell Telephone Mfg. Co., Bélgica



Puede verse el satélite para aplicación de tecnología (ATS-F) de la NASA durante las pruebas finales de los sistemas, en la planta de las industrias Fairchild, en Germantown (Md), antes de ser embarcada hacia el centro espacial Kennedy para su lanzamiento en fecha próxima por un Titan III-C. Rocket. Las principales características del ingenio espacial con sus 9 m (30 pies) de diámetro de la antena parabólica de malla, los 2 paneles solares semicilíndricos, un equipo para experimentos científicos montado en el vértice de la antena (y así los instrumentos queden mirando hacia el espacio y no hacia la tierra.) y el módulo rectangular observador de tierra (EVM = Earth Viewing Module) en la parte baja de la fotografía. El EVM contiene los principales sistemas electrónicos y de control de la nave espacial, con los alimentadores de transmisión y recepción para la antena de 9 m instalada en lo alto, y sus experimentos requieren una visión sin obstáculos de la tierra.



Maqueta del Spacelab.

El satélite ERTS ha realizado el primer mapa fotográfico de los EEUU utilizando cámaras especialmente diseñadas por ITT

Las cámaras electrónicas de diseño especial de la División de Productos Electro-ópticos de ITT, jugaron un papel vital en la elaboración para los científicos del primer mapa fotográfico de los 48 estados contiguos de E.E.U.U.

El mapa, de $3 \times 4,8$ m está compuesto por 595 imágenes en blanco y negro sin nubes, remitidas desde el primer satélite de tecnología de recursos terrestres (ERTS-1 Earth Resources Technology Satellite), desde una altitud de unos 1000 Km. Los científicos harán uso de él para evaluar la red de desague nacional, la utilización de la tierra y la cobertura vegetal, así como para hacer inventario de las aguas superficiales de todo el país.

La División de Productos Electro-ópticos de ITT, a través de sus Laboratorios de Cámaras y Sensores (Fort Wayne, Indiana) suministró 18 tubos multiplicadores para su utilización en el sistema de exploración multispectral (MSS = multispectral scanner system) a fin de proporcionar una señal de vídeo que se transmite a tierra cuando se han verificado las fotografías de las imágenes. Hay 6 tubos para cada una de tres bandas espaciales. Son ligeramente más pequeñas que un flash ordinario. Al pasar los fotones de una fuente radiante tal como la luz verde reflejada por la vegetación a través de la ventana del tubo e incidir sobre el revestimiento fotosensible, se produce un flujo de electrones dentro del tubo. Este haz de electrones se enfoca hacia un emisor secundario llamado dinodo y la señal amplificada se recoge en el otro extremo del tubo. Desde aquí la señal va a un transmisor situado a bordo del ERTS-1 y se la envía a las estaciones terrenas para ser procesada.

Si se hubieran utilizado las técnicas de confección de mapas desde avión convencionales para recoger la misma información, hubieran sido necesarias millón y medio de fotografías durante varios años de trabajo y con un coste de alrededor de 50 millones de dólares, según la NASA. Según la agencia, para confeccionar este mapa sólo se han gastado 95.000 dólares y la labor de 6 personas durante 5 meses.

ITT Electro-Optical Products Division
Estados Unidos de América

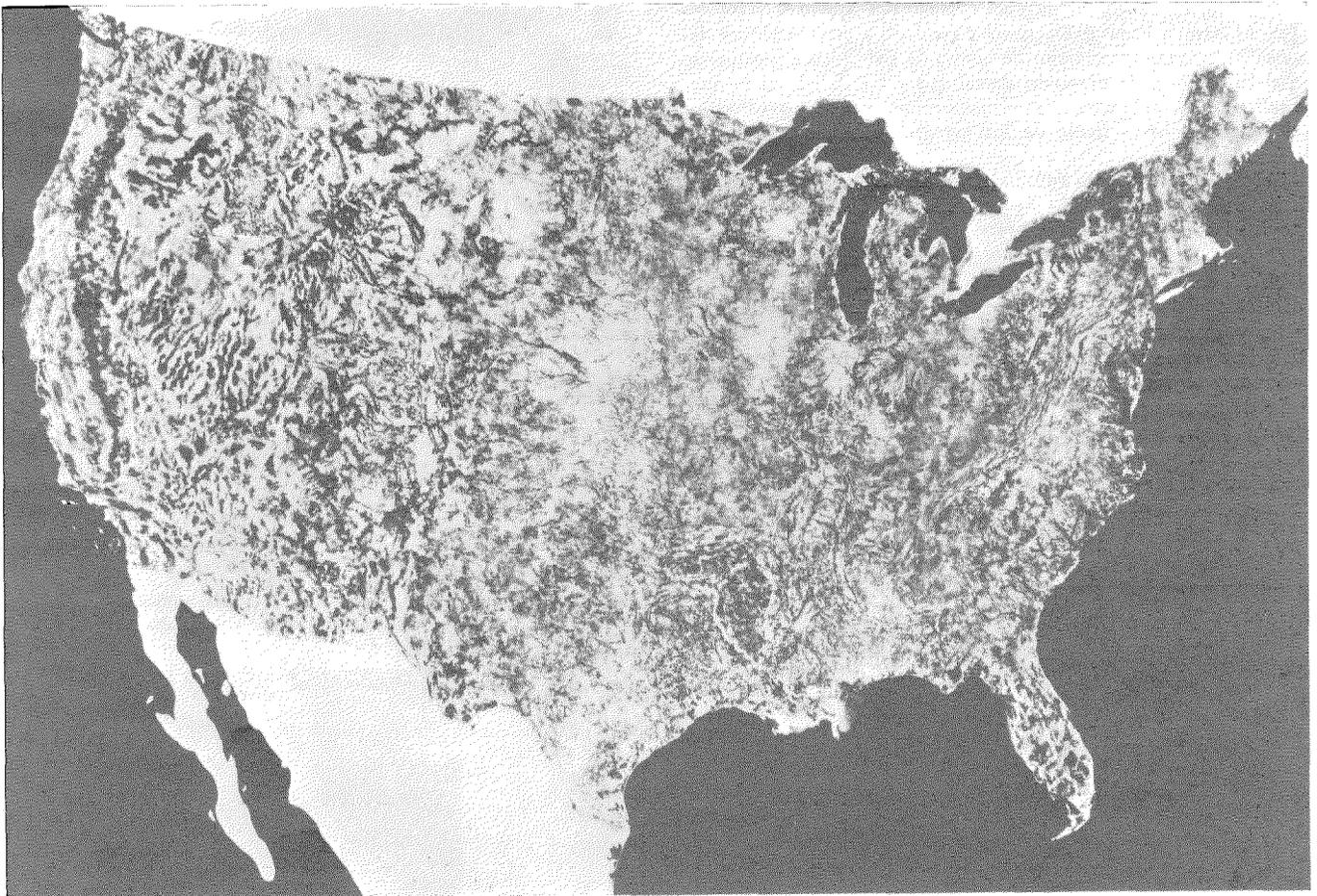
Multiplicador electrónico de ITT Bauelemente en el satélite "AEROS"

ITT Bauelemente Gruppe Europa ha suministrado multiplicadores electrónicos de 16 pasos sin ventana del tipo F 4020 AM para el satélite aeronómico alemán "AEROS".

El multiplicador electrónico es una parte del espectrómetro de masas del satélite y se utiliza para el análisis de las capas superiores de la atmósfera. En ellas se miden la densidad y la masa de partículas neutras e ionizadas en el margen de 1 a 44 unidades de masa atómica.

El desarrollo de este espectrómetro de masas para el satélite AEROS se ha llevado a cabo en el instituto de Física Nuclear Max Planck de Heidelberg. Tras el primer lanzamiento con éxito realizado en Diciembre de 1972, el siguiente lanzamiento se planeó para julio de este año.

ITT Components Group Europe, República Federal Alemana



Primer mapa fotográfico de los EEUU. Confeccionado por el satélite para tecnología de recursos terrestres (ERTS-1) desde una altitud de unos 1000 Km. Las imágenes fueron tomadas por el sistema explorador multispectral (MSS = Multispectral Scanner System) de la nave espacial, que utiliza 18 tubos fotomultiplicadores fabricados por la división de productos electro-ópticos de ITT (Fort Wayne, Indiana). Los científicos harán uso del mapa fotográfico para evaluar la red nacional de desague, la utilización de la tierra y la cobertura vegetal, así como para hacer inventario de las aguas superficiales de todo el país.



Fig. 1

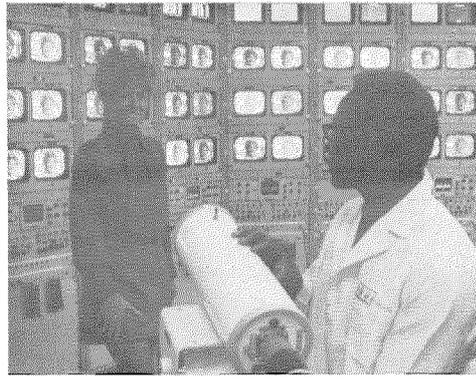


Fig. 2

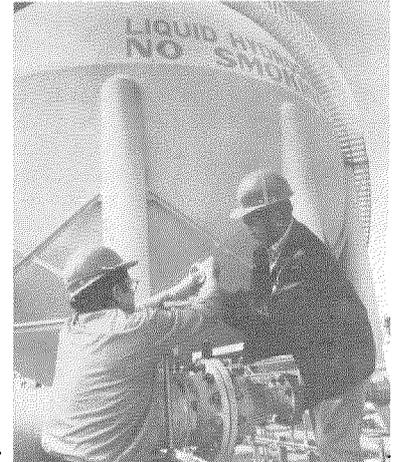


Fig. 3

Participación de Federal Electric Corporation en actividades espaciales

La Federal Electric Corporation, asociada a ITT que presta sus servicios por todo el mundo, ha venido colaborando en todas las misiones Geminis, Apolo y Skylab desde 1965.

Pocas compañías del sector de servicios pueden igualar el apoyo proporcionado por FEC a los programas Geminis, Apolo y Skylab. Unos 5.000 ingenieros y técnicos de FEC han participado en estos programas, en 5 principales áreas.

Primero, en el Centro Espacial Kennedy, FEC ha proporcionado apoyo a todos los programas de la NASA en áreas tan vitales como las de comunicaciones, instrumentación, calibración, cálculo, medidas y telemetría.

Segundo, en el centro de vuelos espaciales Marshall (Huntsville, Alabama), Federal Electric ha ayudado a estas misiones de la NASA, prestando servicios de apoyo de fiabilidad e ingeniería en el laboratorio de precisión de calidad y fiabilidad, en lo que se refiere principalmente a la comprobación, prueba y predicción del funcionamiento fiable de los gigantes vehículos de lanzamiento Saturno.

Tercero, en el Centro Espacial Lyndon B. Johnson (Houston, Texas desde 1965 a 1970) Federal Electric ha actuado como apoyo a las facetas de documentación técnica y logística.

Cuarto, Federal Electric también ayudó a estas misiones de la NASA en lo que se refiere al aspecto de las comunicaciones, en el campo de prueba del Oeste, donde la Compañía también opera y mantiene todos los equipos técnicos. Además Federal Electric operaba y mantenía una flota de 5 barcos de comunicaciones y seguimiento para el proyecto Apolo, con 440 toneladas de aparatos electrónicos cada uno, para enlazar el ingenio espacial situado en su órbita con el centro de control de la misión de Houston.

Quinto, las misiones Geminis, Apolo y Skylab también contaron con la contribución de un sistema de cable submarino



Fig. 4

Empleados de ITT participaron en muchas de las operaciones de apoyo a los vuelos espaciales.

Fig. 1 - Cálculo del potencial de los rayos, midiendo el voltaje estático de las nubes.

Fig. 2 - Manejo del sistema de televisión en el centro de la NASA, con las cámaras enfocadas hacia el primer tramo del recorrido de los lanzamientos Apolo, proporcionando al tiempo las líneas de televisión que requiere la sala de lanzamientos, donde los ejecutivos de la NASA supervisan dichos lanzamientos.

Fig. 3 - Manejo y mantenimiento de los sistemas de medida para observación de riesgos. La fotografía muestra la medida de presión, temperatura, flujo y nivel de líquido de un tanque de 3.400.000 litros para almacenamiento de Hidrógeno líquido en el centro espacial Kennedy.

Fig. 4 - Ensayo de la cuenta atrás con vistas al rodaje para televisión en color de los lanzamientos Skylab.

Fig. 5 - Calibrado de instrumentos de medida tan diversos como el reloj del astronauta y los contadores de tiempo de alta precisión.

Fig. 6 - Comprobación de las tarjetas de control y datos para los programas de ordenador en el centro espacial Kennedy.



Fig. 5



Fig. 6

realizado por FEC y situado en el Caribe, entre Cabo Kennedy y la isla Grand Turk. Este sistema proporciona datos en tiempo real en todas las misiones, durante el período inmediato al lanzamiento. Los cables y repetidores del sistema se fabricaron en la asociada británica a ITT, Standard Telephones and Cables, Ltd.

Federal Electric seguirá proporcionando este apoyo vital a la misión espacial conjunta americano-soviética Apolo/Soyuz en 1975 y al programa de lanzamiento espacial de la NASA, cuyo comienzo está previsto para 1976.

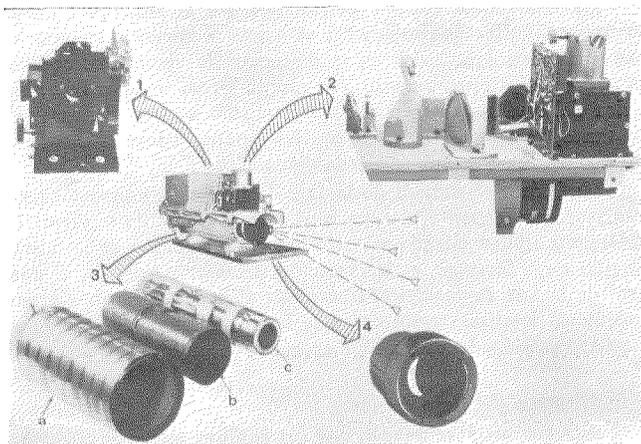
Federal Electric Corporation, Estados Unidos de América

Radar explorador por laser

ITT Gilfillan ha desarrollado recientemente para la NASA un radar explorador por laser que puede detectar y seguir blancos simples y múltiples. Los diagramas de exploración se han diseñado de tal forma que se pueda detectar y seguir uno o más blancos utilizando un estrecho haz de laser. Para detectar y seguir blancos situados en cualquiera de los puntos de una trama de 376×376 elementos, cubriendo un campo de $30^\circ \times 30^\circ$, se utiliza un transmisor-receptor de exploración sincrona. Todos los diagramas de exploración están programados electrónicamente de tal forma que el sistema detecta y sigue automáticamente los blancos sin intervención humana. La velocidad máxima de rastreo es de 1,0 grados/seg (10,0 grados/seg) cuando funciona con una velocidad de exploración de 1 kHz (10 kHz). El alcance máximo en espacio libre evaluado con blancos pasivos adecuados (triedros trirrectangulos reflectores) es de unos 55'5 Km (30 millas náuticas). El radar de laser tiene una precisión de 10 cms (alcance) y $0'05^\circ$ (ángulo). El sistema experimental es relativamente pequeño (unos 42 dm³), de poco peso (27 Kgs) y de bajo consumo (60 w).

El radar explorador por laser experimental se diseñó inicialmente para futuras aplicaciones en encuentros espaciales y atraques. La posibilidad de detectar varios blancos se utiliza en este caso para determinar la posición relativa de un vehículo que coopere en la operación como blanco pasivo, a fin de orientar adecuadamente los ejes de atraque de las dos naves espaciales. Para las maniobras de atraque el radar por laser mide el alcance y los ángulos de la línea de mira respecto de cuatro reflectores separados situados en el vehículo que actúa como blanco. A partir de esta información sobre el alcance y los ángulos, se calculan los ángulos de cabeceo, guiñada y balanceo entre los ejes de atraque de los respectivos vehículos. Utilizando esta técnica de medida, se puede determinar la posición con un error menor de un grado.

ITT Gilfillan, E.E.U.U.



Equipo transmisor-receptor de exploración laser MT Gilfillan

- 1 - Laser
- 2 - Orientador
- 3 - Detector del explorador por laser (despiezado)
 - a) bobina de cnfoque
 - b) bobina deflectora
 - c) foto sensor disector de imagen
- 4 - Receptor óptico.

Sistema de acceso múltiple por división en el tiempo TDMA-S2

Un consorcio de Compañías alemanas y francesas encabezado por SEL se ha lanzado al desarrollo del sistema de acceso múltiple por división en el tiempo TDMA-S2. Del lado alemán el trabajo está sufragado por la Corporación de Investigación Espacial Alemana (GfW).

Los satélites de comunicación geoestacionarios desempeñan el papel de repetidores que permiten la intercomunicación entre varias estaciones terrenas, de tal forma que se puedan comunicar unas con otras a través del mismo satélite. Por lo tanto, cada una de las estaciones terrenas debe ser capaz de tener acceso al satélite y, a través de él a las estaciones distantes. Los sistemas actuales utilizan acceso múltiple por división de frecuencias (FDMA = Frequency Division Multiple Access) que no obstante no proporciona el mismo rendimiento y la misma flexibilidad que el TDMA en la utilización de la capacidad del satélite. Con el TDMA se entremezclan las señales analógicas digitalizadas (conversaciones telefónicas, programas de radio y televisión) y los datos simultáneos procedentes de todas las estaciones terrenas para su transmisión a través del transceptor del satélite.

Está previsto instalar prototipos del sistema en las estaciones terrenas de Raisting y Pleumeur-Bodou para realizar pruebas con los satélites de comunicaciones Symphonie (franco-alemán) e INTELSAT (multinacional).

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana

Los conectores para alta temperatura de Cannon han sido elegidos como conectores tipo para los motores del Concorde, siendo igualmente utilizables para aplicaciones espaciales

Durante los últimos 18 meses, varios ingenieros de diseño de la planta que Cannon posee en Basingstoke han estado realizando el diseño de un conector para condiciones ambientales de alta temperatura, que pueda ser utilizado en las rigurosas condiciones con las que han de enfrentarse los motores Olympus 593 del avión Concorde, en competición con otros importantes fabricantes. Tras las pruebas realizadas, se ha elegido la serie Cannon HTMA como conector tipo para la turbina de gas Olympus 593.

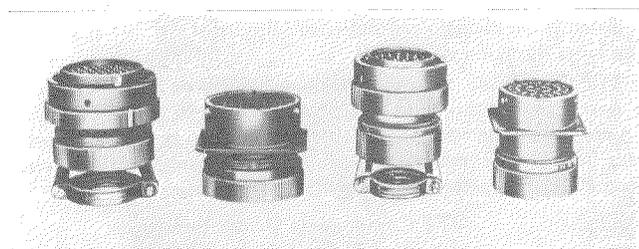
La serie HTMA es un progreso natural sobre las ya consagradas HTP y CA-KE actualmente en servicio en los motores Rolls-Royce que funcionan por todo el mundo. La serie HTMA combina todas las características del conector HTP, como son un hermetismo total respecto a las condiciones ambientales, tuerca de autoenclavamiento y una alta resistencia a los contaminantes, con un sistema avanzado de retención de contacto. Este sistema, que retiene el contacto mediante clips situados en el aislante y permite soltarlo y sacarlo desde la parte de atrás, fué diseñado por Cannon y está patentado bajo la marca "Little Caesar".

La serie HTMA está diseñada de tal forma que pueda funcionar a temperaturas de hasta 260° (vease foto abajo).

También se dispone de una serie similar de conectores, tipo LTMA, con una mayor resistencia a los contaminantes líquidos debido a la utilización de elastómeros de fluor-silicona, y que funcionará hasta los 210° C.

Cannon está actualmente en el proceso de mecanizado de ambas series en una amplia variedad de estilos de encapsulado y 14 diferentes disposiciones del aislante, variando desde 3 a 37 contactos.

Cannon Electric, Reino Unido



Conectores Cannon de alta temperatura.

Nuevas realizaciones

ITT Dunkermotoren, la fuerza motriz en la cámara espacial de los cosmonautas del Apolo

Desde que Neil Armstrong fijó en la película el momento histórico del primer paseo humano por la Luna, durante las expediciones lunares Apolo, se han tomado innumerables fotografías.

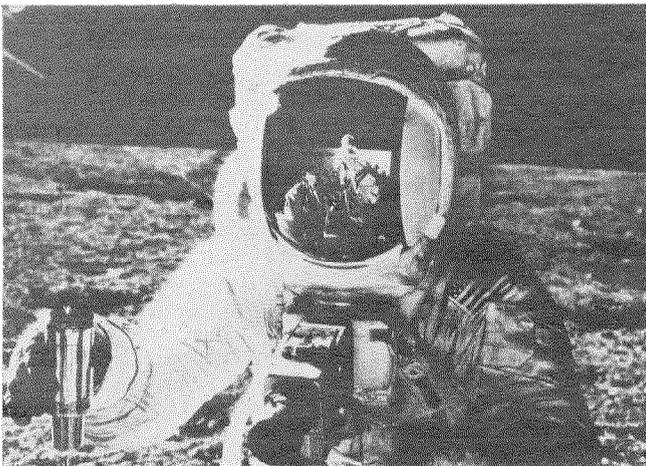
Exactamente igual que en la primera expedición lunar, la tripulación del Apolo 15 tomó sus fotografías utilizando la Hasselblad E 1 Data Camera (Cámara lunar), de la que ITT Dunkermotoren realizó la parte correspondiente al movimiento de la película y al control del obturador.

La unidad de rotación, que es un motor de precisión tipo G. K. 22 con batería de gran potencia, va alojada en una caja herméticamente cerrada para preservarlo de la influencia atmosférica.

Las variaciones ambientales a que puede estar sometido son, por ejemplo:

- Atmósfera terrestre — vacío absoluto
- Aceleración de varias "g"
- Repentinos cambios de temperatura
- Vibraciones.

Estas variaciones implican los más exigentes requisitos en lo que se refiere a la robustez de los equipos y a las facilidades de los mismos para adaptarse a las diversas condiciones.



Presencia de ITT Dunkermotoren en la Luna. Las cámaras lunares de los cosmonautas del Apolo utilizaron motores de precisión con batería de elevada potencia, del tipo GK 22, fabricados por ITT Dunkermotoren. Dichos motores son los que proporcionan la fuerza motriz para el movimiento de la película y el control del obturador. En la fotografía puede verse a Neil Armstrong con la cámara lunar.

Las características técnicas de la serie G. K. 22 son: rotor en forma de campana, ausencia de corriente de Foucault, sin pérdidas por histéresis, sin magnetismo remanente y de un tamaño mínimo ($l = 37 \text{ mm}$, $\phi = 22 \text{ mm}$).

Además, su elevado rendimiento (alrededor del 70%) permite una larga duración de las baterías.

ITT dispone de otros motores con batería de alta potencia en la misma serie, como son el G. K. 16, G. K. 26 y G. K. 32 para el movimiento de tomavistas, objetivos de foco regulable (zooms), para técnicas de medida y regulación de grabadoras de cinta magnética y para técnicas de medida en medicina.

ITT Components Group Europe,
Standard Elektrik Lorenz-Component Group
República Federal Alemana

Perfecto funcionamiento del equipo de SEL situado a bordo del AEROS B.

El día 16 de julio de 1974, exactamente 19 meses después del comienzo de la satisfactoria misión del satélite AEROS A, se llevó a cabo el lanzamiento del AEROS B con el concurso de un cohete "Scout" de cuatro fases. Este satélite realiza medidas de naturaleza similar a las del AEROS A, si bien en diferente época del año y desde una órbita ligeramente distinta.

Se han probado, repasado y verificado todos los equipos y experimentos de a bordo, para asegurarse de su perfecto estado de funcionamiento. En el momento de escribir esta nota ya ha comenzado la misión científica. Dicha misión consiste en medir la atmósfera de nuestro planeta y la penetración de las radiaciones ultravioletas del sol que producen cambios en ella.

La misión AEROS B forma parte de un amplio programa de mediciones aeronómicas en el que también colaboran el satélite americano "Atmosphere Explorer C" y el italiano "San Marco 4". Concretamente, como resultado de las mediciones simultáneas realizadas por varios satélites en distintos puntos de la atmósfera, se espera ampliar la información disponible sobre la composición atmosférica y sus cambios, lo que nos permitirá comprender mejor sus interacciones y los fenómenos meteorológicos.

La aplicación práctica de esta ampliación de conocimientos bien podría ser la realización de predicciones meteorológicas más exactas que las realizadas hasta ahora. Incluso se espera que dentro de algún tiempo se pueda actuar sobre catástrofes meteorológicas incipientes justo en el momento y en el sitio de su formación.

Los datos más importantes del AEROS B son:

masa total	126,8 Kgs
diámetro	91,4 cms
altura	74,0 cms
apogeo	aprox. 900 Kms
perigeo	aprox. 200 Kms
duración de una órbita	96 minutos al comienzo de la misión.

SEL desarrolló y fabricó el control de la fase de medición, el sistema de telemetría digital y telecomando situado a bordo y el equipo para la preparación y compresión para los satélites AEROS, tanto de los datos obtenidos en los experimentos como de los datos referentes al funcionamiento de todos los aparatos. Hay una serie de características funcionales y de construcción que aparecen por primera vez en un sistema situado a bordo de un satélite. A continuación se describen brevemente las más importantes.

Control de la fase de medición

Para tres de los cinco experimentos que se realizan a bordo es imprescindible que solamente se hagan mediciones cuando los sensores están orientados en la dirección de vuelo. Los equipos para estos tres experimentos van montados en la superficie cilíndrica del satélite, que gira sobre sí mismo a unas 10 rpm; por lo tanto, cada uno de estos equipos apunta hacia la dirección de vuelo cada 6 segundos aproximadamente.

La misión del control de la fase de medición consiste en garantizar que los equipos cuya medición depende de la dirección solamente midan cuando sus sensores caigan dentro de un cierto ángulo cuya bisectriz es la dirección de vuelo. Además, el control de la fase de medición sincroniza el procesamiento y transmisión de los datos resultantes de las mediciones con la velocidad de rotación del satélite (sincronización de fase y frecuencia).

Fluidificación del flujo de datos

Los datos proporcionados por los equipos que realizan experimentos dependientes de la dirección aparecen en ráfagas, mientras los correspondientes a medidas continuas y a las condiciones de funcionamiento de todo el satélite lo hacen de forma continua. A fin de hacer más fluido este flujo de datos y poder recogerlo continuamente en una grabadora de cinta magnética, se utilizaron memorias-tampón; por primera vez se fabricaron memorias con núcleo de ferrita para 8192 bits, utilizándose dos de ellas en cada satélite AEROS.

Comando cuantificado

El sistema de comando digital de tono de la NASA que utilizaba el AEROS sólo permite normalmente la transmisión de órdenes binarias todo/nada. A fin de satisfacer las necesidades de proporcionar al control de posición y a los sistemas de propulsión el momento en que se debe ejecutar una orden, así como su duración, se estableció la posibilidad de un sistema de comando cuantificado.

Avance tecnológico

Las redes resistivas de láminas delgadas desarrolladas por SEL se utilizaron por primera vez en los equipos situados a bordo de los satélites AEROS. Además de ocupar muy poco espacio y tener muy poco peso, han demostrado poseer unos parámetros eléctricos muy estables, por lo que resultan ser especialmente aptas para aplicaciones espaciales.

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania

Para solicitar separatas de artículos publicados en este número e información sobre precios, se ruega escriban a:

P. Mornet

Managing Editor, Electrical Communication

15—17, Avenue Morane Saulnier

78140 Vélizy-Villacoublay, France

Solamente pueden aceptarse pedidos por cantidades de al menos 100 separatas de cada artículo.