

# Comunicaciones Eléctricas

Edición española de ELECTRICAL COMMUNICATION

revista técnica publicada trimestralmente por

INTERNATIONAL TELEPHONE and TELEGRAPH CORPORATION

## RESUMEN

## VOLUMEN 45 (1970) NÚMERO 4

En este número .....	300
<b>Intelsat III — Principios</b>	
Introducción a la edición especial sobre el Intelsat III, por <i>H. G. Busignies</i> .....	303
Sistema Intelsat III, por <i>W. L. Glomb</i> y <i>L. Feit</i> .....	305
<b>Intelsat III — Equipos de vuelo</b>	
Subsistema de comunicaciones, telemetría y órdenes, por <i>A. J. Grey</i> .....	313
Mezclador de banda ancha, por <i>Z. Bilyk</i> .....	327
Codificador telemétrico para Intelsat, por <i>H. R. Kuehler</i> .....	333
Díplexores de microondas para repetidores del Intelsat III, por <i>M. Hoffman</i> .....	339
Oscilador local y generador de señal de orientación para Intelsat III, por <i>H. Goldman</i> .....	345
<b>Intelsat III — Técnica de fabricación</b>	
Filosofía de construcción y técnicas de fabricación del Intelsat III, por <i>P. Stiehl</i> .....	348
Intelsat III y fiabilidad, por <i>P. Atherton</i> .....	356
Aseguramiento de la calidad, por <i>A. O. Gunneson</i> y <i>G. H. Pritchard</i> .....	362
<b>Intelsat III — Estaciones terrenas</b>	
Sistema de control terrestre del Intelsat III, por <i>J. E. Drucker</i> .....	366
Alimentadores de bajo ruido para antenas de comunicaciones por satélite, por <i>E. J. Perrotti</i> .....	383
Estación terrena de Buitrago, por <i>V. San Miguel</i> , <i>D. E. Hershberg</i> y <i>H. E. Struck</i> .....	393
Estación terrena de Indonesia, por <i>D. E. Hershberg</i> .....	400
<b>Varios</b>	
International Telephone and Telegraph Corporation, Compañías principales y subsidiarias .....	404

Editor principal: Melvin Karsh

Editor para Europa: Pierre Mornet

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

## En este número

### Introducción a la edición especial sobre el Intelsat III.

En un breve relato el autor recuerda las varias soluciones propuestas o experimentadas para telecomunicación mundial por satélites de la Tierra. Ya en 1959 recomendó el empleo de satélites geosíncronos.

Dos tipos de problemas había que resolver: el control del satélite como vehículo espacial y su empleo como enlace de radio. Ambos han sido resueltos con el nivel necesario de fiabilidad.

Las aplicaciones de los satélites se están extendiendo en muchos campos. En las telecomunicaciones, complementan las comunicaciones por cable, pero no compiten con ellas.

### Sistema Intelsat III.

*Intelsat III* es el primer sistema comercial de satélites de comunicaciones que funciona a escala mundial. A mediados de 1970, cinco satélites estaban en servicio, sobre los océanos Atlántico, Pacífico e Índico, comunicando con 48 antenas a 41 estaciones terrenas en 28 países. Cada satélite tiene una capacidad de 1200 canales duplex de conversación de 4 kHz de ancho de banda.

Todos los satélites se mantienen estacionarios con respecto a las estaciones terrenas en una órbita ecuatorial sincrónica. Están estabilizados por rotación para mantener su orientación hacia la tierra y empleando antenas directivas contra-rotatorias mecánicamente para obtener la cobertura total de la tierra.

La banda de comunicación punto a punto de 6 GHz se emplea de tierra a satélite y la de 4 GHz de satélite a tierra de acuerdo con las recomendaciones del CCIR.

El sistema combina la sencillez con la fiabilidad para obtener los previstos cinco años de vida en órbita. En junio de 1970, tras 48 meses de servicio acumulado de los 5 satélites, 9 de los 10 transceptores funcionan normalmente. El décimo tiene una degradación de ganancia pero puede funcionar aún como repetidor de comunicaciones.

### Subsistemas de comunicaciones, telemetría y órdenes.

El repetidor de comunicaciones emplea dos transmisores-receptores sumamente lineales. La capacidad de diseño es para 1200 canales de voz en duplex (anchura de banda de 450 MHz, 228 MHz por transmisor-receptor). Cada transmisor-receptor retransmite las señales de comunicación, recibe los órdenes y transmite la información de telemetría. Las señales de comunicaciones en la banda de los 6 GHz son recibidas y amplificadas en radio-frecuencia sin alterar sus características de modulación.

Después de una conversión a frecuencia única, las señales de comunicación son retransmitidas en la banda de portadora común de los 4 GHz a las estaciones de tierra. Los órdenes y la telemetría tienen lugar respectivamente en las bandas de 6 y 4 GHz.

### Mezclador de banda ancha.

El mezclador consiste esencialmente en un circulador de cuatro puertas, un montaje a diodo, y filtros que proporcionan la necesaria supresión de las frecuencias espúreas.

La señal de entrada tiene una frecuencia nominal de 6 GHz.

Se producen dos bandas laterales (frecuencias nominales de 4 y 8 GHz) por medio de un oscilador local que modula el coeficiente de reflexión efectivo visto por la señal.

La anchura de banda total requerida de 490 MHz se divide en dos bandas: banda A (frecuencia de entrada 5,930 a 6,155 GHz) y banda B (frecuencia de entrada 6,195 a 6,420 GHz).

El artículo da una descripción del mezclador y muchos resultados de medidas y características.

### Codificador telemétrico para Intelsat III.

El codificador telemétrico se compone básicamente de un conmutador que permite el muestreo de los datos analógicos de la entrada produciendo así al tren de impulsos modulados en amplitud (PAM). El tren de impulsos PAM se presenta a un

oscilador controlado por tensión (VCO) que produce una señal de impulsos modulados en amplitud/frecuencia modulada (PAM/FM). Además está dispuesto para procesar cinco señales de tiempo real para la transmisión. Estas cinco señales de tiempo real se procesan por la combinación de la modulación de amplitud y de frecuencia de tres osciladores VCO, uno de los cuales es el oscilador VCO de PAM/FM. Las señales anteriores se suman y se presentan a la salida con un nivel entre 0,143 y 0,283 voltios eficaces. A fin de obtener un grado superior de fiabilidad del subsistema telemétrico TM, se utilizan dos codificadores TM para teledir los mismos datos muestreados mediante dos frecuencias de enlace descendentes independientes.

### Diplexores de microondas para repetidores del Intelsat III.

Este artículo describe el diseño de los diplexores de transmisión y recepción utilizados en el subsistema CTC del Intelsat III. Los diplexores dividen cada una de las bandas de comunicación de transmisión y recepción en dos bandas de 225 MHz, separadas por una banda de guarda de 40 MHz.

El diplexor de recepción es un dispositivo de cuatro puertas, con dos entradas y dos salidas. Una de las entradas está conectada a una antena de alta ganancia contrarrotatoria y la otra a una antena de baja ganancia omnidireccional; las dos salidas están conectadas a los amplificadores de diodo tunel.

El diplexor de transmisión es un dispositivo de tres puertas con una salida y dos entradas. La salida se conecta a la antena de alta ganancia antes mencionada y las entradas se conectan a los tubos amplificadores de ondas progresivas de alto nivel.

### Oscilador local y generador de señal de orientación para Intelsat III.

El oscilador local de radiofrecuencia y el generador de señal de orientación para el satélite Intelsat III suministran señales al mezclador y a la salida del generador de señal de orientación. La señal al mezclador es a la frecuencia de 2225 MHz mientras que las señales al generador de señal de orientación son a la frecuencia nominal de 3950 MHz. El nivel de salida al mezclador es de +8 dBm nominales, y el nivel de salida al generador de señal de orientación es de 0 dBm nominales.

### Filosofía de construcción y técnicas de fabricación del Intelsat III.

Este artículo describe los principios en que se basan las técnicas de construcción y fabricación a fin de cumplir todas las condiciones relativas a peso, funcionamiento técnico y fiabilidad.

Se consideran sucesivamente los problemas de la adquisición e inspección de los componentes mecánicos y electrónicos y los métodos de fabricación a todos los niveles (se describen las normas de la zona de aire limpio).

Se dedica especial atención a las técnicas de conexión y particularmente a las de soldadura y tarjetas de circuito impreso.

### Intelsat III y fiabilidad.

Se ha fijado un tiempo medio antes del fallo mayor de 100.000 horas durante un período de vida de 6 años.

Se han llevado a cabo varias acciones con objeto de conseguir los requisitos de fiabilidad, las cuales están descritas en la primera parte del artículo y comprenden tanto el aspecto de fabricación como el de diseño a varios niveles, desde el simple componente al satélite completo.

Se han realizado varias investigaciones en dispositivos concretos de los cuales no se conocían datos de fiabilidad o no eran satisfactorios. Estas investigaciones han hecho posible conseguir las condiciones deseadas.

Se exponen, finalmente, los resultados correspondientes a los cuatro primeros satélites que se han lanzado con éxito. También se incluyen varias tablas con datos sobre las desviaciones de ciertas características de los componentes.

### Aseguramiento de la calidad.

El artículo comprende las funciones de Aseguramiento de la Calidad correspondiente al Programa de Intelsat III, desde el suministro de proveedores hasta el montaje, prueba y aceptación por el cliente.

Hace referencia a la influencia del Aseguramiento de la Calidad en el suministro de proveedores, el cual ha sobrepasado los "métodos clásicos" en algunos aspectos del diseño y del montaje. Así por ejemplo, comprende las técnicas desarrolladas de soldadura de separación paralela y los controles de calidad que lleva consigo. Se trata también de los controles realizados en las etapas de fabricación y pruebas. Se ponen de relieve los controles necesarios para conseguir la perfección en los procesos especiales que requieren equipos especiales y personal diplomado, así como inspecciones con medios avanzados, tales como rayos X u otras técnicas electromecánicas.

También se hace referencia a las realizaciones en cuanto a Calidad en las fases de integración, prueba y aceptación final, así como a los controles de pruebas de verificación, revisiones de pruebas, control de configuraciones, requisitos de embalajes y los controles efectuados para transportar los equipos con seguridad.

### Sistema de control terrestre del Intelsat III.

La nave espacial Intelsat III está diseñada para funcionar a una altura síncrona, sobre un punto fijo del ecuador terrestre, con su antena principal dirigida hacia el centro de la tierra.

Para conseguir estos estados de posición y orientación y para controlar otras funciones de la nave espacial, se transmiten telemandos desde una de las cuatro estaciones de Control terrestre en respuesta a las directrices procedentes del Centro de Operaciones de Comsat. Las estaciones de control también proporcionan datos de seguimiento y telemetría de la nave al centro, que es el foco donde se realizan los análisis y se elaboran las decisiones del complejo de Control terrestre.

Este artículo describe el diseño y construcción de las estaciones de Control terrestre y el funcionamiento de las estaciones, el centro y el sistema, como un conjunto, durante un lanzamiento típico y la secuencia de operaciones orbitales.

### Alimentadores de bajo ruido para antenas de comunicaciones por satélite.

Este artículo describe los alimentadores de antena que proporcionan un ancho de banda de 500 MHz tanto en la banda de recepción de 4 GHz como en la banda de transmisión, de 6 GHz, de los terminales terrenos. Los alimentadores descritos tienen polarización lineal variable con las excitaciones a 4 GHz y a 6 GHz ortogonales. Se describen los diseños, habiendo sido utilizados ambos en terminales de comunicaciones por satélite de ITT. En uno de los diseños se utiliza una apertura gradual para limitar el rebase primero al 10%, mientras que en el otro

se utiliza una apertura común con técnicas de modo múltiple. En los dos diseños se efectúa el seguimiento simultáneamente y disponen de un polarizador que se añade en transmisión para trabajar con polarización circular.

### Estación terrena de Buitrago.

La Estación terrena de Buitrago, construida por la Compañía Telefónica Nacional de España (CTNE) y por ITT DCD e ITT SESA bajo contrato con CTNE, fué puesta en servicio en Diciembre de 1967 y es propiedad de CTNE y mantenida y operada por su personal. Inicialmente la Estación fué diseñada para satisfacer la alta densidad de tráfico telefónico y televisión entre España y Estados Unidos a través de un satélite Intelsat II.

La Estación consta de una antena de 25,6 metros de diámetro, alta eficiencia y apta para seguir satélites síncronos y asíncronos; amplificadores paramétricos criogénicamente refrigerados; amplificadores klystron de alta potencia; convertidores de radiofrecuencia y 1ª frecuencia intermedia; equipos de frecuencia intermedia y banda base; consola de control y elementos de prueba completos; planta de fuerza que suministra energía, sin interrupción por corte de red, para todo el equipo; enlace terrestre por microondas que enlaza la Estación con Madrid-Leganés; equipo de órdenes de la Estación y equipo multicanal.

En Diciembre de 1968, la capacidad de la Estación fué incrementada al añadir diez nuevas vías de recepción y cuatro de transmisión. Al mismo tiempo, la fiabilidad en transmisión fué mejorada al añadir un amplificador de ondas progresivas de 8 kW de potencia de salida y 500 MHz de anchura de banda. La Estación fué también modificada para operar con satélites Intelsat III permitiendo establecer enlaces directos con todos los países que operaran Estaciones Terrenas en Sur, Centro y Norte America. La Estación inició operaciones con el satélite Intelsat III - Atlántico en Enero de 1969.

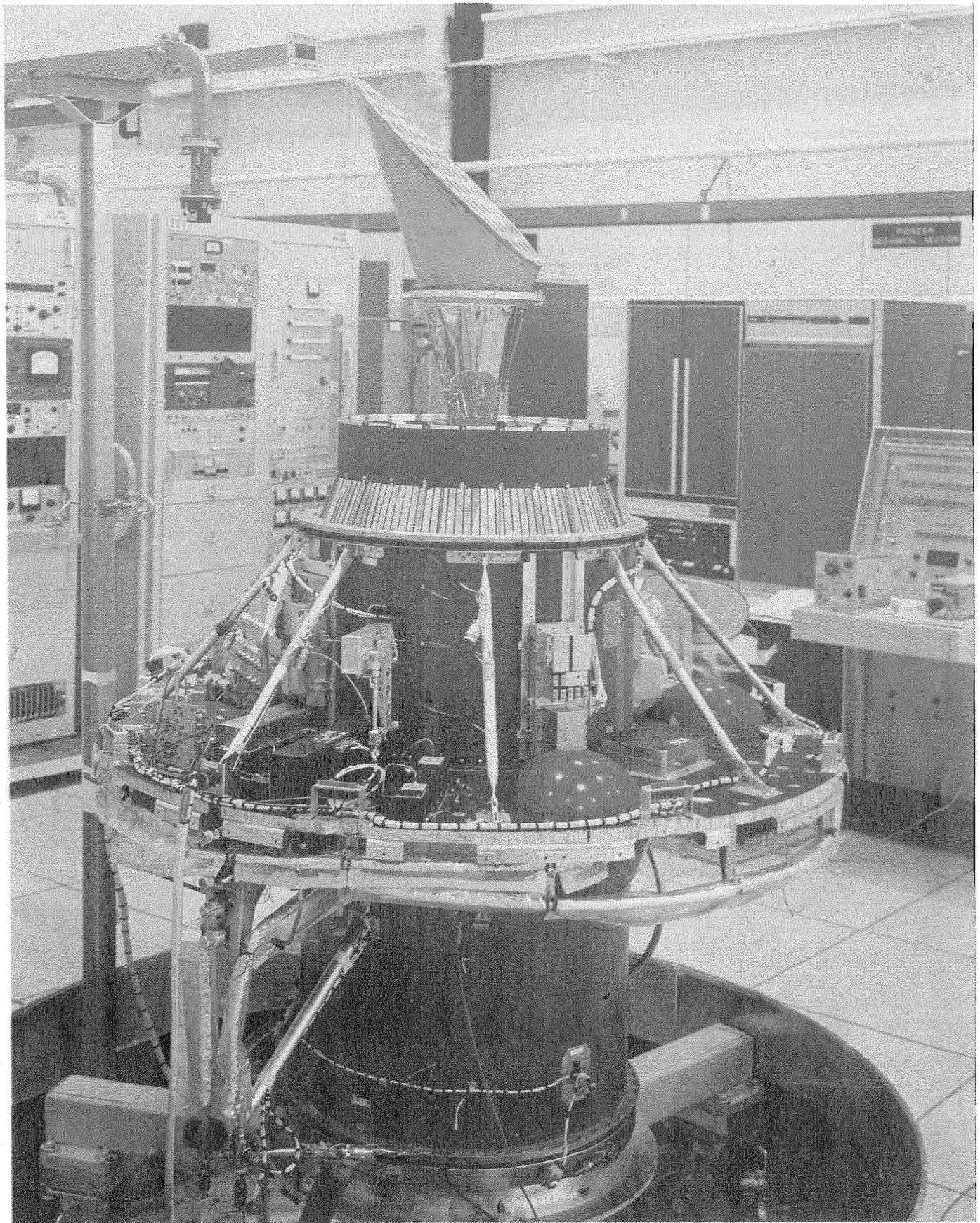
Las características de calidad y fiabilidad de la Estación han sido excelentes en su primer año de operación por CTNE. El proyecto ha mostrado una colaboración estrecha entre las diversas entidades involucradas y cada una de ellas ha contribuido con su esfuerzo al éxito del mismo.

### Estación terrena de Indonesia.

La estación está situada en la isla de Java, cerca de Yakarta. Las señales recibidas por la antena de 27,5 metros de diámetro son amplificadas directamente por dos amplificadores paramétricos y a continuación mediante amplificadores de diodo túnel. Después las señales se convierten a la frecuencia de 70 MHz y se separan de acuerdo con sus destinos.

La banda base a transmitir se recibe formada en la estación. Esta banda base modula una portadora de 70 MHz que se convierte a una frecuencia superior en la banda de 6 GHz. Amplificadores de tubos de ondas progresivas alimentan la antena con esta modulación a una potencia de 2 kW.

Una tabla muestra las características principales del sistema.



# Introducción a la edición especial sobre el Intelsat III

H. G. BUSIGNIES\*

International Telephone and Telegraph Corporation

## 1. Historia

En Marzo de 1959, tuve la oportunidad de presentar al Comité de ciencia y astronáutica del Congreso de los Estados Unidos, nuestra opinión sobre el futuro desarrollo de las telecomunicaciones por satélites.

En el mismo día se presentaron otros trabajos. El mío era una descripción, con recomendaciones para el desarrollo de los satélites geosíncronos, y en esta editorial se hace una referencia a algunas exposiciones que se hicieron en dicha presentación.

Entonces, solo otros dos participantes se manifestaron en favor de los satélites geosíncronos. NASA (National Aeronautics and Space Administration) y Hughes Aircraft Company. También la NASA ha sido un instrumento para hacer posible el programa de comunicaciones por satélite, pero debe hacerse notar que del mismo modo la ITT y Hughes han tomado una gran participación. ITT intervino con éxito en el programa de comunicaciones por satélite, en la forma que se menciona en los distintos artículos de esta edición relativos al Intelsat III, para el cual la División de Comunicaciones de Defensa de la International Telephone and Telegraph Corporation, diseñó, desarrolló y construyó los subsistemas de mando, telemetría y comunicación.

En 1959 algunos pensaron en grandes globos flotando en el espacio, tales como el Eco I y el II o satélites de órbita baja. Esto nos pareció impracticable, no sólo a causa de los problemas de seguimiento y de la operación de variación de pasar de un satélite al siguiente, sino principalmente, a causa de que el área cubierta por cada satélite de órbita baja está cambiando continuamente y necesita una planificación constante, poco practicable, de la disponibilidad de circuitos sobre una base geográfica.

La Unión Soviética encontró otra solución con los sistemas de satélites Molnya. Al principio, su interés fué experimental, pero pensaron emplear estos satélites como transmisores de programas de televisión y más tarde para comunicaciones telefónicas sobre el territorio controlado por Rusia. La solución adoptada para los Molnya constaba de tres satélites con órbitas muy altas moviéndose uno tras otro con ciclos de ocho horas sobre el territorio ruso, lo que se adaptaba perfectamente a sus necesidades. Muy al principio la ITT consiguió una valiosa experiencia en los sistemas por medio de satélites, con el desarrollo del satélite Courier. Mucho antes de que se eligieran las soluciones para los satélites, se instaló en Nutley nuestra estación terrestre para comunicaciones por satélite. Esta estación fué utilizada por la NASA para controlar el satélite Relay, como uno de los primeros satélites experimentales de comunicaciones.

Los laboratorios de la ITT diseñaron y construyeron las estaciones terrestres para el satélite Courier, que es un sistema de transmisión de datos, y también la elec-

trónica para el satélite Transit, de un sistema de navegación mundial desarrollado inicialmente para la marina de Estados Unidos.

## 2. Ideas iniciales

A continuación se dan algunos párrafos de nuestra propuesta de hace 11 años (Marzo de 1959) al Congreso, y una comparación con el Early Bird y el Intelsat III.

"... me gustaría dividir el problema de la comunicación por satélites en dos aspectos, esto es, el de radio y electrónica, y el aspecto del vehículo y su lanzamiento. Con referencia al aspecto de radio y electrónica, ya podemos resolver el problema de las comunicaciones de larga distancia vía satélite, con técnicas existentes, y el único punto que requeriría nuestra atención sería el de la vida de los componentes montados en el satélite.

Existe la faceta de que habría que hacer una cantidad importante de trabajo para asegurar el funcionamiento del satélite durante un período sustancial y económico.

Aparte de este problema particular, que puede resolverse en unos pocos años, tenemos en la industria de comunicaciones soluciones disponibles para iniciar inmediatamente la construcción de un sistema de comunicaciones utilizando satélites. El siguiente problema es tomar la parte espacial de este sistema y colocarlo en la posición apropiada y en la órbita adecuada para satisfacer las exigencias del sistema.

... después de colocar un satélite en el área aproximada donde tiene que operar y si debe ser activo, es decir, si va a disponer de equipo que reciba y transmita señales, en contraste con los reflectores pasivos que el Dr. Pierce ha mencionado antes, entonces este satélite, este vehículo, debe tener la posición apropiada con respecto al centro de la Tierra.

Debe diseñarse un sistema de control para conservar esta adecuada posición. Si queremos tener un satélite en un punto fijo, encima de un determinado lugar de la Tierra, girando a su alrededor, y a la misma velocidad que ella, es decir, lo que se entiende como un satélite de 24 horas, sería necesario un sistema de control que le hiciera permanecer allí. Se le aplicarían fuerzas minúsculas para que no se desviara de su posición asignada con relación a la Tierra.

... son necesarias 22.300 millas (35.600 km) para conseguir un satélite fijo con relación a la tierra. En otras palabras, para que gire con la misma velocidad que la Tierra debe estar a una altura de 22.300 millas (35.600 km). Entonces con un sistema de control que lo moviera ligeramente hacia atrás o adelante, podría conservar aquella posición.

También se seleccionó una cantidad variable de estaciones en esta extensa área, partiendo de 2 hasta 8, 12 o 24 estaciones. Podríamos llegar hasta 46. Aproximadamente se cubriría el área de 46 países.

... en el caso de 500 canales duplex, necesitaríamos una potencia transmitida del orden de 5 a 6 vatios. Po-

\* Senior Vice-President y científico jefe. El Dr. Busignies obtuvo el premio de IEEE para Comunicaciones Internacionales en junio de 1970

día también ser 250 canales duplex más un canal simple de enlace para televisión.

Podrían utilizarse técnicas de modulación con las que estamos muy familiarizados, modulación de frecuencia para cada estación y modulación codificada de impulsos como portadores de voz o datos. Esta combinación proporciona una buena protección contra el ruido y las interferencias.

El suministro de fuerza debería estar entre 80 y 150 vatios y su peso sería entre 25 kg (55 libras) y 45 kg (100 libras), dependiendo del servicio. El peso total de esta carga de pago sería de 342 kg (760 libras) tal como ahora lo vemos.

... he intentado, especialmente en esta presentación, dar un ejemplo de un posible sistema mundial de comunicaciones que podría iniciarse inmediatamente, por lo menos, en lo referente al equipo de radio. Actualmente pueden resolverse todos los problemas de radio, y en 1962 podrían hacerse las pruebas de una comunicación de este tipo.

No subestimamos el problema de construir y controlar el vehículo. Sería la parte más difícil de resolver. Pero hemos alcanzado ahora el punto en el cual es posible la comunicación por satélite. Continuamos investigando en esta área, particularmente en los tubos de radio, para resolver los problemas del tubo de transmisión con larga vida, que se utilizarían en un satélite activo, y también de los demás componentes necesarios para conservar en funcionamiento el satélite de radio por largo tiempo. También, trabajamos en amplificadores paramétricos y otros amplificadores de bajo ruido necesarios para perfeccionar tales comunicaciones.

Hemos trabajado activamente en sistemas de comunicación terrestres que emplean gran cantidad de potencia radio, mayor de hecho, que la necesaria para esta finalidad."

### 3. Conclusiones

En la tabla 1 se comparan las características mencionadas en 1959 para un satélite geosíncrono con las mismas características conseguidas posteriormente en los satélites operacionales. La tabla muestra que los estimados eran muy realistas.

Tabla 1 - Características de satélites.

	Peso total del satélite	Peso del sistema en comunicaciones	Potencia necesaria	Potencia radio transmitida	Cantidad de canales
Estimado Marzo 1959	340 kg (760 libras) con carburantes	25 a 45 kg (55 a 100 libras)	80 a 100 vatios	5 a 6 vatios	500 ó 250 + 1 televisión
Intelsat I (Early Bird), Julio 1963	?	3 kg (6,8 libras) sin sistema	?	0,2 vatios en antena	120
Intelsat III, 1968	278 kg (618,2 libras) con carburante	14 kg (33 libras) sin antena	99 vatios (potencia total necesaria 131 vatios)	11,7 vatios para cada receptor en antena	1200 a 1500 ó 600 + 2 televisión

La fecha prevista para un primer dispositivo operacional era 1962, mientras que de hecho el satélite geosíncrono Syncom II fué lanzado y puesto en operación en Julio de 1963.

Los satélites futuros tendrán mayor capacidad todavía.

En la International Telephone and Telegraph, estamos especialmente satisfechos de que no solamente hemos hecho una contribución sustancial a las comunicaciones por satélite, desde los primeros días, sino que no hemos perdido la fé en las especiales condiciones y aplicaciones de los cables submarinos.

En Febrero de 1969, hemos inaugurado el cable telefónico submarino de mayor longitud del mundo entre Lisboa y Ciudad del Cabo. Tiene una longitud de 5800 millas, con 625 repetidores y 50 igualadores y contiene 360 canales. Se están planificando, construyendo e instalando más cables, algunos con 1840 canales de capacidad.

Continuamos pensando que cuantos más satélites estén en uso, serán necesarios más cables. Creemos que unos y otros enlaces se complementan y que los satélites realizan una posibilidad de interconexión que no puede conseguirse con cables, pero por otra parte los cables suministran mayor número de canales de enlace seguros, a las distancias largas e intermedias entre áreas que necesiten muchos canales de comunicación.

También recomendamos que nunca se utilicen dos saltos de satélite en serie excepto en emergencias, a causa del excesivo tiempo de demora de transmisión. Estamos convencidos de que los cables y sistemas en tierra son indispensables para la distribución de los circuitos de comunicación por satélite y para evitar la necesidad de un segundo salto sobre satélite.

Se están presentando otras aplicaciones útiles de los satélites, para distribución de los programas de televisión y para la transmisión en directo de programas de televisión y de radio. Pueden preverse amplias aplicaciones.

Los satélites para navegación aérea y naval, control de tráfico y de comunicaciones, se agregarán pronto a las realizaciones del Intelsat III, los satélites científicos y de información meteorológica.

# Sistema Intelsat III\*

W. L. GLOMB

L. FEIT

ITT Defense Communications Division, Nutley, New Jersey, USA

## 1. Introducción

Intelsat III es el primer sistema comercial de comunicaciones por satélites para operar a escala mundial\*\*. A mediados de 1970 había cinco satélites en servicio, colocados sobre los océanos Atlántico, Pacífico e Indico, operando con 41 estaciones terrenas de 28 países. El sistema tenía capacidad para proporcionar hasta 1200 canales duplex de audio de 4 kHz de anchura de banda y calidad CCIR, por cada satélite en órbita. Los satélites, en órbita ecuatorial sincrónica, fueron diseñados para permanecer estacionarios con respecto a las estaciones terrenas, estabilizados por rotación para mantener su posición con respecto a la tierra, y con antenas direccionales que giran mecánicamente en sentido contrario al movimiento de estabilización para proporcionar el cubrimiento de la tierra. El sistema opera en la banda de comunicaciones punto a punto de 6 GHz de la tierra al satélite y en la banda de 4 GHz del satélite a tierra, de acuerdo con la Recomendación 259 (Ginebra 1963) del CCIR.

El objetivo del sistema Intelsat III fué proporcionar capacidad de comunicaciones globales a las estaciones terrenas con antenas de 26 a 30 metros de diámetro mediante un sistema de acceso múltiple tal que cada estación miembro puede comunicar con cualquier otra dentro de la visibilidad de su satélite. Los objetivos del sistema fueron conseguir un ruido de 10.000 picovatios

en un canal de audio de 4 kHz de acuerdo con la Recomendación 353-1 (Oslo 1966) del CCIR, o transmitir televisión de acuerdo con la Recomendación 354 (Ginebra 1963) del CCIR. Se ha adoptado un formato de acceso múltiple por división en frecuencia que permite accesos de estaciones con portadoras de 24 a 252 canales dirigidas a cualquiera de las estaciones correspondientes. Se intenta que la vida del satélite en órbita sea de cinco años.

## 2. Historia

El primer satélite de comunicaciones en el mundo fué el Pájaro del Alba lanzado en Abril de 1965 y puesto en servicio entre Europa y Norteamérica. En 1967 se lanzaron y fueron puestos en servicio, sobre las áreas del Atlántico y del Pacífico, los satélites de la serie Intelsat II. El primero de los satélites de la serie Intelsat III fué lanzado con éxito en Diciembre de 1968.

Con la colocación de satélites Intelsat III sobre los océanos Atlántico, Pacífico e Indico, el sistema se hizo mundial por primera vez en 1969. Este objetivo fué establecido en 1964 con la formación de Intelsat (International Telecommunications Satellite Consortium), un consorcio de países que ha aumentado a 70 naciones a fines de 1969. Comsat (Communications Satellite Corporation) actúa como administrador y gerente de Intelsat.

Tabla 1 a - Estaciones terrenas en el sistema Intelsat III al 30 de junio 1970 - Zona Atlántica

	País	Emplazamiento	Coordenadas	
1	Estados Unidos	Andover (Maine)	70° 43' O	44° 39' N
2	Líbano	Arbaniyeh	35° 40' E	33° 52' N
3	Irán	Asadabad	48° 06' E	34° 45' N
4	Inglaterra	Ascensión	14° 23' O	7° 57' S
5	Argentina	Balcarce	58° 5' O	37° 52' S
6	España	Buitrago 1	3° 37' O	40° 00' N
7	Estados Unidos	Cayey (Puerto Rico)	66° 08' O	18° 08' N
8	Colombia	Choconta	73° 41' O	05° 10' N
9	Estados Unidos	Etam (Oeste de Virginia)	79° 44' O	39° 17' N
10	Italia	Fucino 1	13° 36' E	41° 59' N
11	Inglaterra	Goonhilly Downs 2	5° 11' O	50° 03' N
12	España	Gran Canaria	15° 36' O	27° 45' N
13	Chile	Longo Vilo	71° 24' O	33° 57' S
14	Perú	Lurin	76° 51' O	12° 17' S
15	Canadá	Mill Village 1	64° 40' O	44° 11' N
16	Canadá	Mill Village 2	64° 40' O	44° 12' N
17	Francia	Pleumeur Bodou 1	3° 31' O	48° 48' N
18	Francia	Pleumeur Bodou 2	3° 31' O	48° 48' N
19	Alemania	Raisting 1	11° 7' E	47° 54' N
20	Marruecos	Sehoul	6° 37' O	33° 58' N
21	Brasil	Tangua	42° 47' O	22° 45' S
22	Grecia	Thermopyles	22° 41' E	38° 49' N
23	México	Tulancingo	98° 19' O	20° 07' N
24	Panamá	Utibe	79° 19' O	9° 09' N

\* Este artículo se basa en los trabajos desarrollados bajo el patrocinio de International Telecommunications Satellite Consortium (INTELSAT). Las opiniones expresadas son las de sus autores y pueden no coincidir con las de INTELSAT.

\*\* Los trabajos que se presentan en los artículos que siguen sobre Intelsat III fueron realizados en parte por International Telephone and Telegraph a través del subcontrato K-4342-SC para TRW Systems Group, Redondo Beach, California, como parte del contrato CSC-SA-6 por la Communications Satellite Corporation.

## Sistema Intelsat III

El número de estaciones terrenas creció desde cinco en 1965, comienzo del servicio de satélites comerciales, a 41 a mediados de 1970. Las estaciones que trabajan con los satélites Intelsat III (ver tabla 1) están distribuidas geográficamente por todo el mundo, como se indica en la figura 1.

El desarrollo del satélite Intelsat III se inició en 1964 con un estudio del diseño, seguido en 1966 por el diseño, desarrollo y fabricación de seis satélites para realizar el sistema. El satélite fué desarrollado por un grupo internacional dirigido por TRW Systems y ayudado en el área de las comunicaciones, mando y telemetría por un consorcio de compañías de ITT, es decir, ITT Defense Communications Division, Laboratoire Central de Télécommu-

nications, Standard Elektrik Lorenz y Bell Telephone Manufacturing Company. El programa resultó en el lanzamiento con éxito, durante 1968—1970, de cinco satélites como se indica en la tabla 2, situados ahora en órbita ecuatorial geostacionaria, como se indica en la figura 1.

### 3. Características del sistema

Los requerimientos del CCIR de 10.000 picovatios de ruido sofométrico por canal de audio se cumplieron distribuyendo el ruido térmico y de distorsión tal como se indica en la tabla 3. Es evidente que la preponderancia del ruido se origina en el trayecto satélite estación

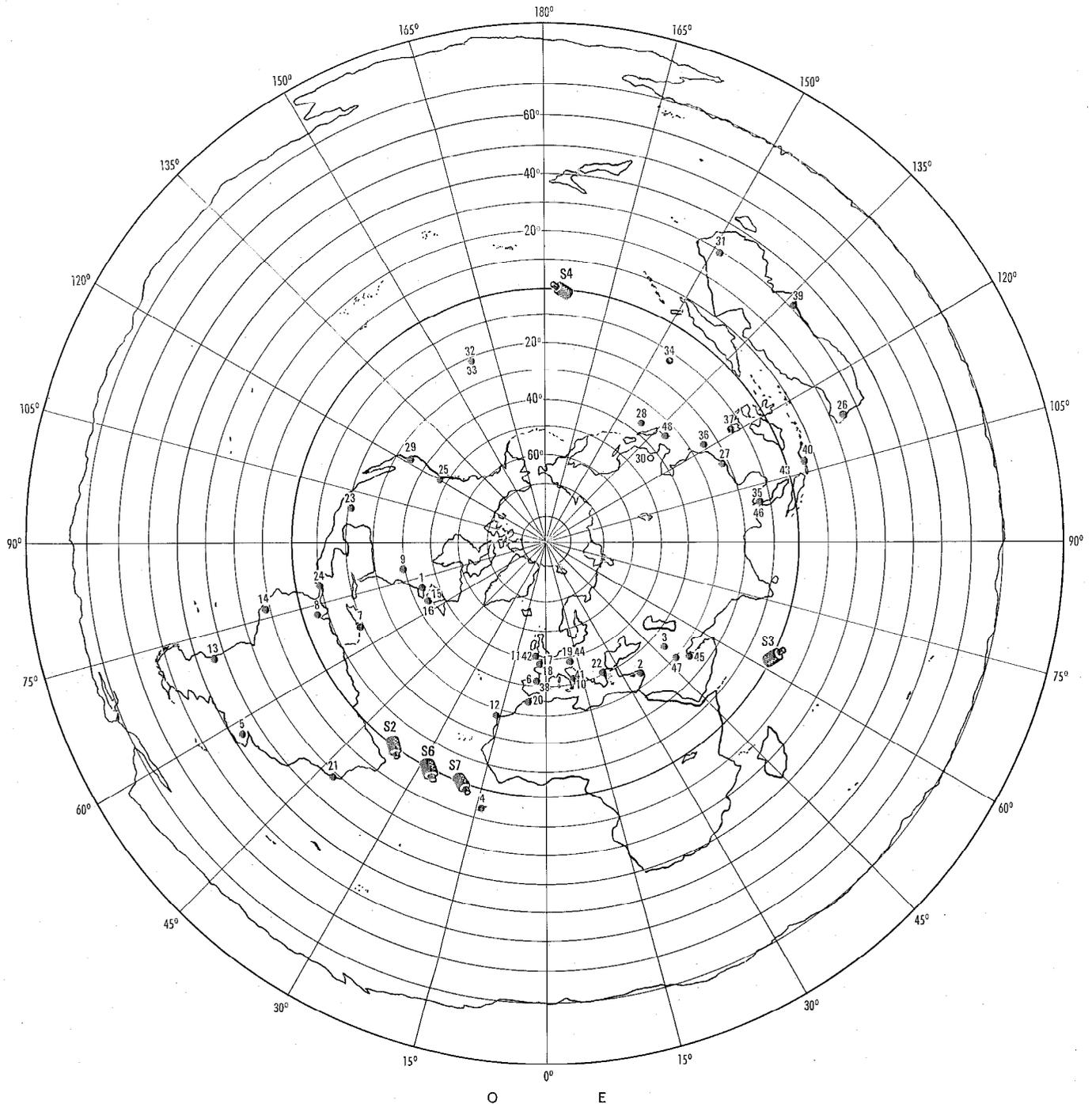


Fig. 1 Situación de estaciones terrenas y satélites del sistema Intelsat III.

Tabla 1 b - Estaciones terrenas en el sistema Intelsat III al 30 junio 1970 - Zona Pacifico

	País	Emplazamiento	Coordenadas	
25	Estados Unidos	Brewster (Washington)	119° 41' O	48° 09' N
26	Australia	Carnarvon 2	113° 42' E	24° 52' S
27	Inglaterra	Hong Kong 1	114° 13' E	22° 12' N
28	Japón	Ibaraki	140° 42' E	36° 42' N
29	Estados Unidos	Jamesburg (California)	121° 39' O	36° 24' N
30	Corea	Kum San	127° 29' E	36° 07' N
31	Australia	Moree	149° 50' E	29° 28' S
32	Estados Unidos	Paumalu (Hawai) 1	158° 02' O	21° 40' N
33	Estados Unidos	Paumalu (Hawai) 2	158° 02' O	21° 40' N
34	Guam	Pulantat	144° 45' E	13° 25' N
35	Tailandia	Sri Racha 1	100° 56' E	13° 06' N
36	China	Taipei (Formosa)	121° 34' E	25° 09' N
37	Filipinas	Tanay 1	121° 17' E	14° 36' N

Tabla 1 c - Estaciones terrenas en el sistema Intelsat III al 30 junio 1970 - Zona Oceano Indico

	País	Emplazamiento	Coordenadas	
38	España	Buitrago 2	03° 37' O	40° 00' N
39	Australia	Ceduna	133° 49' E	31° 52' S
40	Indonesia	Djatilihur 1	107° 25' E	06° 31' S
41	Italia	Fucino 2	13° 36' E	41° 49' N
42	Inglaterra	Goonhilly Downs 1	5° 10' O	50° 03' N
43	Malasia	Kuantan	103° 21' E	03° 52' N
44	Alemania	Raisting 2	11° 07' E	47° 55' N
45	Bahrein	Ras Abu Jarjur	50° 37' E	26° 04' N
46	Tailandia	Sri Racha 2	100° 56' E	13° 06' N
47	Kuwait	Um Al-Aish	47° 41' E	29° 41' N
48	Japón	Yamaguchi	131° 34' E	34° 13' N

Tabla 2 - Disposición de los satélites Intelsat III (al 28 Septiembre 1970)

Vuelo	Fecha de lanzamiento	Disposición	Longitud
1	10 Septiembre 1968	Fallo de lanzamiento	—
2	18 Diciembre 1968	Océano Atlántico nº 1	317,15°
3	18 Febrero 1969	Océano Indico	63,03°
4	21 Mayo 1969	Océano Pacifico	175,34°
5	21 Julio 1969	Fallo de lanzamiento	—
6	14 Enero 1970	Océano Atlántico nº 2	331,58°
7	23 Abril 1970	Océano Atlántico nº 3	339,84°

Tabla 3 - Cálculo del ruido telefónico típico

Origen	Ruido (picovatios)
Ruido de intermodulación del transmisor	250
Ruido térmico del trayecto tierra a satélite	1.500
Ruido de intermodulación del satélite	1.000
Ruido térmico del trayecto satélite a tierra	6.000
Ruido de intermodulación del receptor	250
Ruido de interferencia	1.000
Ruido total (por CCIR)	10.000

terrena y es en este trayecto donde es más vital la optimización de la sensibilidad del receptor y de la potencia radiada isotrópica efectiva (EIRP) del satélite. El cálculo del enlace tierra a satélite y satélite a estación terrena, tabla 4, es representativo de los parámetros escogidos para el sistema. La potencia radiada isotrópica efectiva de 22 dBw del satélite y una relación de ganancia de antena a temperatura de ruido térmico (G/T) de la estación terrena de 40,7 dB, son suficientes para satisfacer el cálculo del ruido con un margen de 6 dB para propagación y degradación del sistema.

Las especificaciones típicas de una estación terrena, establecidas por el comité técnico de Intelsat, se dan en la tabla 5. Los parámetros clave son la relación de la ganancia de antena a la temperatura de ruido del sistema, comúnmente designado como G/T, la relación de potencia de portadora a temperatura de ruido por ciclo (C/T) para las cuales se obtienen unas características deter-

minadas de los canales de audio en los demoduladores, la potencia del transmisor radiada y los parámetros de intermodulación de la estación terrena. Las características prescritas se cumplen típicamente con una estación terrena que tenga una antena de 27 metros de diámetro y una temperatura de ruido del sistema de 60° Kelvin. Demoduladores de extensión de umbral y de modulación en frecuencia del tipo de realimentación en frecuencia, pueden proporcionar suficiente extensión de umbral para obtener una característica de ruido de 10.000 picovatios con relaciones de portadora a ruido de 5 dB en la banda de radio.

Una estación típica, instalada en Buitrago, España\*, se muestra en la figura 2. Las especificaciones generales de la estación, tabla 6, indican que cumple los requerimientos de Intelsat. La estación contiene varios moduladores y un considerable número de demoduladores

\* "Estación terrena de Buitrago", en este número, página 395.

Tabla 4 – Características

Cálculo del enlace tierra a satélite (6 GHz)	
Potencia de la estación terrena (1,2 kW)	+ 31,0 dBW
Ganancia de antena de la estación terrena	+ 61,0 dB
Pérdidas en el espacio libre (6 GHz, 38.400 km; 24.000 millas)	- 199,8 dB
Ganancia del satélite	13,0 dB
Potencia de entrada al satélite	- 94,8 dBW
Ruido en 70 MHz de anchura de banda (factor de ruido 7 dB)	- 118,5 dBW
Relación portadora a ruido	23,7 dB
Cálculo del enlace satélite a tierra (4 GHz)	
Potencia de radiofrecuencia del satélite	+ 10,7 dBW
Pérdidas de radiofrecuencia en el satélite	- 1,2 dB
Ganancia de antena del satélite	+ 13,0 dB
Pérdidas en el espacio libre (4 GHz, 38.400 km; 24.000 millas)	- 196,8 dB
Ganancia de antena de la estación terrena	+ 58,0 dB
Potencia en el receptor de la estación terrena	- 116,3 dBW
Ruido en 70 MHz de anchura de banda (equivalente a 55 °K)	- 132,5 dBW
Relación portadora a ruido	23,7 dB

que permiten comunicar con muchas otras estaciones de la red Intelsat en el modo de operación de acceso múltiple. Todos los componentes de radiofrecuencia del transmisor son de 500 MHz de anchura de banda, lo que permite el acceso a cualquier parte de la banda aplicando el modulador y convertor a frecuencias superiores adecuado. Análogamente, el sistema de radiofrecuencia del receptor tiene 500 MHz de anchura de banda lo que permite el acceso a cualquier parte de la banda asignada mediante las cadenas mezclador, demodulador a frecuencias inferiores.

El sistema de antena tiene un control de seguimiento monopulso de acuerdo con sus 0,2° de anchura de haz. Aún cuando el satélite es nominalmente estacionario, el diseño del sistema permite pequeñas perturbaciones en la órbita que con el tiempo se caracterizan por variaciones diarias tan grandes como +1/2 grado de la posición orbital nominal. Es función del sistema de seguimiento automático, el seguir estas variaciones, aunque en algunas estaciones este seguimiento se realiza manualmente.

El elemento focal del sistema es el satélite. El satélite Intelsat III fué concebido como un transmisor receptor de banda ancha y múltiple acceso con capacidad para 1200 circuitos telefónicos en ambos sentidos, para ser utilizado como un repetidor en una red comercial y mundial de comunicaciones por satélites. El satélite tuvo que ser lanzado por un vehículo Thor Delta de mayor potencia a una órbita ecuatorial sincrónica. Sus dimensiones exteriores estuvieron limitadas por el cohete escogido, a 140,7 cm de diámetro y su peso total a 136 kilogramos más el motor de apogeo que añadió 157,4 kilogramos al peso bruto. El satélite tiene 201,7 cm de altura total incluyendo la antena de antirrotación mecánica. Las especificaciones del transmisor receptor de comunicaciones

Tabla 5 – Características técnicas de las estaciones terrenas de Intelsat\*

Parámetro	Requerimiento
G/T (a 5° de elevación)	40,7 dB (4 GHz)
Ganancia	57,0 dB (4 GHz)
Anchura de banda de antena en recepción	3,705 a 3,930 GHz 3,970 a 4,195 GHz
Característica del canal telefónico (para ruido térmico y de intermodulación del satélite con 6 dB de margen)	8000 picovatios
Lóbulos laterales de antena (transm): primer lóbulo	- 14 dB
ángulos mayores que 1°	- 29 dB
Lóbulos laterales de antena (recepc.): primer lóbulo	- 14 dB
ángulos mayores que 1°	- 26 dB
Polarización: transmisión recepción	Circular, giro a izquierda Circular, giro a derecha
(según informe 321 del CCIR)	
Relación axial	1,4
Movimiento de la antena (satélites sincrónicos)	10° inclinación ± 10° longitud
Anchura de banda de radiofrecuencia: sistema receptor	3,705 a 3,930 GHz 3,970 a 4,195 GHz
sistema transmisor	5,930 a 6,155 GHz 6,195 a 6,420 GHz
Potencia radiada isotrópica equivalente: por canal de audio	61 dBW
por transmisión TV	86 dBW
Tolerancia de portadora (telefonía TV)	+ 150 kHz - 250 kHz

\* Documento Intelsat — ICSC-37-38E W/1/69 (31 Enero 1969)

reflejan los requerimientos de transmisión correspondientes al cálculo del ruido y distorsión previamente establecido. Las especificaciones permiten la transmisión de tráfico telefónico y televisión en un modo de acceso múltiple por división de frecuencia y, en el futuro, en un modo de acceso múltiple por división de tiempo.

Cada satélite fué lanzado desde Cabo Kennedy a su posición geoestacionaria. La secuencia del lanzamiento comienza con el lanzamiento e inyección del satélite en una órbita inicial de transferencia altamente elíptica. Esta elipse tiene un perigeo de 278 kilómetros (150 millas) y un apogeo de 42.000 kilómetros (22.700 millas) de elevación, teniendo una inclinación de unos 28° con respecto al ecuador donde ocurren los cruces del perigeo y apogeo. En el momento adecuado, cuando el satélite alcanza el apogeo de la elipse, se enciende el motor de apogeo que proporciona el incremento de velocidad adicional (en el plano y normal al plano de la órbita) para conseguir la órbita circular geoestacionaria. La antena del satélite es, pues, antirrotatoria (gira mecánicamente en sentido contrario al movimiento de rotación del satélite) y el eje de rotación se alinea normal al plano de la órbita y se mueve lentamente a su posición orbital adecuada mediante un sistema de propulsión de hidracina incorporado. Un sistema de mando y telemetría proporciona el

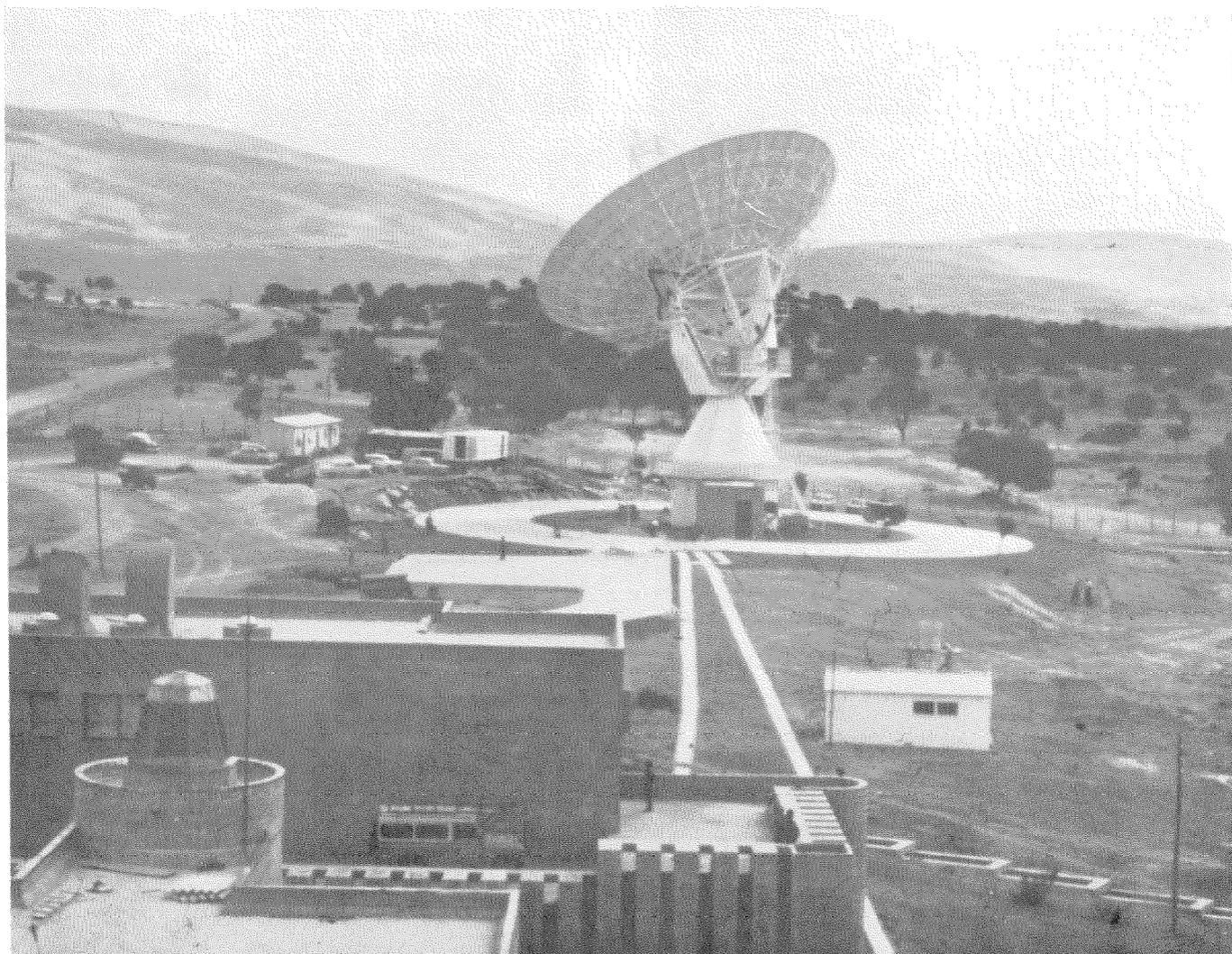


Fig. 2 Estación terrena de Buitrago.

Tabla 6 - Características técnicas de la estación de Buitrago

Parámetro	Especificación
Banda de recepción	3,700 a 4,200 GHz
Anchura de banda de radiofrecuencia en recepción	500 MHz (1 dB)
Temperatura de ruido del sistema	50 °K (10° elevación antena)
G/T del sistema	40,7 dB/°K (10° elevación antena)
Banda de transmisión	5,925 a 6,425 GHz
Anchura de banda instantánea de transmisión	40 MHz
Potencia de transmisión (máxima)	10 kW
Antena - tipo	Cassegrain
diámetro	25,5 metros (85 pies)
Ganancia en transmisión	61 dB
en recepción	58 dB
Exactitud de seguimiento	0,042°
Velocidad de seguimiento	1,6°/segundo (máxima)
Aceleración de seguimiento	1°/segundo <sup>2</sup>
Características del demodulador:	
24 canales	C/T = -154,8 dBw/°K
60 canales	C/T = -151,3 dBw/°K
132 canales	C/T = -148,5 dBw/°K

control necesario, desde estaciones terrenas seleccionadas, para que durante la elipse de transferencia, encendido el motor de apogeo, se realicen las correcciones orbitales adecuadas. El satélite se mantiene en su posición orbital mediante estabilización por rotación a una velocidad de 65 a 120 revoluciones por minuto. Las subsiguientes correcciones de posición y orientación se realizan mediante un sistema de impulsores axial y radial que lanzan chorros de hidracina en cantidades microscópicas para conseguir la estabilización adecuada. Se lleva a bordo el suficiente combustible para satisfacer el diseño de cinco años de vida.

La potencia para el equipo de comunicaciones se obtiene de una disposición de células solares capaces de proporcionar 161 vatios al principio y un mínimo de 130 vatios después de cinco años de exposición al medio ambiente espacial. Un sistema de baterías de a bordo proporciona potencia durante los eclipses de forma que se pueden mantener las comunicaciones cuando las células solares no están iluminadas por el sol. El satélite ensamblado, figura 3, se caracteriza por una estructura soporte de la carga y una plataforma de equipo rodeada por una disposición cilíndrica de células solares, 3,974 me-

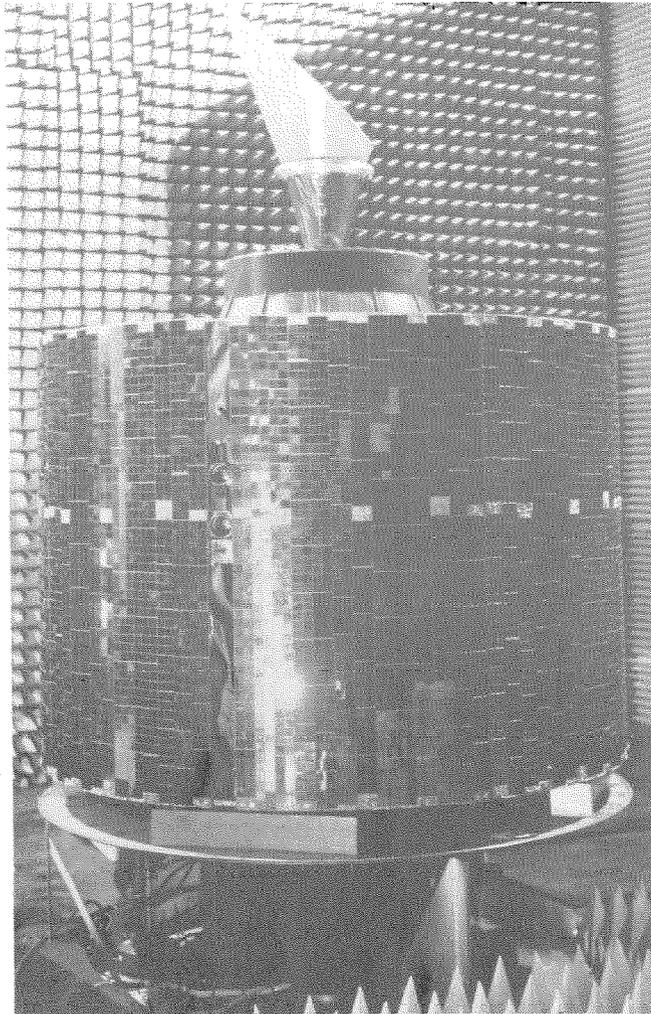


Fig. 3 Satélite Intelsat III — Vista exterior.

tros cuadrados de área y 11,8 kilogramos de peso, sobre el que está montada la antena, teniendo una ganancia mínima de 13,5 dB en la dirección del borde de la tierra y un movimiento de contra-rotación para mantener la orientación geocéntrica dentro de 0,1 grados. El interior del satélite, figura 4, muestra los subsistemas electrónicos. La mayoría de los componentes electrónicos están montados sobre un anillo situado aproximadamente en la mitad de la estructura cilíndrica del satélite y montado al cilindro de impulsión central. Los dos transmisores receptores de comunicaciones, figura 5, cubriendo cada uno aproximadamente la mitad de la banda de frecuencias asignada, están distribuidos circularmente alrededor de la plataforma, comenzando con un diplexador receptor común y progresando en direcciones opuestas hasta terminar en el extremo diametralmente opuesto con un diplexador transmisor. El equipo electrónico restante, visible en la plataforma, comprende los subsistemas de control de potencia, propulsión, telemetría, mando y control de antena.

El repetidor de comunicaciones ha sido diseñado en dos partes, cubriendo aproximadamente cada transmisor receptor la mitad de la banda autorizada por el CCIR. En conjunto ocupan 450 MHz de la banda de 500 MHz disponible, teniendo bandas de guarda en los extremos

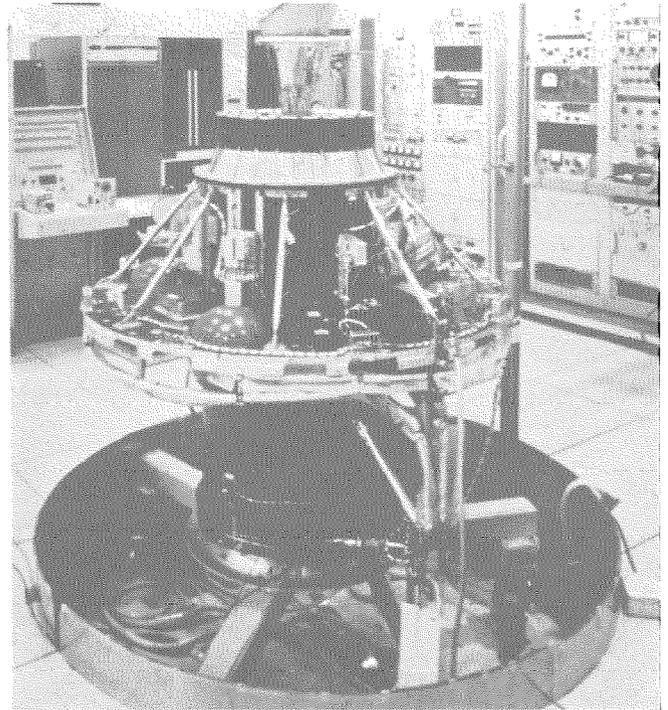


Fig. 4 Satélite Intelsat III — Vista interior.

del espectro de frecuencias y una banda central por donde se transmiten las funciones de telemetría y mando. La figura 6 ilustra la asignación de frecuencias de los dos transmisores receptores. En la tabla 7 se muestran los parámetros de comunicaciones principales de los transmisores receptores. Las cualidades de diseño esen-

Tabla 7 — Características de comunicaciones y telemetría

Parámetro	Especificación
Frecuencia de recepción	5,930 a 6,420 GHz
Frecuencia de transmisión	3,705 a 4,145 GHz
Potencia radiada efectiva	22,0 dBw
Potencia de salida del transmisor receptor	9,8 dBw
Sensibilidad de recepción	77,3 dB/Hz ruido a saturación del transmisor
Factor de ruido del transmisor receptor	7,5 dB
Diafonía	53 dB (modulación 1 MHz)
Conversión AM/PM	8 grados/dB
Estabilidad de ganancia	+ 3, -1 dB (5 años)
Estabilidad de frecuencia	Menor que $\pm 25$ kHz
Ganancia total	130 dB
Variación de la ganancia	1,1 dB (pico a pico)
Frecuencia de telemetría	3,933 GHz, 3,967 GHz
Modulación de telemetría	PAM/FM/PM
Canales de telemetría	63
Período de trama de telemetría	1 minuto
Peso total del equipo de mando y telemetría	16,8 kilogramos
Fiabilidad del equipo de mando y telemetría	Probabilidad de éxito de 0,72 en 5 años

ciales del transmisor receptor son la simplicidad, es decir, minimización del número de componentes, gran anchura de banda, peso ligero y poco consumo de potencia.

De la potencia de 130 vatios disponible al final de la vida del satélite, el transmisor receptor consume 99 vatios, de los cuales 86 vatios se utilizan para la generación de la potencia de radiofrecuencia de salida. El diagrama de bloques, figura 7, muestra la disposición paralela de los dos transmisores receptores que empiezan y terminan en diplexadores que separan las bandas de frecuencias. Sin embargo, los subsistemas de telemetría y mando son totalmente redundantes, y recibidos o transmitidos independientemente por cada uno de los transmisores receptores. El papel clave del mando y la telemetría en la vida del satélite y el número relativamente grande de componentes de estos subsistemas ha hecho necesaria la redundancia.

El subsistema de mando puede aceptar órdenes, típicamente de corrección de orientación y posición, encendido del motor de apogeo, encendido y apagado de los transmisores receptores o conmutación de los componentes redundantes. La información de mando se dirige de forma que sólo puede ser recibida por un satélite, en

el caso de que varios satélites estén iluminados por el mismo haz de tierra. La portadora se modula para que la probabilidad de falsas maniobras sea mínima.

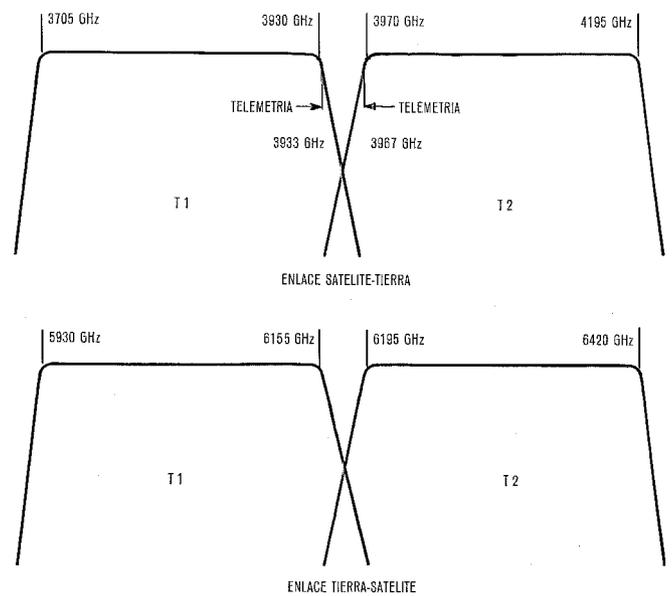


Fig. 6 Satélite Intelsat III — Asignación de frecuencias.

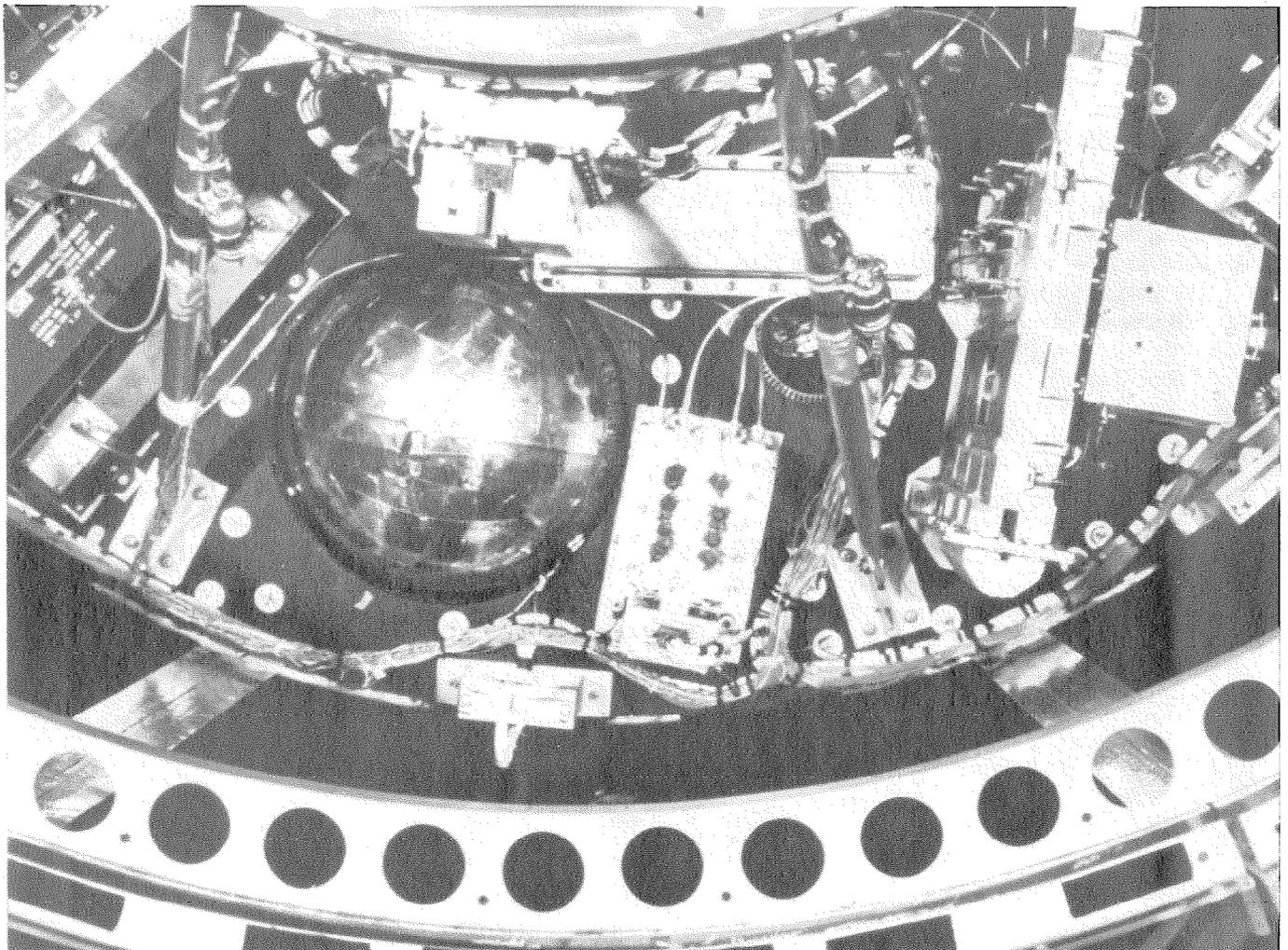


Fig. 5 Satélite Intelsat III — Plataforma del equipo.

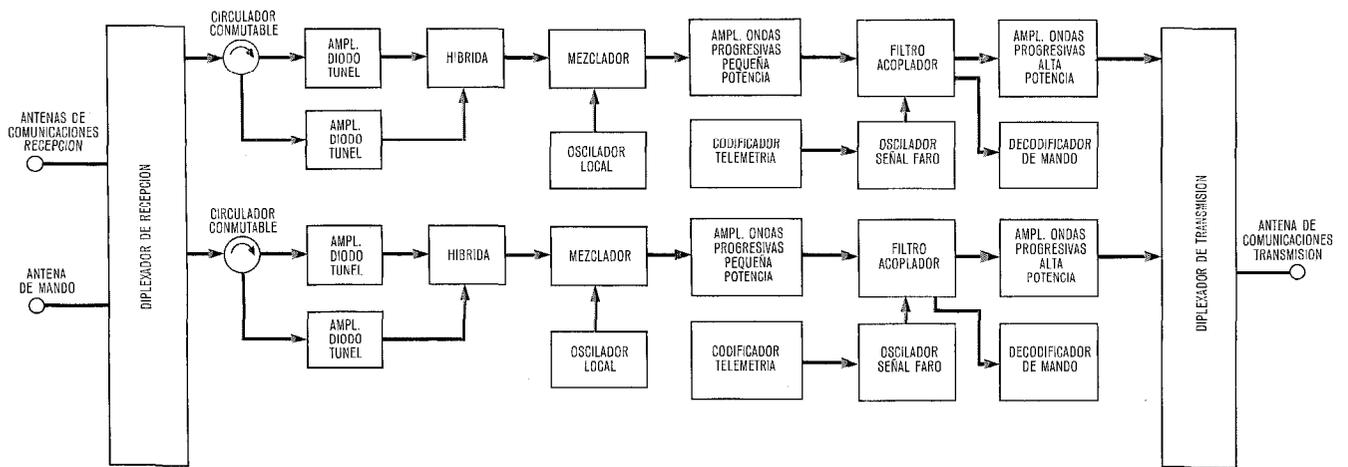


Fig. 7 Satélite Intelsat III — Diagrama de bloques de los transmisores receptores.

El subsistema de telemetría acepta las salidas de 63 sensores y las multiplexa por división en el tiempo, sobre tres subportadoras moduladas en frecuencia que modulan en fase a una portadora de radiofrecuencia de 3933 y 3967 MHz. La telemetría se recibe en las mismas estaciones que originan las señales de mando e indica a éstas las características del satélite. Entre las funciones que se transmiten por telemetría están: corriente de excitación del motor que gira mecánicamente la antena, voltaje de batería, potencia de radiofrecuencia de salida, temperaturas y confirmación de recepción de órdenes. Además de controlar el estado del satélite, el sistema de telemetría transmite un número de canales en tiempo real que permiten el control remoto desde tierra de la posición del satélite y apuntamiento de la antena.

El criterio principal de diseño aplicado a todos los subsistemas del satélite fué el de funcionamiento en órbita, libre de fallo, por un período de cinco años. Con este fin se estableció una revisión extensiva del diseño, elección de componentes y programa de pruebas. El resultado de este análisis y pruebas es que el proyecto de cinco años de vida se ha predicho con una probabilidad de éxito de 0,58 (esta probabilidad es de 0,72 para los sistemas de comunicaciones, telemetría y mando). Se ha aplicado al sistema, donde ha sido absolutamente necesario, una combinación de simplicidad de diseño y redundancia. A fines de junio de 1970, después de un tiempo de operación acumulativo de 48 meses de satélites en órbita, nueve de los diez transmisores receptores (en cinco satélites) en órbita han operado sin averías. El décimo ha sufrido una degradación en la ganancia de un amplificador de diodo tunel que, no obstante, no ha destruido su utilidad como un repetidor de comunicaciones.

**Walter L. Glomb** nació en Glen Ridge, New Jersey, en 1925. Obtuvo el grado BS (medalla Illig) en ingeniería eléctrica en 1946 y el grado MS en ingeniería eléctrica en 1948, ambos por la Universidad de Columbia. Realizó cursos de graduación en teoría de comunicaciones y tecnología en la Universidad de Columbia, Instituto Politécnico de Brooklyn y Colegio de Ingeniería de Newark. Se unió a ITT en 1950.

Es vicepresidente y director de desarrollos avanzados de ITT Defense Communications Division, Nutley, New Jersey. Antes de ocupar esta posición, fué responsable del desarrollo y diseño de sistemas de comunicaciones espaciales, incluyendo los subsistemas de comunicaciones, mando y telemetría del satélite Intelsat III. Tuvo un importante papel en el diseño y desarrollo de terminales terrenos que operaban en conjunción con los satélites Courier, Relay, Telstar, Syncom, Early Bird e Intelsat.

En 1970, fué elegido "Fellow" del IEEE por su contribución a los sistemas de transmisión de comunicaciones, especialmente aquellos que utilizan repetidores de satélites. Ha escrito artículos técnicos sobre sistemas de comunicaciones por satélites, microondas y sistemas de comunicaciones ópticas para aplicaciones terrestres y espaciales. El Sr. Glomb tiene siete patentes y es miembro de Tau Beta Pi.

**Louis Feit** nació en Union City, Nueva Jersey en 1921. Obtuvo el BA en Física en 1943 y el MS en 1948 por la Universidad de Nueva York.

Es director del Transmission/Space Advanced Development de ITT Defense Communications, Nutley, New Jersey. Fué director asociado de proyecto del programa del satélite de comunicaciones Intelsat III en ITT Defense Communications. Anteriormente dirigió el desarrollo de un satélite geodésico para la armada de los Estados Unidos.

El Sr. Feit supervisó el desarrollo de los proyectos Long Baseline Radar y Speed Mail para los laboratorios Radionics y fué director de proyecto del sistema Speed Mail. También dirigió un grupo para el desarrollo de la circuitería de un misil guiado. Dirigió un grupo dedicado a dispositivos especiales que completó el primer sistema de dirección de misiles guiados de vigilancia.

El Sr. Feit se unió al sistema ITT en 1944. Ha publicado cuatro artículos técnicos y escrito numerosos artículos para ITT. Es miembro senior del IEEE.

# Subsistema de comunicaciones, telemetría y órdenes\*

A. J. GREY  
ITT Defense Communications Division, Nutley, New Jersey, USA

## 1. Introducción

El subsistema de comunicaciones, telemetría y órdenes (subsistema CTC), emplea dos transmisores-receptores (transceptores) lineales capaces de adaptar 1200 canales en duplex o cuatro canales para televisión. Cada transceptor retransmite las señales de comunicación, recibe las órdenes y transmite la información de telemetría. Las señales de comunicaciones en la banda de portadora común de los 6 GHz se reciben y se amplifican sin alterar sus características de modulación. La amplificación de la señal tiene lugar íntegramente en radiofrecuencia mediante un diodo tunel amplificador de dos etapas y dos tubos de ondas progresivas. La figura 1 es el esquema de bloques simplificado del subsistema de comunicaciones, telemetría y órdenes (en inglés CTC, de Communications, Telemetry and Command).

El diplexor receptor realiza dos funciones. Primera, separa las señales de comunicaciones recibidas en la banda de los 6 GHz en dos canales de 225 MHz cada uno, banda A (5,930 a 6,155 GHz) y banda B (6,195 a 6,420 GHz) y las encamina respectivamente a los transceptores I y II. Segunda, combina la señal de órdenes (6,175 GHz) de la antena omnidireccional con las señales

de comunicación y sirve como divisor de potencia para la frecuencia de órdenes, proporcionando salidas iguales de la señal de órdenes para cada uno de los transceptores.

La amplificación de las señales es realizada mediante unidades idénticas en cada uno de los transceptores. Un filtro de eliminación de banda después del diodo tunel amplificador en el transceptor I (no se indica en la Fig. 1) proporciona la eliminación adicional fuera de banda de la parte inferior de la banda A de otra manera inasequible con el diplexor del receptor. La eliminación total a 5,900 GHz (30 MHz fuera de banda) es mayor que 20 dB. El diodo tunel amplificador suministra 31 dB de ganancia y determina el factor de ruido del sistema. El equilibrio de ganancia se obtiene mediante los amplificadores de tubos de onda progresiva de bajo y alto nivel situados en el conjunto denominado de la misma forma. Una fuente de alimentación común regulada, incluida en este conjunto, proporciona la alimentación de los tubos.

Un mezclador de frecuencias traslada las señales en la banda de recepción de los 6 GHz a la banda de transmisión de los 4 GHz. La traslación de frecuencia, 2,225 GHz, se realiza en una única etapa de conversión de radiofrecuencia. Esta unidad es de banda ancha y está diseñada para permitir la traslación completa de la banda de portadora común de 500 MHz con pérdida de conversión uniforme. Esto permite que ambos transceptores utilicen

\* Este artículo se basa en los trabajos desarrollados bajo el patrocinio de International Telecommunications Satellite Consortium (INTELSAT). Las opiniones expresadas son las de sus autores y pueden no coincidir con las de INTELSAT.

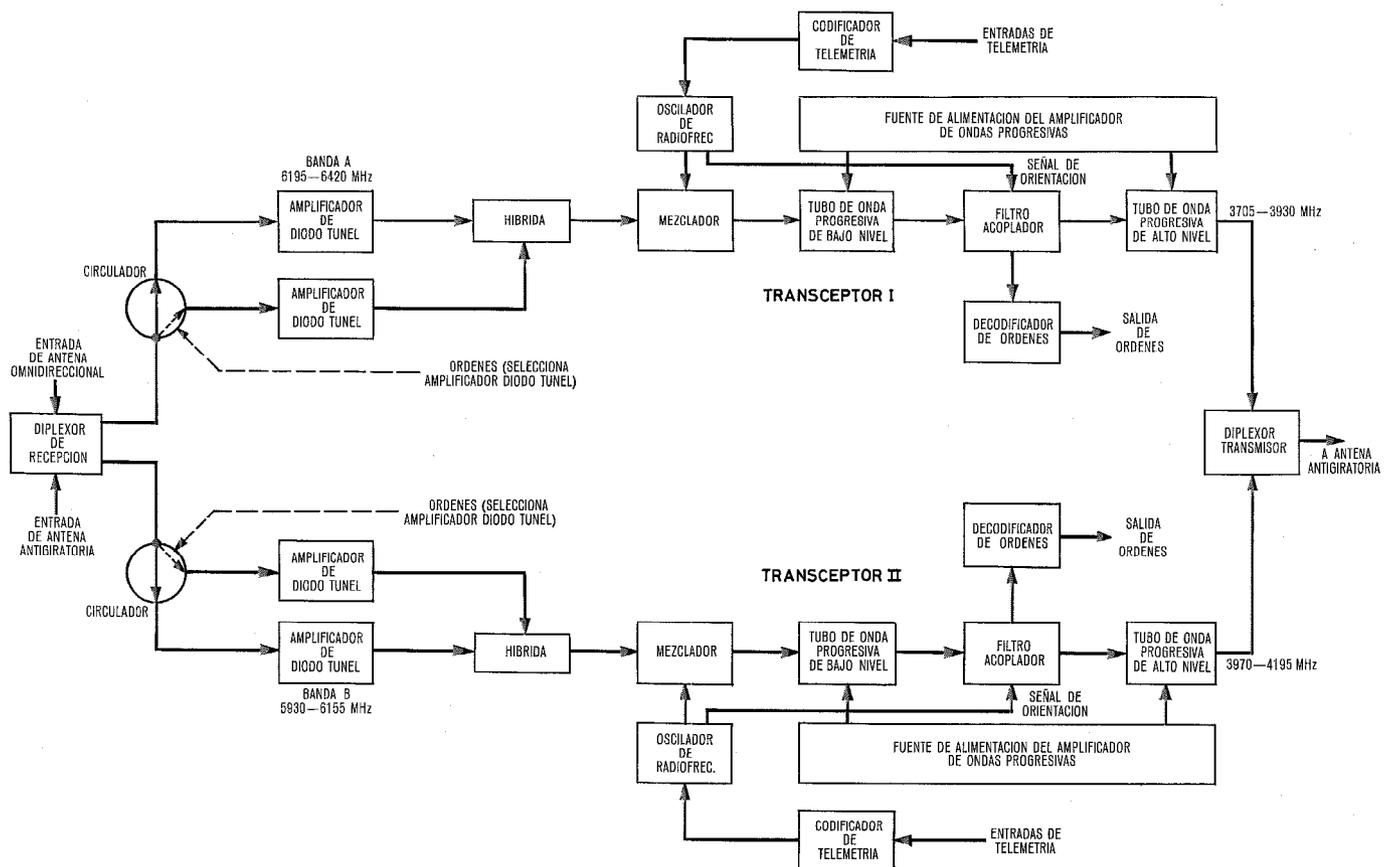


Fig. 1 Subsistema de control, telemetría y órdenes.

idénticas unidades mezcladoras con la salvedad de la adición del filtro paso banda adecuado completo para limitar el espectro de salida a la banda deseada. Los osciladores locales que gobiernan los mezcladores son osciladores controlados a cristal separados e independientes. El oscilador de radiofrecuencia y el generador de orientación suministran también una fuente de orientación independiente que se inyecta en el camino de las comunicaciones en la etapa de salida del filtro acoplador. Las señales de fase del codificador de telemetría modulan la inyección de la señal de seguimiento en la línea de comunicaciones.

El filtro acoplador realiza las diversas funciones siguientes:

- limita, como se ha visto, la anchura de banda de ruido del sistema a 480 MHz mediante el tubo de onda progresiva de alto nivel;
- obtiene la eliminación de la señal de órdenes para el tubo de onda progresiva de alto nivel;
- muestrea y detecta la señal de órdenes para su procesamiento por el decodificador de órdenes;
- proporciona un punto de desacoplo para la inserción de la señal de orientación;
- proporciona un punto adecuado para la inserción de un atenuador seleccionado para el ajuste de la ganancia total del transceptor.

Para proporcionar una puerta de salida a la antena contrarrotatoria transmisora se emplea un diplexor transmisor, mediante la combinación adecuada de las salidas de cada transceptor.

En la tabla 1 están tabulados los parámetros de diseño del subsistema CTC completo.

## 2. Parámetros especificados

Las condiciones fijadas para los transceptores reflejan la distribución de los valores de los parámetros de comunicaciones entre las estaciones terrestres, la antena de la astronave y el transceptor. De una forma similar los parámetros clave de comunicaciones son también distribuidos entre los componentes del transceptor, es decir: el diplexor receptor, mezclador amplificador de diodo tunel, filtro acoplador, tubo de onda progresiva y el diplexor transmisor.

### 2.1 Especificación de potencia de radiofrecuencia

La salida de potencia a la antena se atenúa por los componentes que siguen al amplificador de potencia de tubo de onda progresiva. Las pérdidas que intervienen, tanto resistivas como de reflexión, deben minimizarse, y la asignación de la tabla 2 refleja la atenuación permitida en cada uno de los componentes que siguen al generador de potencia. La respuesta típica de un transceptor cuando se satura el tubo de onda progresiva final aparece en la figura 2.

### 2.2 Respuesta de frecuencia

La respuesta en frecuencia del transceptor, que se caracteriza principalmente por dos parámetros (rizado y pendiente de la ganancia), se mide normalmente en algún

Tabla 1 — Parámetros de diseño del subsistema de comunicaciones, telemetría y órdenes (CTC).

1. Frecuencia de recepción	5,930 a 6,420 GHz
2. Frecuencia de transmisión	3,705 a 4,195 GHz
3. Número de transceptores por satélite	2
4. Ganancia total del transceptor	
— Saturación	105,4 dB
— Pequeña señal	99,4 dB
5. Peso (de los dos transceptores)	16,8 kg
6. Potencia primaria	
— Comunicaciones	97,40 vatios
— Órdenes y telemetría	5,53 vatios
7. Salida de potencia de radiofrecuencia por transceptor	9,8 dBw
8. Anchura de banda por transceptor	225 MHz
9. Anchura de banda total utilizable	450 MHz
10. Sensibilidad de recepción (relación de la portadora de salida a densidad de ruido)	77,3 dB/Hz a un nivel de entrada de portadora de -89,2 dBm
11. Factor de ruido	≤ 7,5 dB
12. Coeficiente de transferencia entre amplitud modulada y fase modulada (AM/PM)	≤ 8 grados/dB
13. Diafonía inteligible (señal de 1 MHz)	53 dB (174 - 20 log f <sub>m</sub> )
14. Linealidad — Producto de intermodulación de tercer orden a la saturación	10 dB por debajo de una portadora cualquiera para las dos portadoras iguales
15. Respuesta en frecuencia	
— Rizado de la ganancia	1,1 dB
— Pendiente de la ganancia	0,07 dB/MHz
16. Fiabilidad	Probabilidad de éxito durante 5 años igual a 0,72
17. Nivel de portadora de entrada del enlace de órdenes	-97 dBm
18. Factor de ruido del enlace de órdenes	13,5 dB
19. Distorsión de retardo de grupo	
— Lineal	0,10 ns/MHz
— Parabólica	0,01 ns/MHz <sup>2</sup>
20. Temperatura (máxima) (variación diaria)	-7 °C a +47 °C (19 °F a 117 °F)

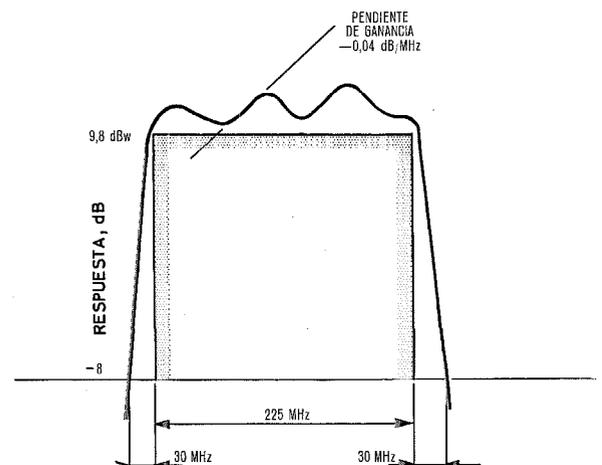


Fig. 2 Respuesta típica en frecuencia para un nivel de entrada saturado.

Tabla 2 - Especificación de potencia en radiofrecuencia.

Potencia de salida de radiofrecuencia del tubo onda progresiva	10,7 dBw (mínima)
Pérdida de desadaptación entre el cable coaxial y el diplexor transmisor	0,9 dB (máxima)
Potencia neta de radiofrecuencia en la antena	9,8 dBw (mínima)

nivel de entrada lejos de la saturación. Esta respuesta será inferior normalmente a la respuesta en frecuencia saturada, puesto que en la saturación los elementos que determinan la respuesta son los tubos de onda progresiva de alto nivel y los componentes subsiguientes, mientras que por debajo de la saturación todos los elementos del transceptor contribuyen a la respuesta en frecuencia final. Las medidas fueron realizadas típicamente en un nivel de entrada de radiofrecuencia de menos 10 dB (-75,6 dBm). Típicamente, el rizado de la ganancia en la banda fué de 1,1 dB con el tubo de onda progresiva de alto nivel contribuyendo a la pendiente negativa (disminución de la respuesta con aumento de la frecuencia) de 0,5 dB en la anchura de banda de 225 MHz.

La pendiente negativa del tubo de onda progresiva en cierto modo se compensa por la variación positiva de la ganancia en frecuencia inherente a las antenas.

Las pendientes de la ganancia de 0,1 dB/MHz en los bordes de la banda y de 0,07 dB/MHz en todo el resto de la banda de paso era lo característico. En el borde de la banda la pendiente de la ganancia estaba afectada predominantemente por los diplexores.

En la figura 3 aparece una típica respuesta en frecuencia.

2.3 Envoltura de la distorsión de retardo

Los principales contribuyentes a la distorsión indicada fueron los diplexores, puesto que en general éstos eran los componentes selectivos con la frecuencia y los restantes lo eran relativamente con la anchura de banda. La figura 4 ilustra los límites permisibles para cada banda. Se advertirá que en las zonas contiguas a los bordes de la banda debe asignarse un retardo de tiempo mayor ya que típicamente la variación de la atenuación es mayor en este borde.

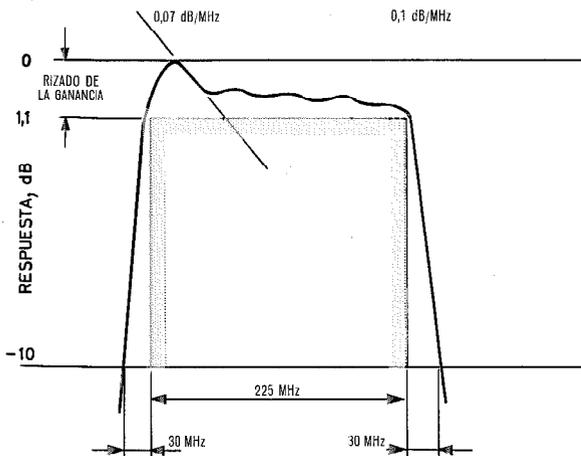


Fig. 3 Rizado y pendiente de la ganancia para un nivel de saturación de entrada de -10 dB.

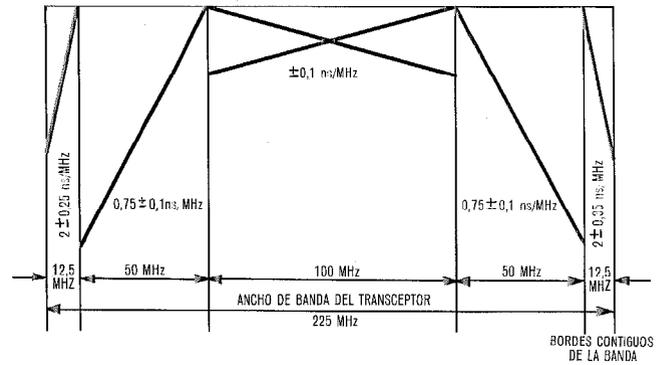


Fig. 4 Envoltura de la distorsión de retardo.

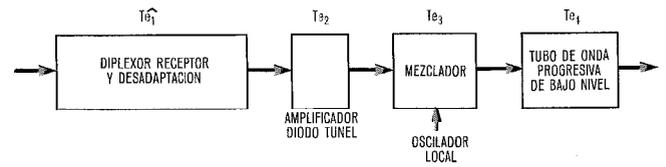


Fig. 4a Esquema simplificado de bloques de la sección de entrada del subsistema CTC.

F <sub>1</sub> = 1,2 dB	G <sub>1</sub> = 1,2 dB	Te <sub>1</sub> = 92,2
F <sub>2</sub> = 5 dB	G <sub>2</sub> = 31 dB	Te <sub>2</sub> = 826,0
F <sub>3</sub> = 10 dB	G <sub>3</sub> = -9 dB	Te <sub>3</sub> = 2,4
F <sub>4</sub> = 20 dB		Te <sub>4</sub> = 267,0

2.4 Factor de ruido

Una sensibilidad recibida de 77,3 dB/Hz es la especificada para un nivel de señal de entrada de -89,2 dBm, o

$$10 \lg \frac{C}{KT_s} = 10 \lg \frac{C}{N_0} = 77,3 \text{ dB/Hz}$$

donde: N<sub>0</sub> = -166,5 dBm/Hz,

$$K = -198,6 \text{ dBm/}^\circ\text{K/Hz.}$$

La temperatura requerida del sistema (T<sub>s</sub>) se deduce fácilmente de los anteriores parámetros y es igual a 1349 °C (1622 °K). Puesto que

$$T_s = T_0 + T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots$$

donde T<sub>e</sub> es la temperatura de ruido efectiva, y

$$F = 1 + \frac{T_{e1}}{T_0} + \frac{T_{e2}}{G_1 T_0} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2 T_0} + \dots$$

El factor de ruido F está relacionado con la temperatura del sistema T<sub>s</sub> por la expresión sencilla siguiente:

$$F = \frac{T_s}{T_0}$$

en donde T<sub>0</sub> = 290 °K.

Para los parámetros especificados del Intelsat III el factor de ruido requerido es igual o menor que 7,5 dB.

La figura 4a es el esquema de bloques simplificado de la sección de entrada del subsistema CTC.

El factor de ruido calculado, basado sobre todo lo anterior, es de 7,08 dB y se aproxima estrechamente a la característica medida a través de la banda de los subsistemas CTC. Nótese que el tubo de onda progresiva de bajo nivel con su factor de ruido de 20 dB contribuye de una manera significativa, aproximadamente 1 dB, al factor de ruido total.

2.5 Especificación de ganancia

El transceptor se diseñó con exceso en la ganancia necesaria. Durante la prueba del sistema se introdujo un atenuador de ajuste de la ganancia en el curso de la señal (añadido el filtro acoplador) tal que el tubo de onda progresiva de alto nivel podría saturarse con un nivel de entrada de -65,5 dBm. La tabla 3 es la ganancia especificada para un nivel de entrada saturado y para un nivel de entrada de saturación menos 20 dB. La tabla 3 refleja el cambio de la ganancia del tubo de onda progresiva de alto nivel con el nivel de entrada de radiofrecuencia.

Tabla 3 – Especificación de ganancias.

	Pequeña señal	Saturación
Señal de comunicaciones recibida	-115,6 dBw	-95,6 dBw
Diplexor receptor		- 1,2 dB
Amplificador de diodo tunel		+31,0 dB
Mezclador		- 9,0 dB
Tubo de onda progresiva de bajo nivel		+53,0 dB
Acoplador de filtro		- 2,4 dB
Atenuador fijo de calibración de ganancia		- 7,6 dB
Tubo de onda progresiva de alto nivel	48,5 dB	42,5 dB
Diplexor transmisor		- 0,9 dB
Ganancia total	111,4 dB	105,4 dB
Potencia de salida	- 4,2 dBw	+ 9,8 dBw

2.6 Especificación de peso

Aunque el peso bruto de la astronave sobrepasa los 113,4 kg, la mayor parte se reparte entre las baterías solares, la estructura, el combustible y la antena. El subsistema CTC ha sido previsto de 17,7 kg aproximadamente. La descomposición de los pesos correspondientes de los distintos elementos del transceptor se indica en la tabla 4.

2.7 Especificación de fiabilidad

Una vida en órbita de cinco años requiere la especificación y selección de componentes envejecidos y de alta fiabilidad. La fiabilidad especificada es la atribuida a

Tabla 4 – Especificación de pesos.

Diplexor de recepción (cada uno)	1,78 kg
Amplificador de diodo tunel	1,65 kg
Mezclador de Banda A	0,64 kg
Mezclador de Banda B	0,65 kg
Oscilador de radiofrecuencia	0,86 kg
Amplificador de tubo de onda progresiva Banda A	2,84 kg
Amplificador de tubo de onda progresiva Banda B	2,83 kg
Filtro acoplador (2 cada uno)	0,80 kg
Diplexor de transmisión (1 cada uno)	1,01 kg
Soportes de montaje de la plataforma	0,10 kg
Codificador de telemetría (2 cada uno)	1,18 kg
Decodificador de órdenes (2 cada uno)	2,19 kg
Mazo de cables	0,60 kg
Cables coaxiales de radiofrecuencia	0,45 kg
Peso total del subsistema CTC	17,58 kg

tales componentes e indica que la probabilidad de éxito especificada de 0,72 durante cinco años puede alcanzarse con ese diseño.

La tabla 5 indica la especificación de fiabilidad.

Tabla 5 – Especificación de fiabilidad.

(los dos transceptores)	
Diplexor de recepción	66,0×10 <sup>-9</sup> /hora (tasa de fallos)
Amplificador de diodo tunel	263,0×10 <sup>-9</sup> /hora
Mezclador	65,0×10 <sup>-9</sup> /hora
Oscilador de radiofrecuencia	316,0×10 <sup>-9</sup> /hora
Tubo de onda progresiva de bajo nivel	746,0×10 <sup>-9</sup> /hora
Tubo de onda progresiva de alto nivel	746,0×10 <sup>-9</sup> /hora
Fuente de alimentación	1195,3×10 <sup>-9</sup> /hora
Filtro acoplador	51,0×10 <sup>-9</sup> /hora
Diplexor de transmisión	77,4×10 <sup>-9</sup> /hora
Función total de comunicaciones	6888,6×10 <sup>-9</sup> /hora
El tiempo medio entre fallos es igual a	145.167 horas (16,5 años)
Función de Comunicaciones	P <sub>s</sub> = 0,7395
Función de Telemetría	P <sub>s</sub> = 0,9846
Función de Órdenes	P <sub>s</sub> = 0,9914
Subsistema CTC	P <sub>s</sub> = 0,7218 por cada 5 años

2.8 Especificación de temperatura

Las variaciones de temperatura para el transceptor en el espacio son bastantes modestas. Sin embargo, a componentes críticos tales como el amplificador de diodo tunel, les fué reservada una situación en el conjunto para minimizar las variaciones de temperatura. Las temperaturas a las que fueron expuestas las unidades durante la fase de diseño y durante las condiciones de vuelo orbital se indican en la tabla 6. El prototipo fué sometido a los niveles de prueba de aptitud. Además, para simular un fallo de la batería durante un eclipse, fueron sometidos los prototipos al nivel de supervivencia de baja temperatura (no funcionando), y les fué exigido actuar sin degeneración alguna cuando las temperaturas fueran elevadas con posterioridad. Todas las unidades del vuelo fueron sometidas a los niveles de prueba de aceptación. Los niveles de variación diaria representan los niveles que se esperan actualmente en órbita durante los períodos de eclipse de primavera y otoño y representan el caso más desfavorable de los niveles orbitales.

3. Descripción de las unidades

3.1 Diplexor de recepción

Las funciones del diplexor de recepción se realizan mediante dos unidades básicas. La primera unidad es un diplexor que separa la banda de recepción total en dos bandas de 225 MHz de anchura; la segunda unidad es un filtro direccional que se compone de cuatro filtros de órdenes de banda estrecha conectados por parejas a híbridos de 90° y 3 dB, como se indica en la figura 5. La red de filtros híbridos de órdenes realiza las siguientes funciones:

- una señal de comunicaciones recibida por la antena antigratoria, se refleja mediante el filtro direccional hacia el terminal de salida;

Tabla 6 – Temperaturas del soporte de la unidad.

Unidad	Niveles prueba de aptitud (°C)	Supervivencia a baja temperatura (°C)	Niveles prueba de aceptación (°C)	Variación diaria (°C)
Diplexor de recepción	- 8 a 32	- 12	- 2 a 22	0 a 15
Amplificador de diodo tunel	- 4 a 37	- 8	1 a 26	4 a 20
Mezclador	- 7 a 32	- 11	- 1 a 24	2 a 17
Oscilador de radiofrecuencia	- 1 a 44	- 7	7 a 39	9 a 27
Tubo de onda progresiva de bajo nivel y fuente de alimentación	- 8 a 49	- 23	- 3 a 37	0 a 31
Acoplador de filtro	- 15 a 50	- 25	- 5 a 38	- 7 a 28
Tubo de onda progresiva de alto nivel	1 a 78	- 20	7 a 56	10 a 47
Diplexor de transmisión	15 a 49	- 7	22 a 43	27 a 38
Decodificador	- 15 a 53	- 22	- 10 a 47	- 7 a 40
Codificador	- 9 a 49	- 24	- 3 a 43	0 a 30

- una señal de comunicación recibida por la antena de órdenes se refleja mediante el filtro direccional hacia la carga terminal;
- una señal de órdenes de la antena omnidireccional se transfiere al terminal de salida;
- una señal de órdenes desde la antena antigiratoria se transfiere al terminal de carga.

El diplexor de recepción está formado por una guía de ondas de aluminio WR-137 con adaptadores del tipo OMS en cada entrada y salida.

### 3.2 Diplexor de comunicaciones

El diplexor de comunicaciones está formado de tres partes: la sección adaptadora de entrada y las dos secciones de filtro paso banda. Cada filtro es un paso banda de 7 polos, rizado de 0,05 dB del tipo de Chebyshev y tiene una anchura de banda de 235 MHz.

### 3.3 Filtro direccional de órdenes

El filtro direccional de órdenes está constituido por filtros de banda estrecha, de híbridos de 3 dB y 90 grados y una guía de ondas doblada en U. El doblado en U permite la interconexión con la sección del filtro de comunicaciones.

Los filtros de órdenes son de banda estrecha y de 4 polos, del tipo de Butterworth, con una anchura de banda de 9 MHz para los 3 dB. La estrechez de la anchura de banda se requiere para impedir la degeneración de las características de las comunicaciones en los bordes contiguos de la banda. La tabla siguiente resume las características eléctricas del diplexor de recepción.

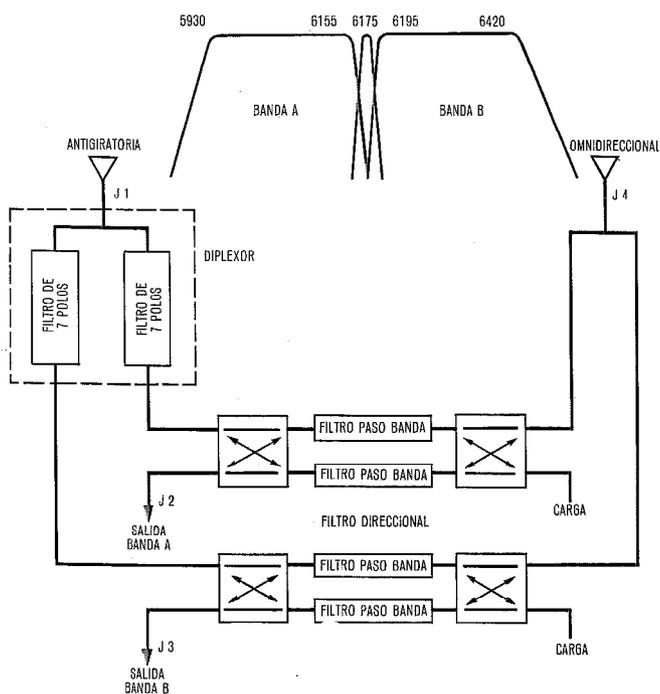


Fig. 5 Esquema de bloques del diplexor receptor. Los números están en MHz.

#### Terminales:

- Entradas, J1 (antena desgiratoria) y J4 (antena de órdenes)
- Salidas, J2 (transceptor I) y J3 (transceptor II)

<b>J1 a J2 (5930 a 6155 MHz)</b>	
Pérdida de inserción máxima en la banda de paso (dB)	1,37
Rizado de la ganancia (dB)	0,45
Máxima pendiente de la ganancia (dB/MHz)	0,033
Eliminación de frecuencias a 5900 MHz (dB)	> 10,0
Eliminación de frecuencias, 6175 ± 2 MHz (dB)	> 25,0
<b>J1 a J3 (6195 a 6420 MHz)</b>	
Pérdida de inserción máxima de la banda de paso (dB)	1,20
Rizado de la ganancia (dB)	0,45
Maxima pendiente de la ganancia (dB/MHz)	0,33
Eliminación de frecuencias a 6450 MHz (dB)	> 8,0
Eliminación de frecuencias, 6175 ± 2 MHz (dB)	> 25,0
<b>J4 a J2 (6175 ± 2 MHz)</b>	
Pérdida de inserción máxima en la banda de paso (dB)	7,5
Eliminación de frecuencias, 5930 - 6155 MHz (dB)	> 30,0
<b>J4 a J3 (6175 ± 2 MHz)</b>	
Pérdida de inserción máxima en la banda de paso (dB)	7,5
Eliminación de frecuencias, 6195 - 6420 MHz (dB)	> 30,0

3.4 Diplexor de transmisión

La figura 6 es un esquema de bloques del diplexor de transmisión. El diplexor se compone de una unión adaptadora de guíasondas, dos filtros paso banda, dos circuladores y un supresor de armónicos (filtros paso alto y paso bajo). Los filtros paso banda están contruídos de guía de ondas de aluminio WR-229.

El supresor de armónicos es terminal de carga de las señales de 7,9 a 8,4 GHz (segundo armónico) presentes en la salida del tubo de onda progresiva y atenúa las señales de 5,9 a 6,5 GHz con 60 dB.

Las tabulaciones siguientes resumen las características eléctricas del filtro de transmisión:

<b>Terminales:</b>	
Entrada, J1 (tubo de onda progresiva)	
J1 o J2 a J3	
Pérdida de inserción máxima (dB)	0,9
Rizado de la ganancia (dB)	0,35
Máxima pendiente de la ganancia (dB/MHz)	0,03
Eliminación de frecuencias a 4225 MHz (dB)	> 8,0

3.5 Filtro de eliminación de banda

El filtro de eliminación de banda se usa solamente en el transceptor 1 para proporcionar la eliminación de 10 dB en el borde lateral inferior de la sección de recepción del transceptor para producir una atenuación total de 20 dB, 30 MHz fuera de la banda como se requirió en la especificación. El filtro eliminador de banda es un Chebyshev de tres secciones con 0,01 dB de rizado, centrado en 5895 MHz. La anchura de la banda eliminada 10 dB es de 15 MHz. El filtro está contruído de invar plateado para estabilidad de la temperatura, y posee un Q sin carga igual a 8350. En el borde de 5930 MHz de la banda de comunicaciones, el filtro eliminador de banda tiene las características siguientes:

Pendiente de la ganancia	0,01 dB por MHz
Rizado de ganancia	0,1 dB
Pérdida de inserción	0,5 dB
Retardo de grupo	
Componente lineal	0,125 ns por MHz
Componente parabólica	0,01 ns por MHz <sup>2</sup>
Peso del filtro	0,317 kg

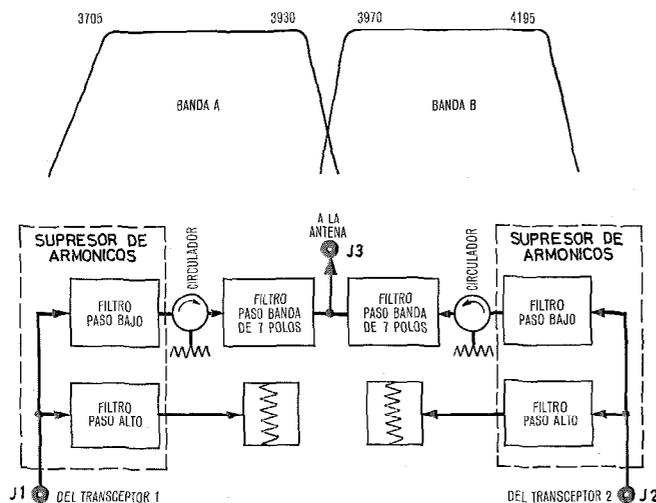


Fig. 6 Diplexor transmisor.

3.6 Amplificador de diodo tunel

El amplificador de diodo tunel aparece en la figura 7 y el esquema de bloques en la figura 8. Los dos amplificadores son similares para tener idénticas características eléctricas en cada una de las bandas de frecuencias próximas. Las especificaciones eléctricas más sobresalientes son las siguientes:

1. Banda de frecuencias  
transceptor 1 5930 a 6155 MHz  
transceptor 2 6195 a 6420 MHz
2. Factor de ruido < 5,3 dB incluyendo una tolerancia de medida de ± 0,14 dB.
3. Ganancia > 31 dB sobre el margen de frecuencias especificado.
4. Estabilidad de la ganancia < ± 0,3 dB en cualquiera de las frecuencias especificadas en todas las condiciones de vida y servicio.
5. Respuesta en frecuencia (rizado) < 0,6 dB pico a pico en el margen de temperaturas entre 1,5 °C y 21 °C.
6. Relación de onda estacionaria 1,25:1 con un generador de 50 ohmios.
7. Estabilidad Estabilidad absoluta en todas las condiciones de relación de ondas estacionarias de entrada y salida.
8. Distorsión de intermodulación (tercer orden) Producto de intermodulación de tercer orden > 35 dB del nivel de señal de salida de dos señales separadas 5 MHz en la banda de funcionamiento, cada una con una salida a menos 30 dBm.
9. Sobrecarga Ninguna degeneración cuando está sujeto a + 5 dBm onda continua a cualquier frecuencia entre 1 y 10 GHz.
10. Drenaje de fuerza 21 mA a 10 ± 0,1 voltios.

El amplificador es un diseño a dos etapas con 16 dB por etapa, empleando un circulator de tres uniones con cinco puertas independientes.

En el módulo amplificador se utilizan diodos tunel seleccionados de germanio de alta frecuencia de corte y

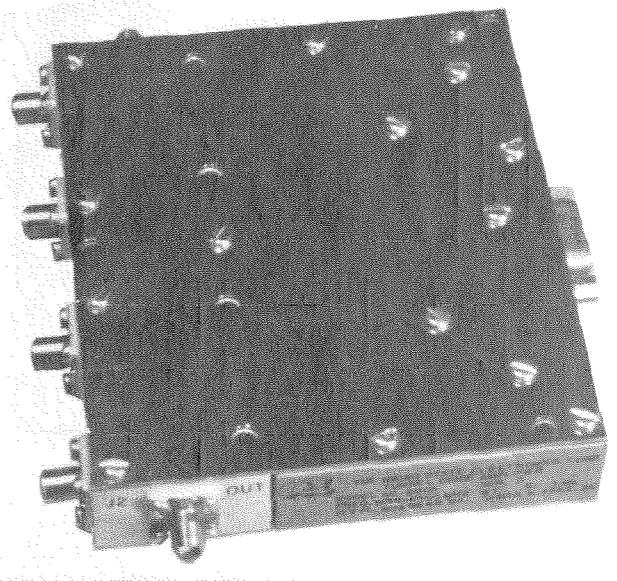


Fig. 7 Amplificador de diodo tunel.

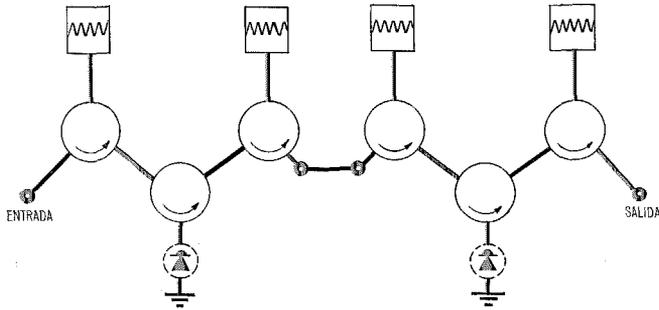


Fig. 8 Esquema de bloques del amplificador de diodo tunel.

bajo nivel de ruidos, y el circulator de ferrita está especificado y construido para tener la mínima pérdida por unión.

Los diodos tunel de las dos etapas están polarizados en los puntos opuestos del punto de mínima resistencia negativa, haciendo que la ganancia total sea mucho menos sensible a los cambios de la entrada y de la tensión zener. Las polarizaciones individuales de los diodos tunel se compensan, mediante "sensistores" en la red de polarización, de las variaciones de la ganancia con la temperatura.

La estabilidad dentro de la banda está conseguida mediante el adecuado aislamiento proporcionado por los circutores de ferrita. Este aislamiento excede a la ganancia, como mínimo, en 25 dB. La estabilidad fuera de la banda está asegurada mediante cargas resistivas incorporadas en el módulo del diodo tunel para reducir, fuera de la banda de funcionamiento, la ganancia de reflexión a menos de 0 dB sobre un margen tan grande como sea posible.

Dos amplificadores de diodo tunel se incorporan a cada transceptor para mejorar la fiabilidad del subsistema CTC completo. Uno cualquiera de los amplificadores de diodo tunel puede ponerse en funcionamiento mediante las señales de órdenes de tierra que controla un circulator de conmutación a la entrada de los amplificadores. Las salidas de los mismos simplemente se suman al mismo tiempo sobre una híbrida (véase Fig. 1).

### 3.7 Mezclador

En la figura 9 aparece el esquema de bloques del mezclador. El mezclador se compone de un circulator de 4 terminales, una estructura a diodo y filtros que proporcionan la eliminación necesaria de frecuencias espúreas. Este mezclador utiliza un diodo de contacto de punta que funciona como un dispositivo de reflexión. La señal de entrada, a 6 GHz, penetra por el terminal 1 del circulator e incide sobre el diodo que está conectado en

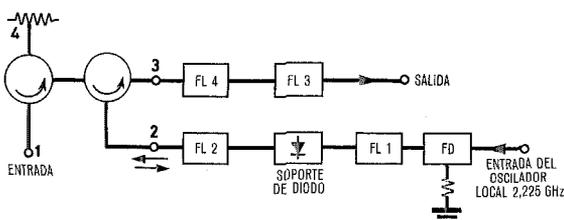


Fig. 9 Mezclador.

paralelo con la línea coaxial del soporte del diodo. La señal del oscilador local, de 2,225 GHz, se acopla al diodo a través del filtro direccional, DF, y un filtro paso bajo, FL1. El coeficiente de reflexión efectivo visto por la entrada de 6 GHz se modula con el oscilador local que proporciona dos bandas laterales, de 4 y 8 GHz, que son reflejados por el diodo. Esta energía reflejada penetra por el terminal 2 del circulator y aparece en el terminal 3. El filtro paso banda de salida, FL4, proporciona la discriminación de frecuencia necesaria de suerte que solamente la banda lateral inferior de los 4 GHz aparece a la salida del mezclador. Para disponer adicionalmente de la eliminación del segundo armónico del oscilador local, se utiliza el filtro eliminador de banda, FL3. El filtro eliminador de banda, FL2, impide que la energía del oscilador local penetre en el circulator y además facilite el acoplamiento entre el oscilador local y el diodo. El filtro direccional se sintoniza a la frecuencia del oscilador. Este filtro proporciona una terminación resistiva para el filtro paso bajo a las distintas frecuencias de banda lateral generadas por el diodo. La anchura total de banda requerida de 490 MHz se divide en dos bandas: transceptor 1 (banda A), frecuencias de entrada de 5,930 a 6,155 GHz; y transceptor 2 (banda B), frecuencias de entrada de 6,195 a 6,420 GHz. Los mezcladores de los transceptores 1 y 2 son unidades similares con la sola excepción del filtro paso banda de salida. Todos los filtros, junto con el soporte del diodo, son partes integrantes del mezclador sin interconexiones desmontables. En la figura 10, se ve una fotografía del mezclador. La figura 11 muestra las curvas de respuesta en frecuencia para distintos niveles de potencia del oscilador local.

### 3.8 Oscilador de radiofrecuencia y generador de orientación

El oscilador de radiofrecuencia se compone de la cadena del oscilador local, la cadena del oscilador de orientación y un regulador de tensión. En la figura 12 se ve el esquema de bloques y en la tabla 7 las características eléctricas.

La cadena del oscilador local se compone de tres etapas transistorizadas, un multiplicador de factor 13, y un filtro de salida. El oscilador estabilizado a cristal es un circuito Colpitts que utiliza un transistor 2N918 en montaje con base común y un cristal de séptimo armónico resonante serie de 85 MHz. La salida del oscilador acciona un amplificador separador de clase A, tipo de emisor común, que cumple el doble objetivo de reducir la carga del oscilador para incrementar su estabilidad, y suministrar la suficiente excitación al doblador para asegurar un buen funcionamiento. La salida, de 85 MHz,

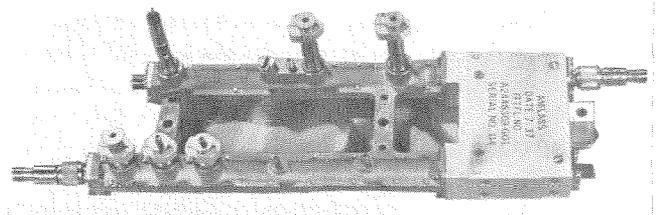


Fig. 10 Mezclador.

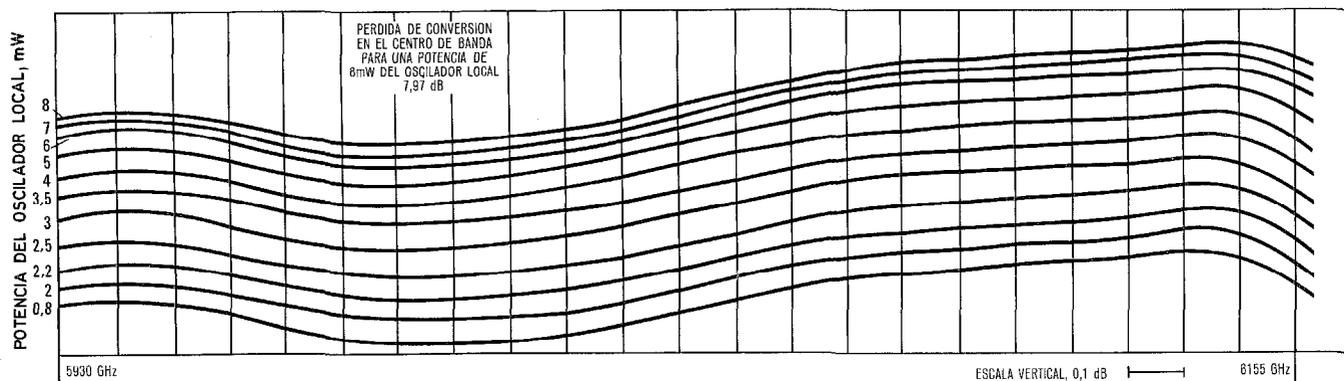


Fig. 11 Respuesta en frecuencia del mezclador de la banda A.

Tabla 7 - Características eléctricas del oscilador de radiofrecuencia.

Entrada de potencia	2 vatios
Entrada de telemetría al modulador de orientación:	
Nivel nominal	0,475 V eficaces
Impedancia	5 a 10 kilohmios
Frecuencia	de 14 kHz a 52,5 kHz
Salida del oscilador local:	
Frecuencia nominal	2225 MHz
Nivel nominal	8 dBm
Limite de las salidas espúreas:	
2225 ± 250 MHz	- 60 dBm
1480 a 1970 MHz	- 90 dBm
3705 a 4195 MHz	- 90 dBm
3945 a 3955 MHz	-100 dBm
Las restantes frecuencias	- 60 dBm
Impedancia característica	50 ohmios (relación de onda estacionaria 1,5 : 1)
Salida de señal de orientación:	
Frecuencia	3933 a 3967 MHz
Nivel	0 dBm ± 2 dB
Límites de las salidas espúreas:	
3705 a 3930 MHz	- 55 dBm
3970 a 4195 MHz	- 55 dBm
Las restantes frecuencias	- 50 dBm
Modulación	Modulación de fase máxima de 1,9 radianes
Impedancia característica	50 ohmios
Estabilidad de frecuencia:	
Estabilidad para largos periodos de tiempo	± 1 parte en 10 <sup>5</sup>
Estabilidad para pequeños periodos de tiempo	± 3 partes en 10 <sup>7</sup>
Estabilidad de temperatura	± 1 parte en 10 <sup>5</sup>

del amplificador separador acciona un amplificador doblador en clase C de emisor común. La señal de salida de 2225 MHz se filtra y se entrega luego al subsistema del filtro mezclador.

La cadena del oscilador de orientación es independiente de la del oscilador local y se compone de un oscilador estabilizado por cristal, amplificador separador, modulador de fase, doblador, red adaptadora, multiplicador de factor 24 y filtro paso banda.

El oscilador estabilizado a cristal es idéntico al usado en el oscilador local con el cristal seleccionado para la frecuencia de salida de orientación deseada. La salida

de 31 MHz entra al amplificador separador que acciona el modulador de fase y el doblador. El amplificador separador, una etapa en clase A de emisor común, limita la carga sobre el oscilador a la vez que amplifica la señal. La señal es entonces modulada en fase con la información de telemetría mediante un diodo varactor y alimenta al doblador. El doblador es una etapa en clase C, similar a la usada en el oscilador local. La salida de 162 MHz, acciona después, a través de una red de adaptación, un multiplicador de factor 24. El multiplicador emplea un diodo de acumulación de cargas y la frecuencia resultante de 3900 MHz se filtra y entrega al transmisor. La salida nominal de la cadena del oscilador de orientación es de 1 mW.

### 3.9 Amplificador de tubo de onda progresiva

La unidad se compone de un tubo de onda progresiva de alto y bajo nivel y una fuente de alimentación común estabilizada. En la figura 13 aparece una fotografía actual de la unidad.

### 3.10 Tubos de onda progresiva

Los tubos de onda progresiva de alto y bajo nivel aeroespaciales fabricados para el Intelsat III se componen de 4 tubos de alta fiabilidad, eficaces, pequeños, de poco peso y resistentes. Los dos tubos de alto nivel (235 HA y 235 HB, A y B indican respectivamente bandas de fre-

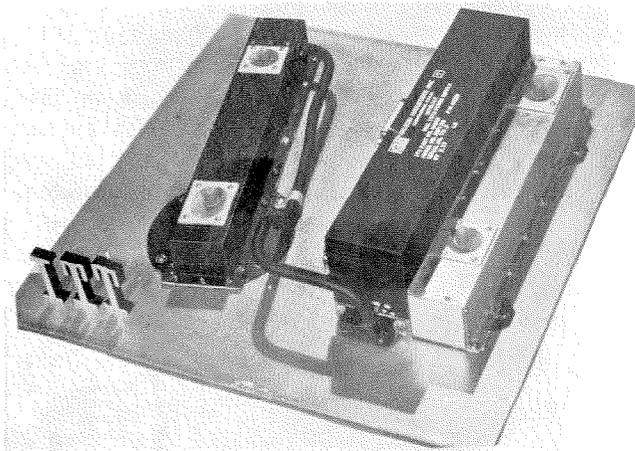


Fig. 13 Amplificador de onda progresiva.

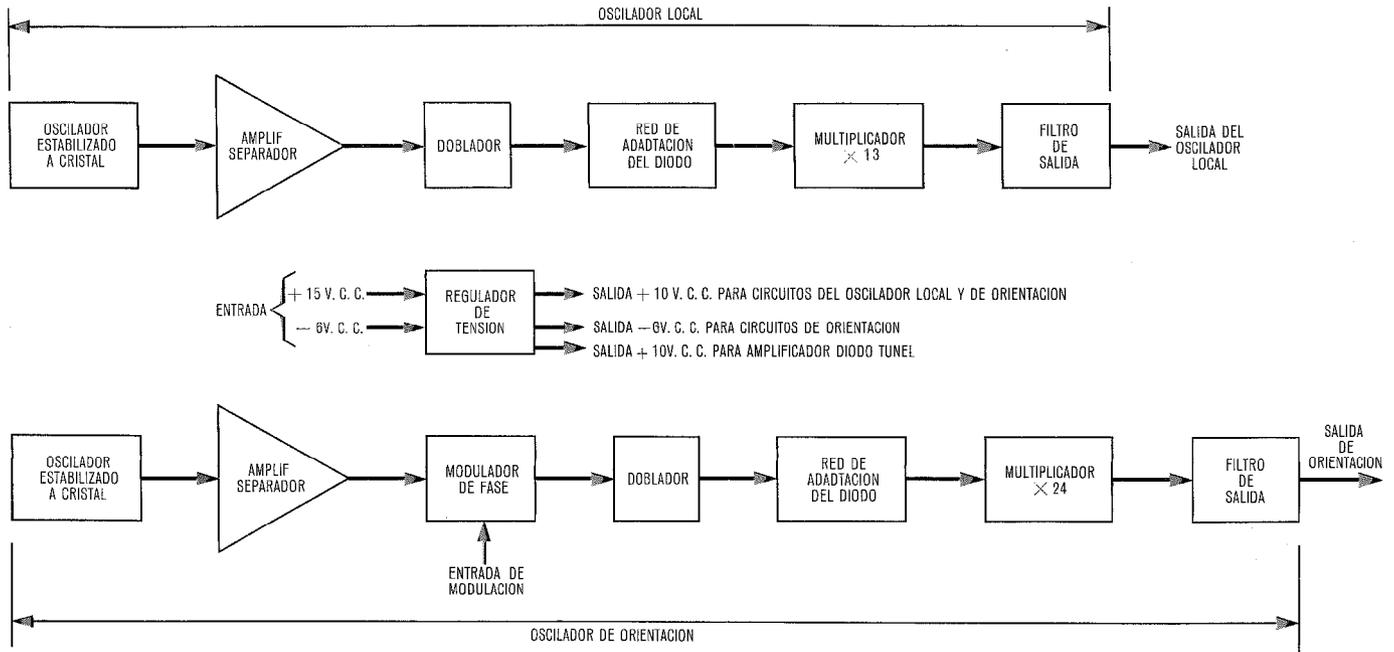


Fig. 12 Diagramas de bloques del oscilador y del generador de orientación.

cuencias superior e inferior) producen una salida mínima de potencia de 11,7 vatios cada uno, y difieren solamente en la frecuencia. Cada uno de los tubos de bajo nivel (233 HA y 233 HB) son capaces de dar una salida saturada mínima de 100 mW para accionar un tubo de alto nivel. La tabla 8 resume las características de los tubos de onda progresiva.

La tabla indica que el tubo de alto nivel está lo suficientemente por debajo de los niveles máximos especificados para el factor de ruido, conversión de modulación de amplitud a fase y sensibilidad de amplitud. La variación de la ganancia con pequeñas señales en función de la frecuencia ha sido mucho mejor que el valor indi-

cado de  $\pm 0,25$  dB en algunos de los tubos, verificándose lo mismo para la pendiente de la ganancia. El convertidor de filamentos transforma la alimentación continua de 20 voltios del regulador de pequeña potencia a una alimentación aislada de filamentos para los tubos de alto y bajo nivel. El convertidor de filamentos suministra también las señales de sincronismo para los reguladores y proporciona la energía para los restantes convertidores.

### 3.11 Fuente de alimentación

Como se señala en el esquema funcional de bloques de la figura 14, la fuente de alimentación incluye un

Tabla 8 - Características funcionales de los tubos de onda progresiva.

Características funcionales	235 H		233 H	
	Especificación de nivel	Nivel típico	Especificación de nivel	Nivel típico
Salida de potencia de radiofrecuencia - vatios (mínima)	11,7	12,3	0,1	0,11
Variación de la ganancia con gran señal - dB	+0,35 - 0,00	$\pm 0,1$	sin datos	sin datos
Variación de la ganancia con pequeña señal - dB	$\pm 0,35$	$\pm 0,2$	$\pm 0,15$	$\pm 0,25$
Pendiente de la ganancia (máxima) - dB/MHz	0,01	0,008	0,01	0,008
Ganancia a pequeña señal - dB	46 (mín)	49	51,5-54,5	52,5
Relación de onda estacionaria de funcionamiento en la entrada (máxima)	1,50:1	1,15:1	1,4:1	1,32:1
Relación de onda estacionaria de funcionamiento a la salida (máxima)	1,60:1	1,56:1	1,5:1	1,36:1
Factor de ruido (máximo) - dB	33	23	21	19,5
Conversión de modulación de amplitud-modulación de fase (máxima) - grados/dB	5	3,4	sin datos	sin datos
Sensibilidad de amplitud (máxima) - vatios/voltios	$\pm 0,06$	$\pm 0,02$	sin datos	sin datos
Distorsión de intermodulación (mínima) - dB	10,2 (saturación)	11,0	26 (20 dB por debajo)	> 35
Potencia de entrada (máxima) - vatios	37,6	37,0	1,7	1,62
Peso (máximo) - gramos	510	472	368	362

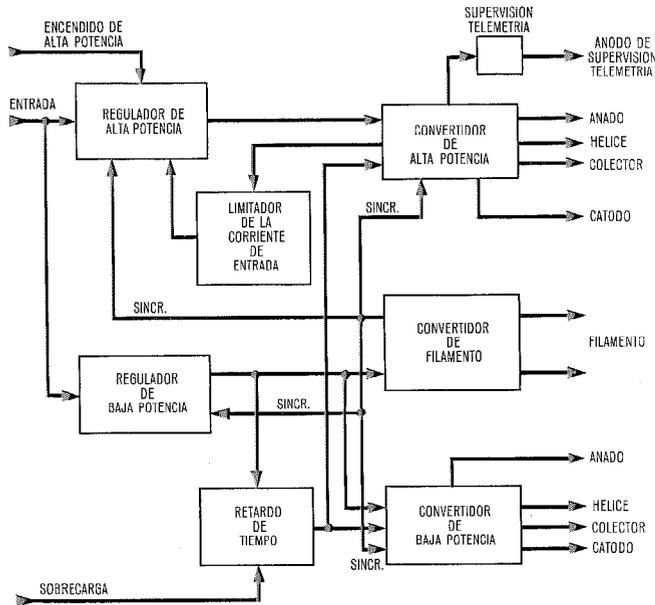


Fig. 14 Diagramas de bloques de la fuente de alimentación.

regulador de pequeña y otro de gran potencia, un convertidor de alta y otro de baja potencia, un convertidor de filamentos, circuito de retardo de tiempo, circuito de supervisión de la telemetría y circuito limitador de la corriente de entrada. La fuente de alimentación es la unidad central indicada en la figura 13. El regulador de alta potencia proporciona una alimentación de corriente continua regulada de 25 voltios con una entrada también de corriente continua entre 22 y 31 voltios para accionar el tubo de alto nivel. Este voltaje se puede regular para cambios en la tensión de entrada y en la temperatura. El rendimiento total del regulador es del 95 por ciento con una entrada de 31 voltios. El regulador de pequeña potencia proporciona alimentación de corriente continua regulada de 20 voltios para accionar los tubos de bajo nivel y alimentar el convertidor de filamento.

El convertidor de gran potencia transforma la tensión de 20 voltios de la vía regulada a las tensiones continuas necesarias para el ánodo, hélice, colector y cátodo del

tubo de alto nivel. El convertidor de pequeña potencia proporciona la alimentación para los electrodos del tubo de bajo nivel. Las tensiones de alta y baja potencia se regulan mediante un regulador de anchura de pulso de alto rendimiento.

El convertidor de filamento transforma la alimentación de continua de 20 voltios del regulador de pequeña potencia para la alimentación aislada de filamentos de los tubos de alto y bajo nivel. El convertidor de filamento también suministra las señales de sincronismo para los reguladores y para los otros convertidores.

El retardo de tiempo proporciona una señal de encendido con un retardo de 50 segundos a los convertidores de gran y pequeña potencia. Al aplicar la alimentación de entrada a la unidad, el regulador de pequeña potencia y los convertidores de filamento se activan inmediatamente. Hasta que no han transcurrido los 90 segundos no se aplica ninguna alimentación a los convertidores de gran y pequeña potencia.

El circuito limitador de la corriente de entrada controla el encendido del tubo de gran potencia para minimizar el efecto del encendido sobre la línea de alimentación. Evita el problema de la "falsa estabilización" de la pila solar. La falsa estabilización es una condición en la que las características de inter-relación entre la fuente de alimentación y de la pila solar durante el encendido, permiten que la salida de ésta se estabilice a una tensión inferior, de 15 voltios aproximadamente, en lugar de los 20 voltios requeridos.

Un único punto de supervisión de telemetría se ha preparado para supervisar la tensión de ánodo de alto nivel.

### 3.12 Filtro acoplador

El filtro acoplador es un circuito de microondas de 7 terminales diseñado para realizar las funciones y características que se indican en la figura 15.

El filtro acoplador se utiliza entre los tubos de onda progresiva de alto y bajo nivel. Limita la anchura de banda de ruido del sistema a 480 MHz, proporciona un punto de inserción desacoplado para la señal de orientación; muestrea y detecta una señal de órdenes a pro-

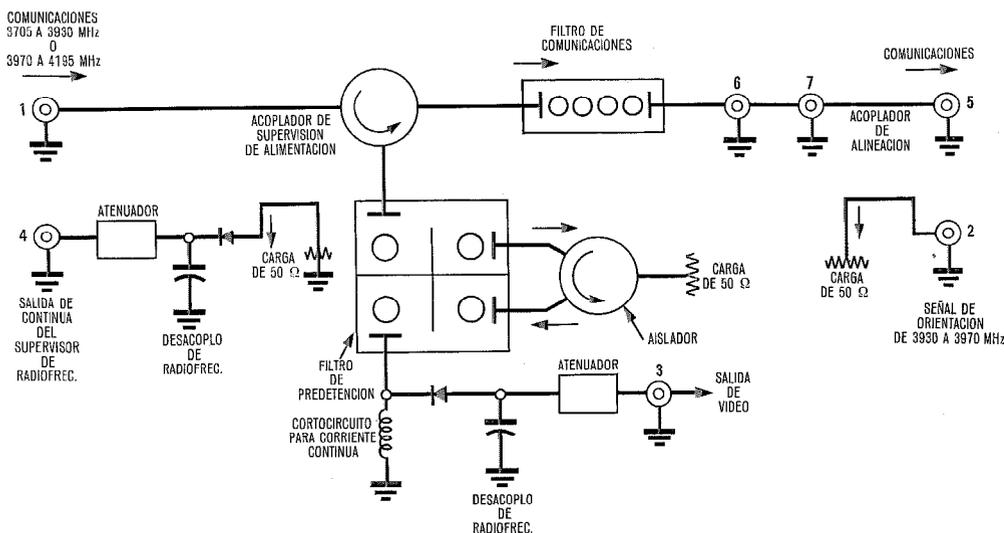


Fig. 15 Esquema de funcionamiento del filtro acoplador.

cesar mediante el decodificador de órdenes y elimina la señal de órdenes del canal de radiofrecuencia antes de la inserción de la señal de orientación. El filtro acoplador está compuesto de un filtro de video, un filtro de comunicaciones y una unidad de línea de bandas paralelas que incorpora dos circuladores y dos acopladores direccionales y líneas de transmisión de interconexión. Los dos modelos, A y B, difieren solamente en la frecuencia del filtro paso banda de comunicaciones. En la tabla 9 aparece un resumen de las características eléctricas del filtro acoplador.

El paso de transmisión principal está entre las puertas 1 y 5 (véase Fig. 15). Una señal de comunicación en una cualquiera de las bandas, 3705 a 3930 ó 3970 a 4195 MHz, entra por el terminal 1 y sale por la puerta 5 con la mínima pérdida de inserción. Además, la señal de órde-

**Tabla 9 - Resumen de las características eléctricas del filtro acoplador.**

	Parámetro	Límite de la especificación	Medida típica
Terminal 1 a 5	Margen de frecuencias	3705 - 3930 MHz o 3970 - 4195 MHz	—
	Pérdida de inserción en la banda de paso	2,4 dB	2,3 dB
	Variación de la pérdida de inserción sobre el margen de frecuencias	0,3 dB	0,3 dB
	Pendiente en función de la frecuencia de la pérdida de inserción	$\pm 0,005$ dB/MHz	0,004 dB/MHz
	Retardo de grupo (lineal)	0,15 ns/MHz $\pm 0,025$ ns/MHz	0,16 ns/MHz
	Anchura de banda a 3 dB	480 MHz	471,8 MHz
	Factor de forma (anchura de banda a 30 dB/anchura de banda a 3 dB)	2,8:1	2,04:1
	Relación de onda estacionaria Terminal 1	1,5:1 máxima	1,15:1
Relación de onda estacionaria Terminal 5	1,5:1 máxima	1,35:1	
Terminal 1 a 3	Frecuencia	3950 MHz	—
	Potencia de portadora - mínima	-34 dBm	—
	Anchura de banda de órdenes (3 dB)	3,7 MHz (máxima)	2,6 MHz
	Respuesta de video	Rizado inferior a 1 dB sobre el margen de frecuencia de 5 a 100 kHz para una portadora modulada en amplitud el 100 por ciento. (La respuesta no variará más allá de estos límites para niveles de portadora de -1 a -34 dBm en el terminal 1)	0,4 dB

nes penetra por el terminal 1; el filtro acoplador proporciona como mínimo 20 dB de eliminación a la señal de órdenes en el terminal 5. La señal de órdenes se encamina a un detector de video, cuya salida aparece en el terminal 3. Un acoplador supervisor de potencia entrega una salida de corriente continua en el terminal 4 que es proporcional a la potencia de radiofrecuencia que entra por el terminal 1. Finalmente, se introduce una señal de orientación en el terminal 2 a través de un acoplador direccional, de manera que la señal de orientación que emerja por el terminal 5 esté 10 dB por debajo de la que entra por el terminal 2. El acoplamiento direccional proporciona también un aislamiento considerable de la señal de orientación en los terminales 1 y 3. Para aumentar la atenuación de la señal de orientación que llega al terminal 3, se utiliza un filtrado adicional.

La exposición que se hace a continuación es válida para uno cualquiera de los transeceptores de comunicaciones, transeceptor 1 (Banda A), 3705 a 3930 MHz, o transeceptor 2 (Banda B), 3970 a 4195 MHz. En cualquiera de los dos casos, el filtro acoplador pasa la banda de comunicaciones con una máxima pérdida de 2,4 dB entre los terminales 1 y 5. Debe admitirse que el acoplamiento inyector de la orientación en el terminal 2, que tienen un acoplamiento de 10 dB, no acoplará solamente una señal de orientación al terminal 5, sino que extraerá y disipará una parte de la señal de la banda de comunicaciones que entre por el terminal 1. Esta pérdida, correspondiente a un acoplamiento de 10 dB, es aproximadamente igual a 0,4 dB. El acoplamiento de supervisión de alimentación del terminal 4, con un acoplamiento preestablecido de 17 dB, sacará 0,1 dB suplementario de la señal entrante por el terminal 1. Esto permite atribuir una pérdida de 1,9 dB aproximadamente a los restantes componentes entre los terminales 1 y 5.

Las características de funcionamiento entre los terminales 1 y 5 son:

Relación entre las anchuras de banda entre 30dB y 3 dB	Máxima: 2,8:1
Anchura de banda a 3 dB	480 MHz
Anchura de banda eliminada a 20 dB	$3950 \pm 0,5$ MHz

Para conseguir este funcionamiento, es necesario utilizar un filtro paso banda intercalado en el canal de comunicaciones, en cascada con un circulador para excluir la señal de órdenes. La primera vía de transmisión del circulador permite la extracción de la señal de órdenes por el terminal 3 mientras que el filtro de órdenes refleja la banda de comunicaciones, de manera que en este paso se pierda poca potencia. Considerando lo precedente, es evidente que el filtro paso banda debe tener una pérdida de inserción menor que 0,9 dB en la banda de paso. Además la especificación requiere que la pérdida de inserción colectiva se iguale a 0,3 dB.

Los elementos del circuito de línea de bandas paralelas se forman quitando selectivamente el cobre de una de las caras de una placa de óxido de polifenileno recubierta de cobre, material que combina excelentes propiedades eléctricas con una temperatura de termodistorción desusadamente alta. Un par de tarjetas se sujetan entre un par de placas de aluminio, que también

<b>Características físicas.</b>	
Dimensiones	73 × 108 × 153 mm
Peso	603 gramos
<b>Características eléctricas</b>	
Entrada de potencia	0,9 vatios
Frecuencias subportadoras	14,5 kHz, 22 kHz y 52,5 kHz
Nivel de entrada analógica	0 a 5 voltios continuos
Impedancia de entrada	En muestreo: 200 kilohmios Sin muestreo: 75 kilohmios
Nivel de entrada de tiempo real	Corriente continua de 0 a 5 voltios y ± 2,5 voltios
Impedancia de entrada en tiempo real	50 kilohmios
Nivel de salida (múltiplex)	0,475 milivoltios eficaces
Impedancia de salida (múltiplex)	200 ohmios
<b>Características de funcionamiento</b>	
Datos analógicos de la astronave	25 canales
Reconocimiento de órdenes	7 canales (superconmutados 4 veces)
Dirección del satélite	6 canales
Sincronización y calibrado del cuadro	4 canales
Velocidad del cuadro	1 por minuto
Entradas en tiempo real	2 impulsos de los sensores de tierra 1 impulsos del sensor solar 1 impulso de órdenes a ejecutar 1 impulso de referencia artificial

sirven como bastidor estructural para otras partes del conjunto.

El filtro de comunicaciones es un dispositivo de 4 elementos. Los resonadores de la banda de paso son cilindros de aluminio soldados fuertemente a un recinto mecanizado que se atornilla a la placa de montaje de la línea de bandas paralelas.

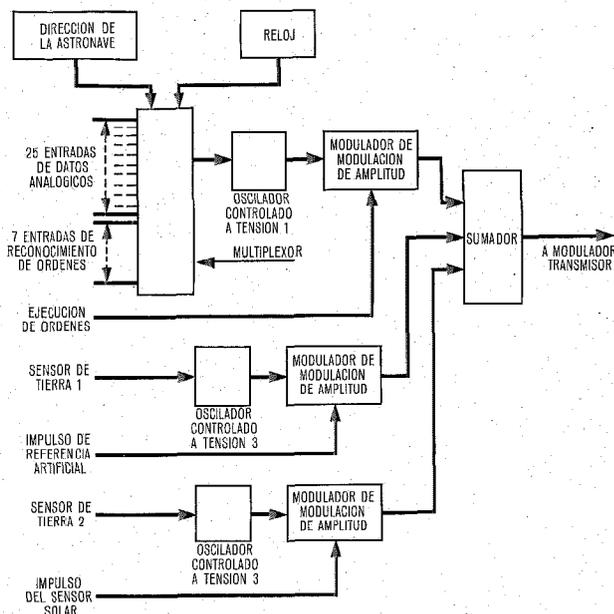


Fig. 16 Esquema simplificado de bloques del codificador telemétrico.

El filtro de video se sintoniza agudamente; para mantener la respuesta dentro del margen de temperaturas de funcionamiento, la expansión térmica se controla mediante la utilización de invar para los resonadores (que son similares a los resonadores del filtro de comunicaciones) y para las paredes del alojamiento del filtro. Las distintas piezas están soldadas fuertemente hasta formar un conjunto.

Las especificaciones del filtro acoplador dan un peso máximo de 0,407 kg. Las unidades fabricadas hasta la fecha no exceden de 0,386 kg.

### 3.13 Codificador de telemetría

El codificador de telemetría codificará mediante una señal de impulsos modulados en amplitud/modulación de amplitud/modulados en frecuencia (PAM/AM/FM) múltiplex por división en el tiempo, las cuatro clases de datos siguientes:

- estado del equipo de la astronave,
- reconocimiento de órdenes,
- identificación del satélite,
- información en tiempo real de:
  - impulsos del sensor del sol
  - impulso del sensor 1 de tierra
  - impulso del sensor 2 de tierra
  - impulso de referencia de la antena
  - orden de ejecución.

En la figura 16 se da un esquema de bloques, así como unas breves explicaciones. Una fotografía de la unidad aparece en la figura 17.

El codificador de telemetría se compone de un conmutador que permite el muestreo secuencial de los datos analógicos de la entrada, produciéndose de esta forma el tren de los impulsos modulados en amplitud (PAM). Este tren acciona un oscilador controlado por tensión para producir una señal de impulsos modulados en amplitud/modulados en frecuencia (PAM/FM). Además, se ha dispuesto el procesamiento de cinco señales de tiempo real para la transmisión. Estas cinco señales de tiempo real se procesan mediante una combinación de modulaciones de amplitud y frecuencia de tres oscila-

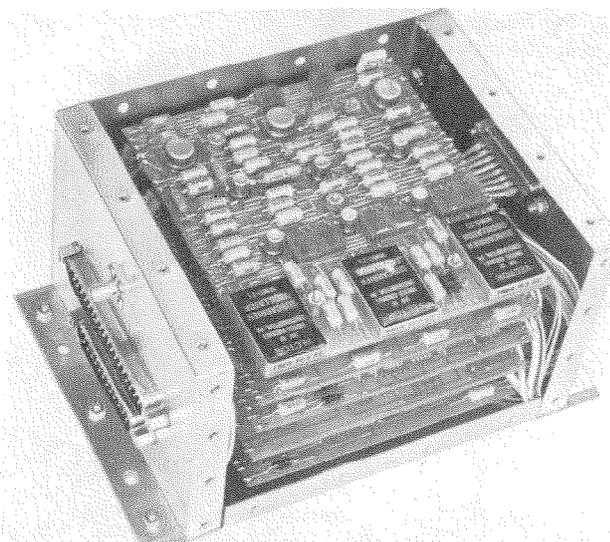


Fig. 17 Codificador telemétrico.

dores controlados por tensión, uno de los cuales es el de PAM/FM. Las señales anteriores son sumadas y presentadas a la salida entre 0,143 y 0,283 voltios eficaces. Para alcanzar un alto grado de fiabilidad, se utilizan dos codificadores para telemedir los mismos datos muestreados por medio de dos frecuencias de enlace independientes y descendentes.

3.14 Forma de la disposición de datos PAM

La descomposición de los datos analógicos que van a ser telemedidos es la siguiente:

- veinticinco canales para datos de servicio,
- seis canales para direcciones binarias,
- siete canales de reconocimiento de órdenes superconmutados 4 veces,
- dos canales de calibración,
- dos canales de sincronización del cuadro.

El número total de canales por cuadros de 1 minuto es de 63. Con un ciclo de trabajo del 50 por ciento, la longitud de muestreo del dato es de 476 milisegundos. Acúdase a la figura 18 para ver el formato exacto de esta disposición. Las señales de sincronización del cuadro y calibrado son las normalizadas según IRIG 106-60 (Inter-Range Instrumentation Group). La calibración de cero de la escala de datos es el 12 por ciento aproximadamente de la amplitud total del nivel PAM. Los datos de reconocimiento de órdenes que aparecen cuatro veces en el cuadro, son tres niveles discretos de información que incluyen la identidad del decodificador que está siendo reconocido.

3.15 Formato de los datos de tiempo real

Los datos de tiempo real que van a telemedirse, son los siguientes:

- impulsos de los sensores de tierra,
- impulso del sensor solar,
- impulso de referencia artificial,

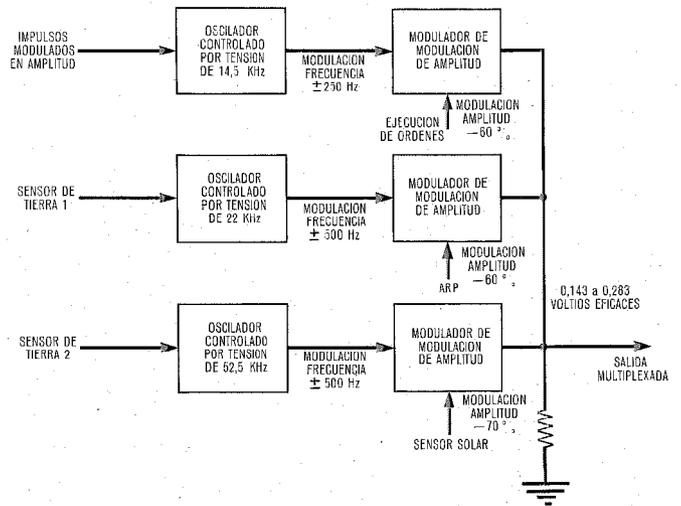


Fig. 19 Método de modulación del codificador telemétrico.

- señal de reconocimiento de órdenes del tipo 1 A, 1 B y órdenes de ejecución II.

Para acomodar las cinco entradas anteriores se requieren tres osciladores controlados por tensión. La configuración de todas las señales de entrada para los osciladores controlados a tensión es la indicada en la figura 19.

3.16 Descripción de la unidad

El conmutador contiene un reloj, un contador de ondulaciones, una matriz lógica, puertas de muestreo y puertas 0 de salida. Los osciladores controlados por tensión son unidades microelectrónicas autónomas. Los seguidores de emisor y amplificadores operacionales se utilizan para acoplamiento de impedancias y ganancia.

El reloj que proporciona la cuenta básica es un multivibrador estable construido con componentes discretos, tales como una pareja de transistores 2N2484 con un

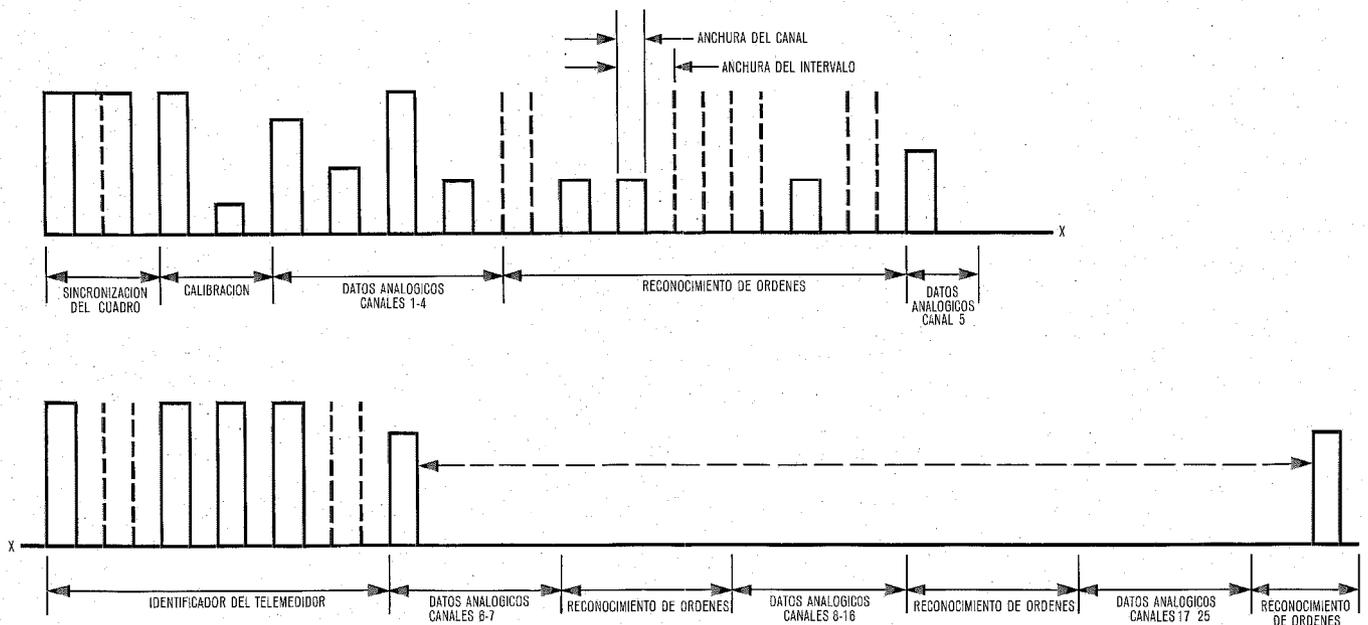


Fig. 18 Formato del cuadro de los impulsos modulados en amplitud del codificador telemétrico.

funcionamiento a 2,1 Hz. El contador de ondulaciones es un contador binario de siete etapas.

Los dos codificadores de telemetría redundantes muestrean cada fragmento de datos en sincronización, mediante la sincronización de los relojes y de las señales de reposición de los otros dos contadores. Una unidad actúa como maestra y la otra como subordinada. En caso de fallo de un contador cualquiera de las dos unidades, el otro continúa trabajando. La impedancia nominal de entrada del canal de datos es de 100 kilohmios durante el intervalo de no muestreo. Si el contador se para en una cualquiera de las dos unidades, el factor de escala del tren de datos cambiará para todos los canales excepto el de aquél en cuya unidad se haya parado. Las señales fijas de calibración de referencia generadas internamente, están interconectadas de manera que durante los intervalos de muestreo de referencia, cada señal se carga mediante dos puertas, una por cada codificador. Por esta razón, en el caso de fallo de un contador, el factor de escala de las señales de referencia cambiará la misma cantidad que la de los canales de datos. Si un contador fallase durante el intervalo de muestreo de referencia, el nivel adecuado podrá ser fácilmente extrapolado.

Se han dispuesto los medios para la observación seleccionada individual de los canales de datos de uno cualquiera de los codificadores de telemetría mientras está conectado al otro equipo y montado en el satélite. El reloj puede pararse mediante un cortocircuito en un punto de prueba, y el contador se repone mediante la

introducción de una señal en otro punto de prueba. Un impulso controlado manualmente se introduce en un tercer terminal para mover gradualmente el contador hasta que se obtenga el canal deseado. Mientras se desea, el codificador retendrá este canal seleccionado.

---

**Arthur J. Grey** se incorporó a ITT hace aproximadamente 18 años, después de su graduación por la New York University. Sus primeras experiencias incluyeron la transmisión por microondas, técnicas de impulsos, y transceptores seguidores de frecuencia. Supervisó un pequeño grupo de trabajo que desarrolló realizabilidad de modelos para la localización segura a distancia y la telemetría de órdenes que posteriormente llegaron a formar parte de los equipos de reconocimiento de móviles AN/USO-5 y MQM-58A. Durante los últimos programas, Mr. Grey, fué el director de ingeniería del sistema de localización segura a distancia y del equipo de comunicaciones y adquirió una experiencia considerable en los campos poco experimentados de los pseudo-ruídos y de la variación escalonada de la frecuencia.

A continuación de un nombramiento especial de un año de duración como consejero especial del staff del Presidente de la División de Métodos de comunicaciones espaciales, Mr. Grey pasó a director del proyecto de fabricación del programa del Intelsat III, que finalizó con la entrega de los modelos de vuelo y repuesto de los subsistemas de comunicaciones, teledatada y órdenes para los satélites de comunicaciones sincrónicos COMSAT de la tercera generación.

Mr. Grey es actualmente el director del grupo de ingeniería de sistemas cuya responsabilidad es el análisis de sistemas, integración y prueba de todos los programas de cohetes para esta división de ITT.

# Mezclador de banda ancha\*

Z. BILYK

ITT Defense Communications Division, Nutley, New Jersey, USA

## 1. Introducción

El mezclador utilizado en el satélite de comunicaciones Intelsat III consiste en un circulator de cuatro puertas, un montaje a diodo y 5 filtros que proporcionan la eliminación necesaria de las frecuencias espúreas. El mezclador utiliza un diodo de silicio de punta de contacto que opera como un dispositivo de reflexión. En la figura 1 se muestra el diagrama de bloques del mezclador. La señal de entrada (nominal de 6 GHz) se aplica a la puerta 1 del circulator e incide sobre el diodo que está en derivación con la línea coaxial en el montaje a diodo.

La salida del oscilador local, aplicada a través de un filtro paso bajo, modula la señal de entrada y da lugar a que se reflejen dos bandas laterales (nominales de 4 y 8 GHz) desde el diodo. La potencia reflejada entra por la puerta 2 del circulator y emerge por la puerta 3. La banda lateral inferior (nominal de 4 GHz) se lleva a la salida a través de un filtro paso banda. El filtro supresor de banda evita que la potencia del oscilador local entre al circulator y permite también el acoplamiento del oscilador local al diodo. El filtro paso bajo se comporta como un circuito abierto a las frecuencias de 6 y 4 GHz. El filtro paso banda elimina la frecuencia fundamental y armónicos del oscilador local, así como también la fuga de señal de 6 GHz que aparece en la puerta 3 del circulator.

El diodo de punta de contacto del mezclador es excitado por una señal del oscilador local y está polarizado en sentido directo mediante una fuente de alimentación

\* Este artículo se basa en los trabajos desarrollados bajo el patrocinio de International Telecommunications Satellite Consortium (INTELSAT). Las opiniones expresadas son las de sus autores y pueden no coincidir con las de INTELSAT.

de 10 voltios, a través de las resistencias R1 y R2. La polarización al diodo se aplica a través de una bobina choque de radiofrecuencia y los filtros FL1 y FL2.

En la figura 2 se muestra una fotografía del mezclador y las tablas 1 y 2 dan las características técnicas.

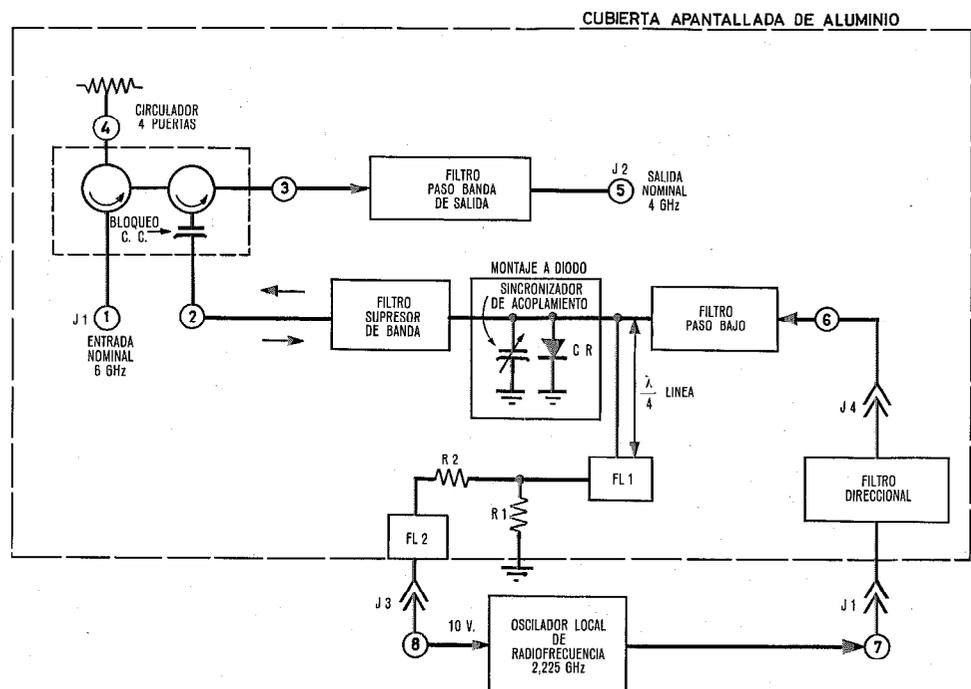
## 2. Características

### 2.1 Eliminación del rizado de la ganancia

El oscilador local de radiofrecuencia (Fig. 1) suministra una señal de 2,225 GHz al mezclador a través de un filtro paso banda estrecho. Uno de los productos generados por el diodo durante el proceso de mezcla, además de la banda lateral inferior (nominal 4 GHz) y la banda lateral superior (nominal 8 GHz), un una señal que consiste en la frecuencia de entrada menos dos veces la frecuencia del oscilador local ( $f_i - 2f_{lo}$ ), y su nivel es apreciable comparado con el de la banda lateral inferior. Esta señal es reflejada por la impedancia reactiva de fuera de la banda de paso del filtro completo de radiofrecuencia del oscilador local y es mezclada de nuevo en el diodo con la frecuencia del oscilador local. La nueva señal se combina desfasada con la señal de salida deseada (nominal 4 GHz) y da lugar a un rizado de la alta ganancia (0,5 a 0,75 dB) en la salida del mezclador.

La solución a este problema fué presentar una terminación para la señal no deseada en la puerta del oscilador local. Esto se consiguió mediante un filtro direccional que presenta, además, una relación de onda estacionaria de voltaje baja con acoplamiento de 50 ohmios en un margen amplio de frecuencias, con una pérdida de inserción pequeña a la frecuencia del oscilador local.

Fig. 1 Diagramas de bloques del mezclador.



## Mezclador de banda ancha

Tabla 1 - Especificaciones eléctricas del mezclador.

Banda A	Frecuencias de entrada 5,930 - 6,155 GHz Frecuencias de salida 3,705 - 3,930 GHz
Banda B	Frecuencias de entrada 6,195 - 6,420 GHz Frecuencias de salida 3,970 - 4,195 GHz
Pérdida de conversión:	10 dB
Rizado de la ganancia:	0,25 dB ( $\pm 0,125$ dB)
Pendiente de la ganancia:	0,01 dB/MHz
Potencia nominal del oscilador local:	+ 7,8 a + 10 dBm (6 a 10 mW)
Variación de la potencia del oscilador local respecto a su valor nominal:	$\pm 0,35$ dB
Nivel de la señal de entrada:	- 35 a - 55 dBm
Temperatura de operación:	- 1 °C a + 24 °C para banda A del mezclador + 4 °C a + 34 °C para banda B del mezclador
Estabilidad de la pérdida de conversión:	Con la excitación del oscilador local $\pm 0,1$ dB (0,2 dB) Con la temperatura $\pm 0,3$ dB (0,6 dB)
Supresión de frecuencias espúreas:	1. Supresión de la frecuencia del oscilador local - 45 dBm 2. Supresión segundo armónico del oscilador local - 51 dBm 3. Frecuencias de entrada por debajo de la salida deseada 20 dB 4. Todas las otras frecuencias espúreas por debajo de la salida deseada 20 dB
Relación de onda estacionaria de voltaje de entrada:	1,35 : 1 máxima
Relación de onda estacionaria de voltaje de salida:	1,5 : 1 máxima

### 2.2 Características del mezclador en función del nivel de excitación del oscilador local

Para optimizar la respuesta en frecuencia de salida del mezclador frente a una saturación irregular, se seleccionó una potencia de salida del oscilador local de radiofrecuencia de 6 milivatios y se polarizó el diodo en sentido directo con una fuente de alimentación externa. La polarización externa en sentido directo, proporciona una pérdida de conversión uniforme a través de la banda y el nivel de alta potencia del oscilador local establece el punto de operación en la región de saturación de las curvas de las figuras 3 y 4. La máxima variación de la pérdida de conversión es de 0,025 decibelios para una potencia del oscilador local de 6 milivatios. Las curvas de las pérdidas de conversión en función de la potencia del oscilador local muestran que la saturación de las pérdidas de conversión a través de la banda es aproximadamente uniforme.

### 2.3 Comportamiento del mezclador con la temperatura

La estabilidad de la pérdida de conversión se mide como un cambio de la pérdida de conversión, a cual-

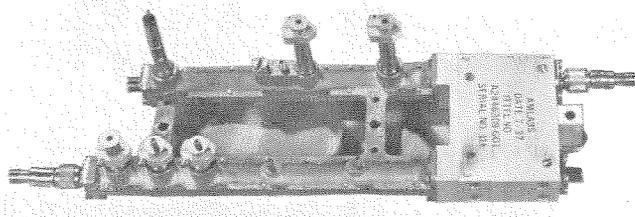


Fig. 2. Modelo de vuelo del mezclador.

quier frecuencia pura de la banda de operación y a una potencia dada del oscilador local, en función de la temperatura. En las figuras 5 y 6 se muestran curvas típicas de comportamiento trazadas a las temperaturas de -13 °C, +21 °C y +18 °C. La estabilidad de la pérdida de conversión se calculó como el desplazamiento máximo de la curva de pérdida de conversión con la temperatura aplicada. En la tabla 3 se presenta la pérdida de conversión, rizado de la ganancia y estabilidad de la pérdida de conversión calculadas para los mezcladores que forman parte de las unidades de vuelo. La pérdida de conversión del mezclador medida no excede la estabilidad de la pérdida de conversión especificada de 0,3 decibelios de un diodo mezclador.

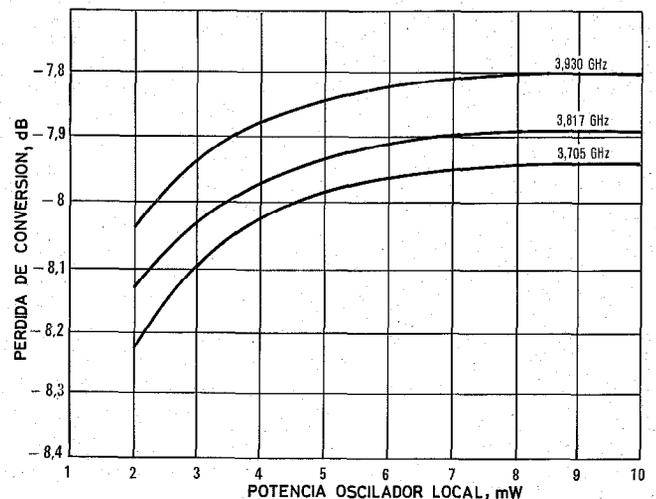


Fig. 3. Pérdida de conversión en función de la potencia del oscilador local para el modelo de vuelo de mezclador (Banda A, número de serie V).

Tabla 2 - Resumen de datos de pruebas de unidades de vuelo de mezcladores.

Nº de serie	V	L
Banda de frecuencia de salida:	3,705 - 3,930 GHz	3,970 - 4,195 GHz
Pérdida de conversión:	7,96 dB a 3,705 GHz	9,71 dB a 3,970 GHz
Rizado de la ganancia:	0,15 dB	0,22 dB
Pendiente de la ganancia:	0,004 dB/MHz	0,01 dB/MHz
Nivel de potencia del oscilador local:	7,8 ± 0,35 dBm	7,8 ± 0,35 dBm
Estabilidad de la pérdida de conversión con la potencia del oscilador local:	0,05 dB	0,05 dB
Estabilidad de la pérdida de conversión con la temperatura:	0,1 dB	0,22 dB
Supresión de la frecuencia del oscilador local:	- 83 dBm	- 87 dBm
Supresión del segundo armónico del oscilador local:	- 51 dBm	- 62 dBm
Repuesta de los espúreos de las frecuencias de entrada:	- 27 dB	- 21 dB
Potencia de salida de los espúreos:	- 32 dB	- 30 dB
Relación de onda estacionaria de voltaje de entrada:	1,12 : 1 máxima	1,15 : 1 máxima
Relación de onda estacionaria de voltaje de salida:	1,45 : 1 máxima	1,35 : 1 máxima

Tabla 3 - Resumen de datos de pruebas de unidades de vuelo de mezcladores.

Unidades de vuelo de mezcladores, Banda A			
Número serie	Pérdida de conversión a 3,705 GHz (dB)	Rizado de la ganancia a 24 °C (dB)	Estabilidad pérdida conversión con la temperatura (dB)
F	8,07	0,12	0,20
H	8,04	0,14	0,14
I	7,87	0,14	0,05
O	8,08	0,11	0,10
P	8,42	0,08	0,10
Q	8,63	0,10	0,15
V	7,96	0,15	0,10
Unidades de vuelo de mezcladores, Banda B			
Número serie	Pérdida de conversión a 3,970 GHz (dB)	Rizado de la ganancia a 24 °C (dB)	Estabilidad pérdida conversión con la temperatura (dB)
C	8,50	0,14	0,30
D	9,22	0,21	0,29
G	9,11	0,21	0,47
J	9,70	0,23	0,20
L	9,71	0,22	0,22
N	9,29	0,14	0,25
T	9,75	0,25	0,22

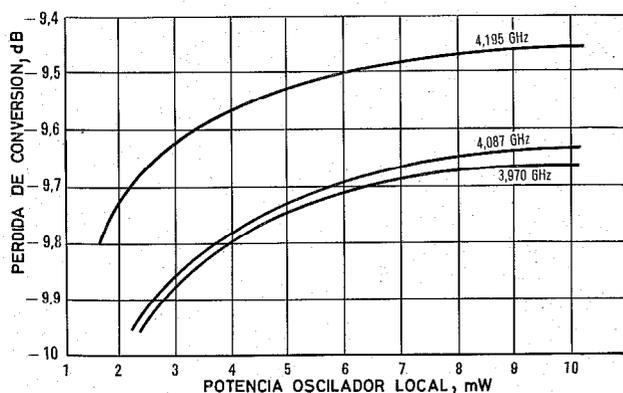


Fig. 4 Pérdida de conversión en función de la potencia del oscilador local para el modelo de vuelo de mezclador (Banda B, número de serie L).

2.4 Análisis del caso más desfavorable

Se realizó un análisis del caso más desfavorable para determinar la respuesta esperada del mezclador en los límites de componentes más desfavorables. Se consideraron los efectos de la variación de componentes con la temperatura, nivel de excitación del oscilador local y la frecuencia.

2.4.1 Pérdida de conversión absoluta

La pérdida de conversión absoluta total del mezclador es igual a la suma de las pérdidas de los componentes individuales, las pérdidas de transmisión que resultan de las faltas de acoplamiento y las pérdidas de conversión del diodo. Las pérdidas máximas de los componentes individuales están resumidas en la tabla 4.

Tabla 4 - Pérdidas de componentes individuales.

Factor	Pérdida máxima (dB)	Procedencia
Pérdida de inserción del circulator:		Especificación circulator
Puerta 1 a 2	0,4	
Puerta 2 a 3	0,8	
Pérdida de transmisión del circulator:		
Puerta 1 (relación de onda estacionaria de voltaje 1,20:1)	0,33	
Puerta 2 (relación de onda estacionaria de voltaje 1,12:1)	0,020	
Puerta 3 (relación de onda estacionaria de voltaje 1,15:1)	0,020	
Pérdida de inserción del filtro de salida:	0,50	Datos de prueba
Pérdidas de transmisión del filtro de salida:		Especificación mezclador
Puerta de entrada (relación de onda estacionaria de voltaje 1,50:1)	0,178	
Pérdidas de conversión del diodo:	7,0	Especificación diodo
Incremento de la pérdida de conversión despues de cinco años:	0,1	Datos del fabricante

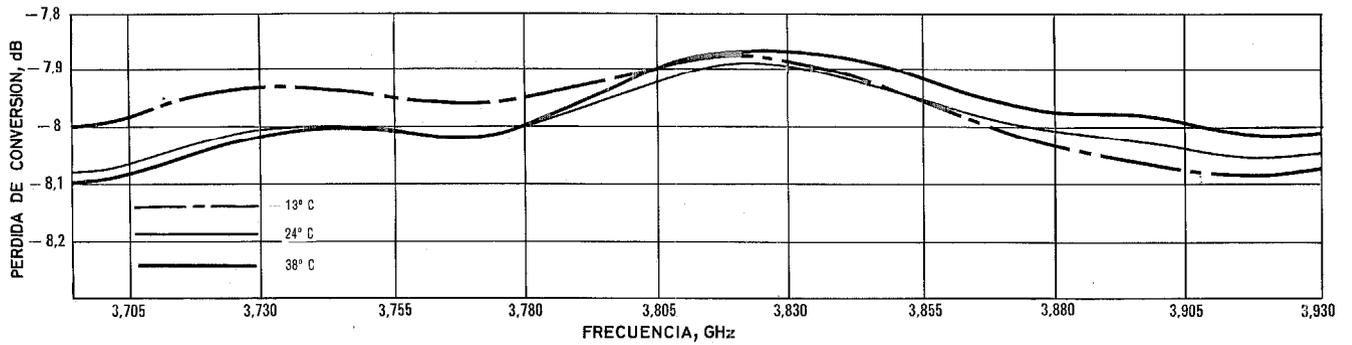


Fig. 5 Pérdida de conversión en función de la frecuencia a diferentes temperaturas para el modelo de vuelo de mezclador (Banda A, número de serie V).

2.4.2 Rizado de la ganancia

El rizado de la ganancia de la respuesta del mezclador se define como la variación de la pérdida de conversión, en la banda de frecuencias de operación, con cualquier combinación de las condiciones especificadas del medio ambiente y a un nivel de entrada dado del oscilador local. Los factores que contribuyen a la variación total se muestran en la tabla 5.

2.4.3 Estabilidad de la pérdida de conversión

La estabilidad de la pérdida de conversión se define en la sección 2.3. Los factores individuales se tabulan en la tabla 6.

3. Componentes

3.1 Circulador

El circulador es una unidad coaxial de cuatro puertas diseñada para cubrir el margen de frecuencias tanto de la banda A como de la banda B. En la tabla 7 se muestra la especificación del circulador.

Los materiales dieléctricos utilizados se seleccionaron para una buena estabilidad eléctrica y química en un medio ambiente espacial. Los materiales magnéticos fueron de probada estabilidad y para evitar desviaciones se envejecieron térmicamente durante la fabricación en condiciones de temperatura que excedían a las de servicio previstas.

En la puerta 2 del circulador se colocó un bloqueo para la corriente continua para evitar que la corriente de polarización del mezclador pasase al circulador.

3.2 Filtro paso banda de salida

El filtro paso banda de salida es un filtro coaxial de dos resonadores del tipo Butterworth, acoplado directamente y diseñado para una respuesta lo más plana posible con una anchura de banda a 3 dB de  $\Delta f/0,7$ , donde  $\Delta f$  es la anchura de banda del mezclador de la banda A o de la banda B. Esta elevación de la anchura de banda y de la respuesta del filtro fué impuesta por las exigencias del retardo de grupo y por las características de supresión fuera de banda de las frecuencias espúreas.

El filtro de la banda A tiene 23 dB y el filtro de la banda B tiene 14 dB de supresión a la frecuencia de 4,450 GHz, segundo armónico del oscilador local.

Para satisfacer la exigencia de atenuación de 45 a 50 dB a la frecuencia de 4,450 GHz, se añadió un filtro de supresión de banda de tres polos. Este filtro consiste en líneas coaxiales resonantes en cuarto de onda acopladas capacitivamente y en derivación con la línea de transmisión principal, estando las líneas resonantes sintonizadas al segundo armónico del oscilador local. El filtro supresor de banda proporciona cerca de 33 dB de supresión.

La figura 7 muestra la configuración física y el circuito equivalente del filtro paso banda de salida. La tabla 8 muestra la especificación exigida y los datos de las pruebas de las unidades de vuelo. El filtro paso banda de salida proporciona también una atenuación de 30 dB a las frecuencias de entrada del mezclador.

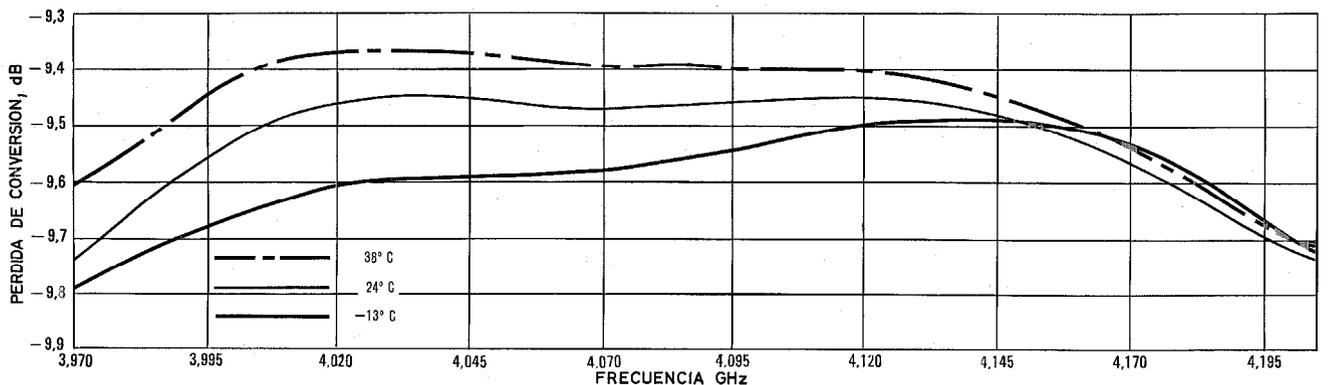


Fig. 6 Pérdida de conversión en función de la frecuencia a diferentes temperaturas para el modelo de vuelo de mezclador Banda B, número de serie L).

Tabla 5 - Factores de variación total.

Factor	Variación máxima (dB)	Procedencia
Variación de la pérdida de conversión del circulator con la frecuencia:		
Puerta 1 a 2	$\pm 0,03$	Datos de pruebas
Puerta 2 a 3	$\pm 0,03$	Datos de pruebas
Rizado del filtro de salida	$\pm 0,075$	Especificación filtro
Variación de la pérdida del diodo con la frecuencia	$\pm 0,05$	Datos del fabricante
Respuesta total del rizado de la ganancia	$\pm 0,185$	

3.3 Filtro supresor de banda

El filtro supresor de banda es un filtro de dos resonadores sintonizado a la frecuencia del oscilador local. El filtro proporciona una atenuación de 25 a 30 dB a la frecuencia de 2,225 GHz y una banda a 3 dB de 3 a 5 MHz. Su construcción es similar a los filtros supresores de tres resonadores del filtro paso banda de salida.

El filtro supresor de banda junto con el filtro paso banda de salida, proporcionan más de 60 dB de supresión a la frecuencia de 2,225 GHz del oscilador local.

3.4 Montaje a diodo y sintonizador de acoplamiento

El montaje a diodo se encuentra dentro del alojamiento coaxial del mezclador. El diodo se coloca entre los conductores de la línea coaxial. Los contactos de resorte (del conductor central de la línea coaxial) y el muelle de contacto de tornillo del diodo (en el conductor exterior de la línea coaxial) mantienen el diodo en posición y a presión. Se puede sustituir el diodo quitando del conductor exterior el tornillo del diodo que aplica presión al muelle de contacto. De este modo se puede sacar el muelle de contacto y el diodo.

Tabla 6 - Estabilidad de la pérdida de conversión.

Factor	Variación máxima (dB)	Procedencia
Variación de nivel del oscilador local (5,4 a 6,5 milivatios)	$\pm 0,025$	Datos de pruebas
Variación de la pérdida de conversión del diodo con la temperatura:	$\pm 0,3$	Especificación diodo
Variación de la pérdida de inserción del circulator con la temperatura:		
Puerta 1 a 2	$\pm 0,05$	Especificación circulator
Puerta 2 a 3	$\pm 0,05$	
Estabilidad total de la pérdida de conversión	$\pm 0,425$	

Tabla 7 - Especificaciones eléctricas del circulator.

Aislamiento: Puertas 2 a 1	20 dB a 3,7-3,935 GHz y 3,965-4,2 GHz
Aislamiento: Puertas 3 a 2	30 dB a 5,925-6,160 GHz y 6,190-6,425 GHz
Pérdidas de inserción: Puertas 1 a 2	0,4 dB máxima a 3,7-4,2 GHz y 5,925-6,425 GHz
Puertas 2 a 3	0,8 dB máxima a 3,7-4,2 GHz y 5,925-6,425 GHz
Relación de onda estacionaria de voltaje: Puerta 1	1,20:1 máxima a 3,7-4,2 GHz y 5,925-6,425 GHz
Puerta 2	1,15:1 máxima a 3,7-4,2 GHz y 5,925-6,425 GHz
Puerta 3	1,15:1 máxima a 3,7-4,2 GHz y 1,40:1 máxima a 5,925-6,425 GHz
Variación de la pérdida de inserción con la temperatura:	0,05 dB de su valor medio

En paralelo con el montaje a diodo se ha construido un ajuste capacitivo en la línea coaxial. Junto con la polarización, esto proporciona un medio de ajustar el mezclador de banda ancha para conversión absoluta, mínimo rizado de ganancia y uniformidad de la pérdida de conversión en función del nivel de potencia del oscilador local.

3.5 Filtro paso bajo

El filtro paso bajo es un filtro Chebyshev de cinco secciones que tiene un rizado de 0,1 dB. Este filtro proporciona una atenuación de 15 dB a 3,7 GHz. Se ha diseñado en una estructura coaxial y proporciona la supresión necesaria a las frecuencias nominales de 4 y 6 GHz. La distancia entre el plano del diodo y la primera sección LC del filtro paso bajo se ajustó experimentalmente para un rizado de ganancia mínimo y una pérdida de conversión óptima.

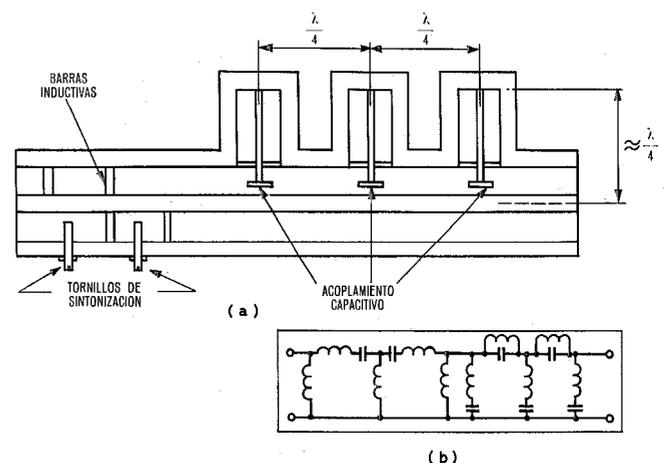


Fig. 7 Filtro paso banda de salida  
a) configuración física b) representación esquemática

## Mezclador de banda ancha

**Tabla 8 – Especificación del filtro paso-banda de salida y resumen de datos de la unidad de vuelo.**

	Especificación	Unidad de vuelo	
		Banda A	Banda B
Pérdida de inserción (dB)	0,6	0,45	0,46
Rizado del filtro (dB)	0,15	0,11	0,12
Supresión a 4,450 GHz (dB)	45-50	45	47
Relación de onda estacionaria de voltaje del filtro de salida	1,50:1	1,40:1 máxima	1,42:1 máxima

### 3.6 Diodo mezclador

El diodo mezclador es un diodo MQM de silicio encapsulado y de punta de contacto. El encapsulado es adaptable a aplicaciones coaxiales miniatura. La razón primaria para escoger un diodo de punta de contacto en lugar de un diodo de barrera Schottky, fué la disponibilidad de datos sobre su fiabilidad. En la tabla 9 se muestran las especificaciones eléctricas del diodo de punta de contacto de silicio.

Durante las pruebas de apantallamiento realizadas por el fabricante, se comprobaron los diodos respecto al factor de ruido y desviación de la pérdida de conversión. Se habían observado algunos defectos de envejecimiento en los diodos mezcladores; éstos se debían principalmente a cambios físicos en la punta de contacto y en la unión del cristal. Un efecto es un pequeño cambio en la pérdida de conversión que normalmente disminuye aunque en algunos diodos puede ocurrir lo contrario. La experiencia indica que estos cambios no excederán 0,1 dB. Existe también un incremento típico de 0,2 a 0,3 dB en el factor de ruido, debido a un incremento de la relación ruido a temperatura que resulta de la exposición a temperaturas extremas.

No se ha observado ningún cambio medible en la capacidad de la unión. Estos cambios ocurren normalmente al principio del período de funcionamiento, mientras que los cambios posteriores disminuyen asintóticamente. Como el fabricante somete a los diodos a una

**Tabla 9 – Especificación del diodo de silicio de punta de contacto.**

Frecuencias de operación:	
Señal de entrada	5,925 a 6,425 GHz
Señal de salida	3,7 a 4,2 GHz
Oscilador local	2,225 GHz
Nivel de potencia:	
Oscilador local	+ 7,8 a 10 dBm (6 a 10 mW)
Señal de entrada	- 35 a - 45 dBm
Pérdida de conversión	7 dB máxima
Estabilidad de la pérdida de conversión con la temperatura	± 0,3 dB
Temperatura de operación	- 15 to + 55 °C
Potencia de destrucción	2 ergios/s

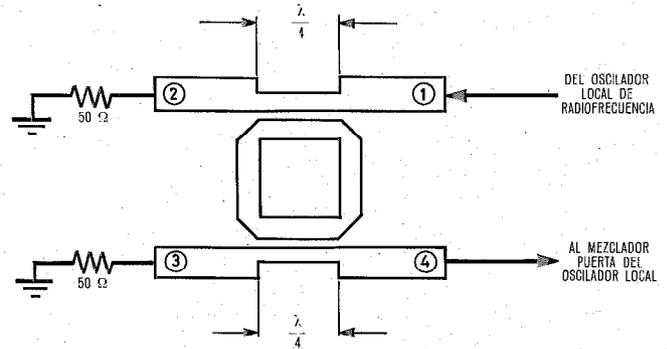


Fig. 8 Filtro direccional.

prueba de protección contra la desviación de los parámetros de 1000 horas antes de su envío, la desviación después de su instalación en el mezclador fué despreciable. Sin embargo, se supone un cambio de 0,1 dB en la pérdida de conversión durante la vida del diodo. La prueba de protección elimina también aquellos diodos que tienen desviaciones anormales.

### 3.7 Filtro direccional

Se construyó un filtro direccional con una configuración en línea de cinta ("stripline"), figura 8. El resonador único de este filtro direccional es un bucle de onda progresiva cuya circunferencia media es una longitud de onda completa a 2,225 GHz. El acoplamiento en el filtro se obtiene mediante secciones en cuarto de onda. A la frecuencia central, una señal incidente en la puerta 1 excita en el bucle una onda polarizada a derechas que genera una señal de salida en la puerta 4. Este camino proporciona una pérdida de 0,75 dB al oscilador local.

El diodo mezclador está aislado, de la impedancia reactiva del filtro incorporado en el oscilador local, a todas las frecuencias excepto a la frecuencia de resonancia del bucle. A frecuencias bien alejadas de la frecuencia de resonancia del bucle, una señal incidente en la puerta 4 es transferida a la puerta 3. Muy poca señal se refleja hacia el diodo debido a la carga de 50 ohmios conectada en la puerta 3 del filtro direccional con una relación de onda estacionaria de voltaje muy pequeña.

#### Referencia

- [1] H. Grayson y otros, "Circuit Technique in Frequency-Modulated Microwave Links", Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, volumen 99, parte III, pág. 256, 1962.

**Zenon Bilyk** nació en Yakemcew, Ucrania, el 6 de Enero de 1935. Obtuvo el grado BEE en el Colegio de la ciudad de Nueva York en 1959 y el grado MEE en 1963 también en el mismo colegio. Estuvo empleado tres años en Grumman Aircraft Engineering Corporation como ingeniero de subsistemas en el programa del módulo lunar Apollo de la NASA. Ingresó en ITT en 1965. Como miembro de la dirección técnica de ITT Defense Communications Division, Nutley, New Jersey, participó en el diseño de componentes de radiofrecuencia para el satélite Intelsat III y contribuyó al desarrollo, diseño y fabricación de las versiones de producción de dispositivos electrónicos y componentes del satélite Intelsat III.

# Codificador telemétrico para Intelsat\*

H. R. KUEHLER\*\*  
ITT Defense Communications Division Nutley, New Jersey, USA

## 1. Introducción

El codificador telemétrico básicamente es un sistema PAM/FM (de impulsos modulados en amplitud/modulados en frecuencia) cuya función es muestrear numerosas señales analógicas y modular proporcionalmente las subportadoras telemétricas. Una subportadora se utiliza para señales de muestreo y otras dos para la transmisión en tiempo real de señales de acontecimientos. Los bloques fundamentales de construcción del codificador telemétrico son un conmutador electrónico para el muestreo y la sincronización periódica, varios amplificadores operacionales de separación, sumador de señal y mezcla; y osciladores controlados a tensión (osciladores VCO) para generar las subportadoras y convertir la modulación de amplitud en modulación de frecuencia. En la figura 1 se muestra un esquema de bloques simplificado. El codificador tiene un volumen de  $7,6 \times 10,2 \times 15,2$  centímetros cúbicos, pesa aproximadamente 510 gramos (18 onzas) y su consumo de potencia es de menos de 1 watio. Sus componentes de estado sólido de alta fiabilidad, tanto de circuitos integrados como convencionales, se montan sobre 6 tarjetas de circuito impreso.

## 2. Características funcionales

### 2.1 Datos de los impulsos modulados en amplitud/modulados en frecuencia (PAM/FM)

#### 2.1.1 Margen de entrada/salida

Una señal analógica de entrada con un margen de amplitud entre 0 y +5 voltios dará como resultado una salida proporcional de desviación de frecuencia de -250 Hz a +250 Hz en la subportadora de 14,5 kHz con un error de proporcionalidad menor que  $\pm 1$  por ciento (desviación de la modulación de frecuencia = 1,72 por ciento a 14,5 kHz).

#### 2.1.2 Sincronización de los impulsos PAM (impulsos modulados en amplitud)

- Precisión de reloj: -15 a +5 por ciento.
- Cadencia del cuadro: 60 segundos.
- Ciclo de servicio: 50 por ciento.
- Disposición de los canales (63 canales): servicio analógico, 25; direccionamiento, 6; verificación de órdenes, 28 (7 son superconmutados 4 veces por cuadro); estos canales tienen entradas binarias y producen una salida en 4 pasos discretos de desviación de frecuencia de -1,72, -0,55, 0 y +0,58 por ciento). Calibración, máxima y de cero, 2; y finalmente sincronización de cuadro, 2. Estos dos últimos son canales de amplitud total, el primero de ellos no tiene el ciclo de servicio del 50 por ciento y por tanto la sincronización del cuadro es única sobre la base de la longitud del

impulso. Es tres veces la duración de cualquier otro canal de impulsos modulados en amplitud y es fácilmente detectable.

### 2.2 Datos de acontecimientos en tiempo real

El codificador telemétrico tiene cinco entradas de tiempo real. Para transmitir estas señales se emplean ambas modulaciones de amplitud y de frecuencia. De aquéllas, 2 entradas producen una desviación proporcional en modulación de frecuencia respectivamente de  $\pm 2,27$  por ciento a 22 kHz y  $\pm 0,95$  por ciento a 52,5 kHz.

Las tres entradas de tiempo real restantes dan por resultado una modulación de amplitud negativa de un 50 por ciento en cada una de las tres subportadoras de 14,5, 22 y 52,5 kHz. La especificación del tiempo de respuesta es menor que 1 milisegundo.

### 2.3 Salida final

La señal de salida es la suma de las tres subportadoras, cada una de las cuales está modulada en amplitud y en frecuencia. Las amplitudes de salida de las subportadoras son 0,125 voltios eficaces a 14,5 kHz, 0,125 voltios eficaces a 22 kHz y 0,225 voltios eficaces a 52,5 kHz.

### 2.4 Linealidad de los impulsos modulados en amplitud

La linealidad del codificador telemétrico se mantiene en un margen de temperaturas de funcionamiento entre -15 y +57 °C al emplear un esquema de calibración,

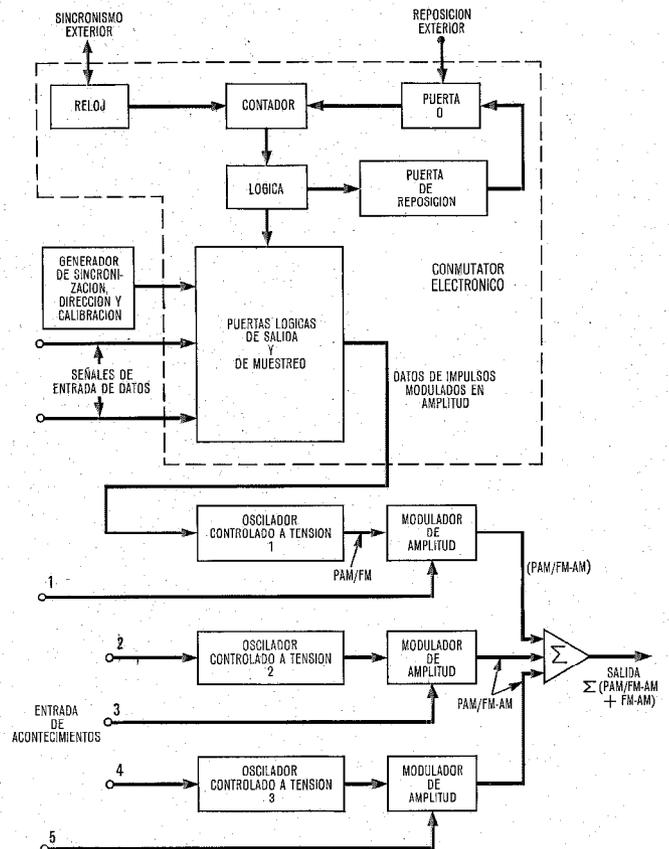


Fig. 1 Diagrama de bloques simplificado del codificador telemétrico.

\* Este artículo se basa en los trabajos desarrollados bajo el patrocinio de International Telecommunications Satellite Consortium (INTELSAT). Las opiniones expresadas son las de sus autores y pueden no coincidir con las de INTELSAT.

\*\* Actualmente en RCA David Sarnoff Research Center, Princeton, New Jersey.

incluyendo variaciones de la fuente de alimentación, interferencias electromagnéticas y envejecimiento. Unas señales de máximo y cero se generan internamente, que con la impedancia de la fuente y la amplitud simulan un generador de señal de canal analógico. De este modo, todos los factores internos que influyen sobre un canal de señal analógica afectarán precisamente de la misma forma a los dos canales de calibración. El procesado de la señal de telemetría de la estación de tierra usa las señales máxima y cero para calibrar las salidas analógicas restantes.

2.5 Factor de escala de los impulsos modulados en amplitud

La entrada a cada canal analógico del codificador telemétrico tiene una impedancia finita; por tanto el factor de escala está afectado por la impedancia del generador de señal. La linealidad y el factor de escala del

codificador telemétrico se basan en una impedancia del generador de señal de 10.000 ohmios y un margen de amplitud en corriente continua de 0 a +5 voltios. Si los transductores o los amplificadores de acondicionamiento no tienen una impedancia de generador de 10.000 ohmios, el canal individual debe ser calibrado para asegurar  $\pm 1$  por ciento de linealidad. Normalmente el satélite Intelsat III tiene sus codificadores telemétricos redundantes funcionando sincronizadamente. Las señales de factor de escala y de calibración se alinean para esta forma de funcionamiento. Los dos codificadores pueden llevarse, mediante órdenes, a operar con un parado sobre un canal predeterminado para observaciones de gran duración. La iniciación de esta forma de funcionamiento será anotada por el calculador de datos telemétrico y los cambios prefijados se introducen automáticamente en el factor de escala, asegurando de esta forma la lectura del dato preciso.

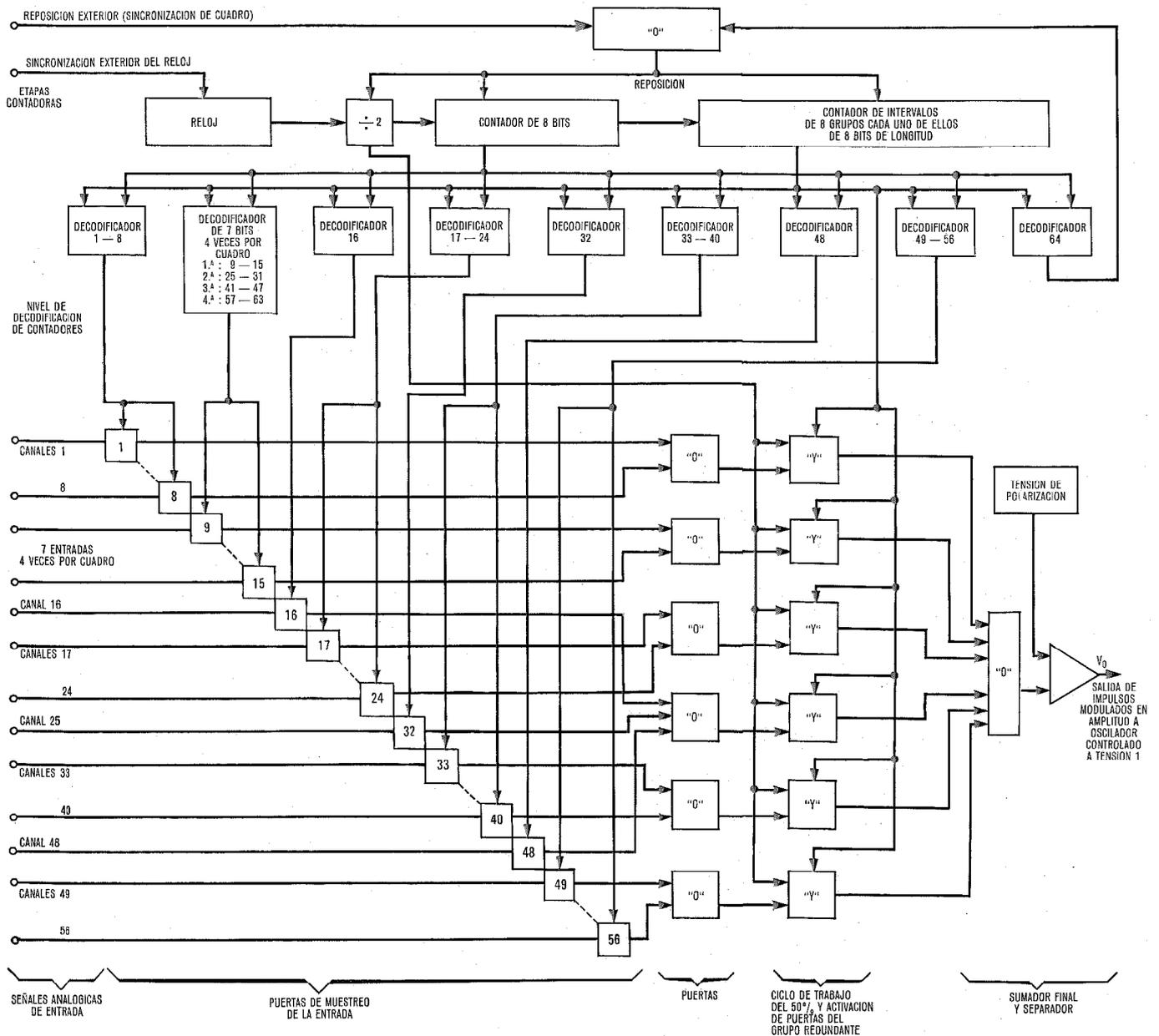


Fig. 2 Diagrama de bloques del conmutador electrónico.

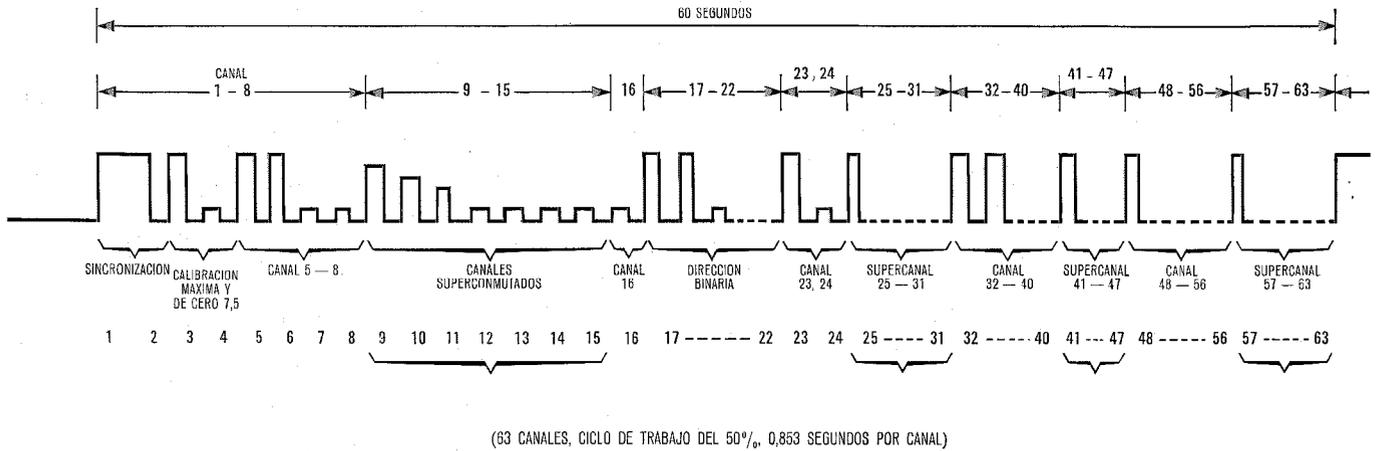


Fig. 3 Tren de impulsos de la señal de impulsos modulados en amplitud.

2.6 Sincronización de los impulsos modulados en amplitud

Cada codificador contiene un reloj de multivibrador astable que es el mecanismo básico de temporización del conmutador electrónico. El circuito de reloj contiene una entrada de sincronización externa. Los circuitos del reloj están interconectados durante el funcionamiento normal del satélite, asegurando de este modo el muestreo del canal de sincronización. El encuadre se sincroniza mediante una disposición de telemando. La señal de reposición del contador de un codificador repone también la del otro. Con ambas sincronizaciones de reloj y de cuadro, los codificadores muestrean al mismo tiempo el mismo canal.

3. Descripción funcional del codificador

Se puede describir mejor el codificador telemétrico considerando sus dos secciones básicas, el conmutador electrónico que realiza el muestreo secuencial de los canales de entrada y los osciladores controlados por tensión que convierten la señal de amplitud a frecuencia.

3.1 Conmutador electrónico

El conmutador contiene el reloj, el contador, las puertas lógicas de decodificación de cuenta, puertas de muestreo y el amplificador sumador. En la figura 2 se muestra un diagrama de bloques. Su función es producir los 63 intervalos de muestreo secuenciales. De los 63 intervalos, 28 son el resultado de la superconmutación de siete canales cuatro veces por cuadro. El tren de impulsos modulados en amplitud se muestra en la figura 3.

Una descripción funcional del conmutador electrónico debe comenzar con el elemento básico de temporización, el reloj. Este circuito es un multivibrador astable construido de componentes convencionales del estado sólido. El esquema del circuito del reloj aparece en la figura 4a. La tolerancia total sobre la precisión de la temporización es de -15 a +5 por ciento. La salida del circuito del reloj activa la primera etapa de un contador binario de 7 etapas mediante tensiones residuales que está compuesto de circuitos basculantes construidos con circuitos integrados. La primera etapa basculante es una división

por dos y proporciona la anchura de impulso necesaria del semicanal durante un 50 por ciento del ciclo de trabajo de la salida de los impulsos modulados en amplitud. Las tres etapas basculantes siguientes forman un contador de 8 bits, igual que las tres últimas etapas del contador.

Los circuitos integrados seleccionados para esta aplicación son elementos lógicos, diodos y transistores, de baja potencia. Las salidas de las etapas del contador alimentan las puertas de decodificación. El esquema básico contenido en la lógica de la decodificación es una disposición de 8 x 8. Esta disposición se modifica ligeramente para acomodar la superconmutación requerida de los siete canales. Las puertas decodificadores del primer nivel son tres de entrada tipo NAND. El segundo nivel de decodificación se realiza en la entrada de las puertas de muestreo. Las puertas de muestreo de la entrada se construyen con componentes convencionales, formando una puerta NAND construido de transistores gemelos 2N2484.

La señal de entrada se muestrea mediante una derivación de la misma a través de una resistencia de precisión a una tensión negativa para asegurar una correcta transmisión del nivel de entrada de corriente continua de 0 voltios. Excepto durante el intervalo de tiempo correspondiente al canal deseado, se le permite pasar sin cambio alguno a las puertas lógicas inmediatas. En la figura 4b se indica el circuito de la puerta de muestreo. Solamente durante el intervalo de muestreo ambos transistores están al corte y permitiendo pasar a la señal a la puerta 0 de suma. Las 6 puertas 0 de suma se com-

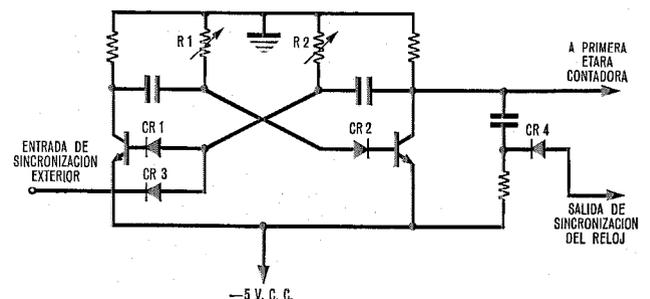


Fig. 4a Circuito del reloj de multivibrador estable.

## Codificador telemétrico

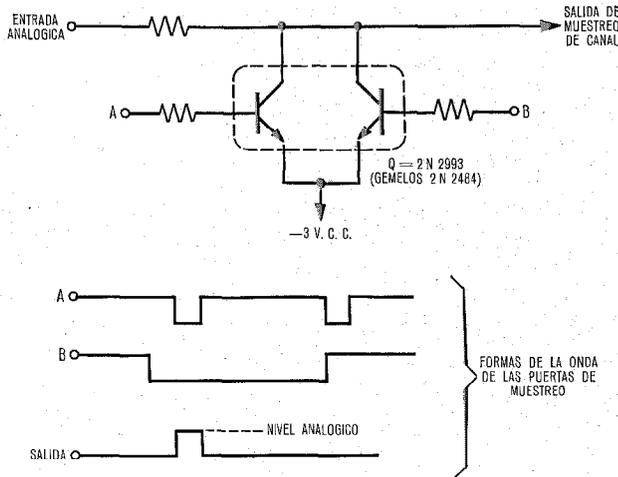


Fig. 4b Circuito puerta de muestreo de la entrada.

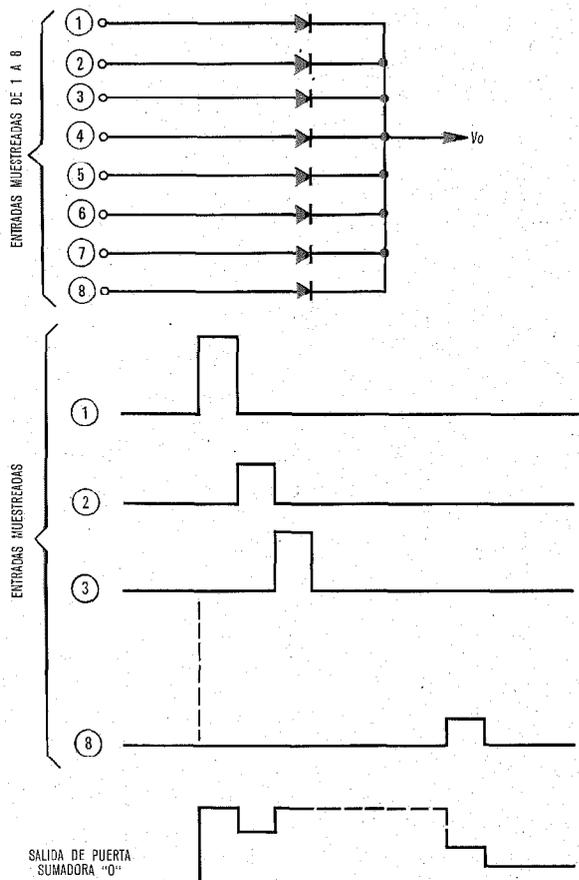


Fig. 4c Puerta sumadora 0.

ponen cada una de grupos de diodos emparejados cuidadosamente. Para una disposición de  $8 \times 8$  existen 8 grupos de 8 diodos cada uno, pero la modificación de la superconmutación reduce esta disposición a 5 grupos de 8 diodos y un grupo de 3 diodos. Estos diodos se eligen FD-300 de bajas fugas. Se seleccionan para una caída en el sentido directo no superior a los 5 milivoltios en ambos márgenes de corriente y temperatura. En la figura 4c se muestran las puertas diodos. Puesto que las restantes señales de entrada se derivan por las puertas de muestreo a una tensión negativa excepto la del canal particular que está siendo muestreado, todos los diodos

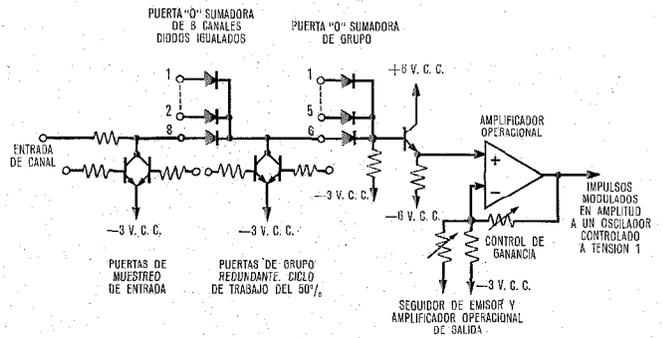


Fig. 4d Paso de transmisión de un monocal.

están inversamente polarizados excepto aquél que está transmitiendo el canal en particular. Por lo tanto solamente 1 de los 43 diodos de puertas 0 está conduciendo la señal en cualquier tiempo determinado.

La salida de cada una de las 6 puertas 0 de diodos activan entonces una segunda puerta NAND idéntica a las dos puertas de muestreo NAND de la entrada. En este momento el 50 por ciento del ciclo de trabajo se introduce en la forma de onda de los impulsos modulados en amplitud derivando simplemente el canal a la tensión negativa común hasta la mitad de la anchura del canal. La segunda entrada de estas puertas se utiliza para proporcionar una generación de impulsos redundantes. Esta generación se deriva del segundo grupo de 3 etapas basculantes del contador y su aplicación es aislar cada grupo de 8 entradas. Si no estuviera dispuesta esta redundancia, un fallo en cualquier canal podría afectar al nivel de corriente continua de la señal completa de los impulsos modulados en amplitud. Al aislar cada grupo de 8 señales, un fallo del circuito que surgiera en algún momento de la transmisión afectaría solamente a los canales del grupo correspondiente.

La señal de los impulsos modulados en amplitud pasa entonces a la puerta 0 final donde se suman todos los grupos individuales. En este momento se completa el cuadro de los impulsos modulados en amplitud en los 63 canales. La salida ya sumada es separada por un seguidor de emisor y un amplificador operacional con circuitos integrados cuya impedancia de entrada es de 100.000 ohmios. En la figura 4d se muestra el esquema del circuito del recorrido de señal a través de un canal. Nótese que todos los circuitos se vuelven a un potencial negativo. Esto se hace por dos razones: primera una señal de entrada cero puede muestrearse exactamente, y segunda, los diodos de la puerta 0 se llevan a operar en la parte lineal de la curva de la característica V-I. El funcionamiento de los diodos por debajo del codo de la característica V-I podría destruir la linealidad del sistema.

### 3.2 Oscilador controlado por tensión

Tres osciladores controlados por tensión existen en esta sección y sus frecuencias respectivas son 14,5, 22 y 52,5 kHz. Estas frecuencias subportadoras de telemetría se seleccionaron para acomodarse a las normas IRIG (Inter-Range Instrumentation Group). Las unidades fueron seleccionadas por su fiabilidad, bajo consumo de poten-

cia, y tamaño. Algunas de sus características peculiares son las siguientes:

- Linealidad: 0,25 por ciento.
- Necesidades de potencia: máximo de 60 milivatios.
- Sensibilidad: 250 Hz/voltio a 14,5 kHz,  
500 Hz/voltio a 22 kHz y  
500 Hz/voltio a 52,5 kHz.
- Deriva: máxima de  $\pm 1$  por ciento de la anchura de banda diseñada.
- Estabilidad (de la frecuencia central): máxima de  $\pm 2$  por 100 de la anchura de banda diseñada para un cambio de tensión de la corriente continua de  $\pm 5$  por ciento; y máxima de  $\pm 4$  por ciento de la anchura de banda diseñada, para un margen de temperaturas de  $-15^\circ$  a  $+57^\circ$  C.
- Distorsión armónica: menor que el 0,75 por ciento a la frecuencia máxima.

En la figura 5 se muestra un diagrama de bloques del oscilador controlado a tensión. Cada uno de éstos realiza una conversión de amplitud a frecuencia y cada salida es capaz de modularse en amplitud. Esto proporciona 6 únicas posibilidades de transmisión de señal, 3 en amplitud modulada y 3 en frecuencia modulada. Una de las transmisiones en frecuencia modulada, la de 14,5 kHz, es la transmisión de los impulsos modulados en amplitud; las restantes se utilizan todas para la transmisión en tiempo real de datos de los acontecimientos.

La salida de cada oscilador controlado a tensión se carga con 10.000 ohmios y se separa por un seguidor de emisor. Las salidas se acoplan entonces a la corriente alterna mediante un divisor resistivo cuya razón se determina por un circuito conmutador transistorizado (Fig. 6). Las 3 subportadoras se suman entonces, en proporción a las amplitudes requeridas, en el amplificador operacional de salida. La señal múltiplex por división en el tiempo (TDM) luego sigue al modulador de fase de radiofrecuencia y a la radiobaliza telemétrica.

#### 4. Conclusión

Puede resultar obvio a aquellos familiarizados con las técnicas de la transmisión simultánea y de los sistemas

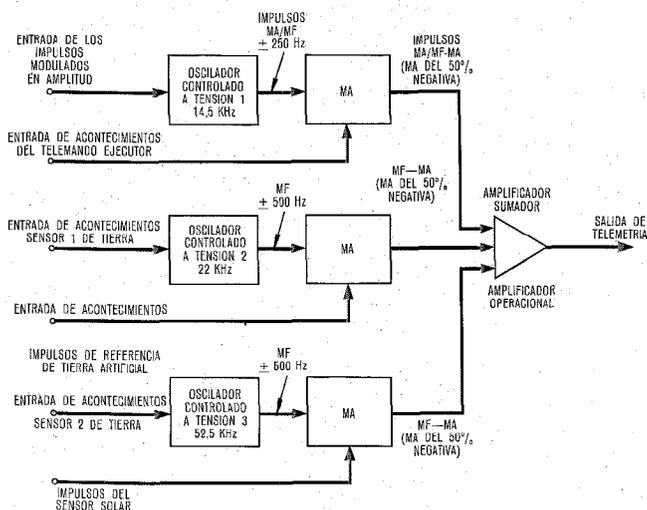


Fig. 5 Diagrama de bloques de la sección del oscilador controlado a tensión, de telemetría.

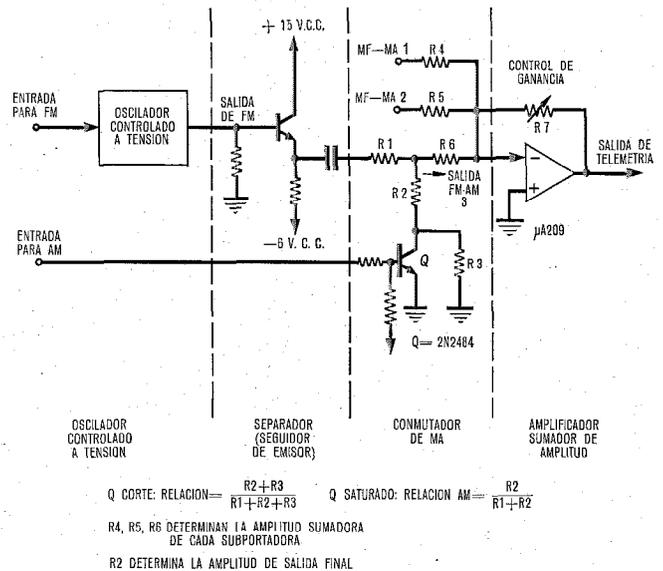


Fig. 6 Paso de la señal a través del oscilador controlado a tensión, mostrando los circuitos de AM y FM.

de telemetría que los componentes de circuitos integrados existentes hoy en día podría haber mejorado la ejecución y reducido grandemente también el tamaño de la sección de conmutación electrónica. Por esta razón debe mencionarse que el diseño original del codificador telemétrico fue iniciado en 1964 y que sólo podrían utilizarse aquellos componentes que tuviesen una historia de alta fiabilidad así como también bajo consumo de potencia. Hoy, la mayoría de los circuitos lógicos, puertas de muestreo y de suma podrían reemplazarse por distintas combinaciones de circuitos integrados formados por semiconductores de óxidos metálicos y transistores de efecto de campo (MOS-FET).

#### 5. Agradecimiento

El autor quiere agradecer la ayuda recibida de Mr. F. Frisch, Director de Command and Telemetry de ITT Defense Communications Division y de Mr. J. Wollak, de la Standard Elektrik Lorenz, compañía asociada a ITT, Alemania Occidental.

#### Apéndice

##### 1. Error de linealidad proyectado

1.1 Errores a corto plazo (dentro de un cuadro; 60 segundos):

- Circuitos de entrada Tolerancias de las resistencias 0,50 por ciento
- Diodos de puertas 0
- Referencia de calibración Tensión 0,49 por ciento
- Amplificadores operacionales Desajuste 0,32 por ciento
- Oscilador controlado a tensión Linealidad 0,25 por ciento
- Error cuadrático medio a corto plazo en el caso más desfavorable 0,25 por ciento

## Codificador telemétrico

### 1.2 Deriva a largo plazo

— Circuitos de entrada	
Deriva de la fuente de alimentación	0,98 por ciento
Deriva de temperatura	1,30 por ciento
— Amplificadores operacionales	0,10 por ciento
— Osciladores controlados a tensión	
Deriva	1 por ciento
Estabilidad	1 por ciento
Error cuadrático medio de la deriva total a largo plazo	2,16 por ciento

La deriva a largo plazo no contribuye al error de linealidad ya que los efectos se eliminan por la actualización de cada uno de los cuadros de datos con los datos del canal de calibración.

## 2. Datos de prueba de linealidad

Los siguientes datos de prueba de linealidad se han tomado sobre el Modelo 1 de Ingeniería y el Modelo 2 de Desarrollo.

2.1 Para una variación en la fuente de alimentación de  $\pm 5$  por ciento a  $-15^{\circ}\text{C}$   
error lineal en el caso más desfavorable: +0,35 por ciento  
-0,60 por ciento

2.2 Para una variación en la fuente de alimentación de  $\pm 5$  por ciento a  $+30^{\circ}\text{C}$   
error en el caso más desfavorable: +0,21 por ciento  
-0,51 por ciento

2.3 Para una variación en la fuente de alimentación de  $\pm 5$  por ciento a  $+57^{\circ}\text{C}$   
error lineal en el caso más desfavorable: +0,35 por ciento  
-0,49 por ciento

## 3. Especificaciones principales del codificador telemétrico

Consumo de potencia: menos de 1 watio

Tamaño:  $7,6 \times 10,2 \times 15,2$  centímetros cúbicos

Peso: 510 gramos (18 onzas)

Vida de funcionamiento: mayor de 5 años

Margen de temperaturas de funcionamiento:  $-15$  a  $+57^{\circ}\text{C}$

La información está codificada en una señal de impulsos modulados en amplitud/modulados en frecuencia múltiplex por división en el tiempo de 63 intervalos compuesta de los siguientes tipos de canales:

- 25 de servicio, analógicos,
- 28 de intervalos superconmutados de 7 telemandos de verificación de 4 veces por cuadro,
- 6 de direcciones, binarios,
- 4 de sincronización y calibración.

La señal de impulsos modulados en amplitud modula una subportadora de  $14,5 \text{ kHz} \pm 250 \text{ Hz}$  para entradas analógicas en el margen de 0 a 5 voltios en corriente continua.

El codificador telemétrico dispone para las 5 señales de entrada en tiempo real las siguientes operaciones:

- Modula una subportadora de  $22 \text{ kHz} \pm 500 \text{ Hz}$  en respuesta a un impulso de entrada de  $\pm 2,5$  voltios. Tiempo de respuesta 1 milisegundo.
- Modula una subportadora de  $52,5 \text{ kHz} \pm 500 \text{ Hz}$  en respuesta a un impulso de entrada de  $\pm 2,5$  voltios. Tiempo de respuesta 1 milisegundo.
- Modula la subportadora de  $14,5 \text{ kHz}$  con una modulación de amplitud negativa del 50 por ciento en respuesta a un impulso de entrada de  $+5$  voltios. Tiempo de respuesta 1 milisegundo.
- Modula la subportadora de  $22 \text{ kHz}$  con una modulación de amplitud negativa del 50 por ciento en respuesta a un impulso de entrada de  $+5$  voltios. Tiempo de respuesta 1 milisegundo.
- Modula la subportadora de  $52,5 \text{ kHz}$  con una modulación de amplitud negativa del 50 por ciento en respuesta a un impulso de entrada de  $5$  voltios. Tiempo de respuesta 1 milisegundo.

Las amplitudes de las subportadoras de la señal de salida multiplexada por división en el tiempo son:

- $14,5 \text{ kHz}$  0,125 voltios eficaces  $\pm 5$  por ciento
- $22,0 \text{ kHz}$  0,125 voltios eficaces  $\pm 5$  por ciento
- $52,5 \text{ kHz}$  0,225 voltios eficaces  $\pm 5$  por ciento

El codificador telemétrico tendrá una probabilidad de supervivencia de 0,987 para un periodo de 5 años. La unidad está construida sobre 6 tarjetas de circuito impreso cuyas interconexiones están realizadas a mano.

**Harold R. Kuehler** recibió de la Rutgers University el grado B. S. en Ingeniería Eléctrica y del Newark College of Engineering el grado M. S. En 1959 se incorporó a ITT después de haber realizado algunos trabajos en los sistemas de guía inercial. En la actualidad trabaja en RCA David Sarnoff Research Center.

En ITT tuvo la responsabilidad de numerosos proyectos de diseño y desarrollo que implicaban la electrónica del estado sólido. Estos incluían tanto las técnicas analógicas como las digitales y fueron realizados con circuitos integrados. El último proyecto acabado fue el diseño y la fabricación de un sistema que permitía llevar las señales del equipo de radar AN/TPN-19 a un centro remoto de control y cálculo. Anteriormente finalizó con éxito el diseño y construcción del codificador telemétrico y el decodificador de órdenes para el Intelsat III. Otros proyectos suyos son un conmutador electrónico para el sistema de restablecimiento de órdenes del equipo AN/4 SD-5, un sistema servo posicional utilizado en el Fine Ranging System y distintos sistemas de contadores digitales.

Mr. Kuehler ha publicado distintos artículos técnicos y es un Ingeniero titulado competente.

# Diplexores de microondas para repetidores del Intelsat III\*

M. HOFFMAN

ITT Defense Communications Division, Nutley, New Jersey, USA

## 1. Introducción

En el satélite repetidor Intelsat III se utilizan dos diplexores, uno en transmisión y otro en recepción. Los diplexores tienen que cumplir especificaciones relacionadas con el medio ambiente en que han de trabajar para asegurar un funcionamiento correcto después de un prolongado almacenamiento, de los rigores de lanzamiento y de la presión, temperatura y campos de radiación que se encuentran en su órbita.

El diplexor de transmisión combina las salidas de dos transmisores y las acopla a una antena común. Sirve, por lo tanto, de filtro, pero además contribuye a la supresión del segundo armónico y proporciona una indicación monitora de la potencia de salida. La banda de transmisión se dividió en dos, debido a las limitaciones de frecuencia de una cadena de componentes del transmisor de estado sólido, existentes en aquella época. La banda A se extiende de 3705 a 3930 MHz y es adyacente al canal de telemetría de banda estrecha comprendida entre 3930 y 3940 MHz, también utilizada por el transmisor de la banda A. La banda B es similar, con las comunicaciones situadas de 3970 a 4195 MHz y la telemetría de 3960 a 3970 MHz. Los canales de telemetría de banda estrecha son menos propensos a las pérdidas de inserción y se sitúan de las faldas de los filtros de comunicaciones, donde experimentan una pérdida de inserción de aproximadamente 1,0 dB mayor que la de las señales en la banda de comunicaciones transmitida. La figura 1 son fotografías del diplexor de transmisión.

La banda de recepción del repetidor se halla también dividida en dos, por razones similares a los de transmisión. La banda A de comunicaciones de recepción ocupa de 5930 a 6155 MHz y la banda B de 6195 a 6420 MHz. En la frecuencia de 6175 MHz y en una antena omni-azimutal se recibe un canal de banda estrecha, pero muy importante: el canal de mando. Este canal es el único medio de que se dispone para controlar desde tierra la posición del satélite y su funcionamiento. Por

\* Este artículo se basa en los trabajos desarrollados bajo el patrocinio de International Telecommunications Satellite Consortium (INTELSAT). Las opiniones expresadas son las de sus autores y pueden no coincidir con las de INTELSAT.

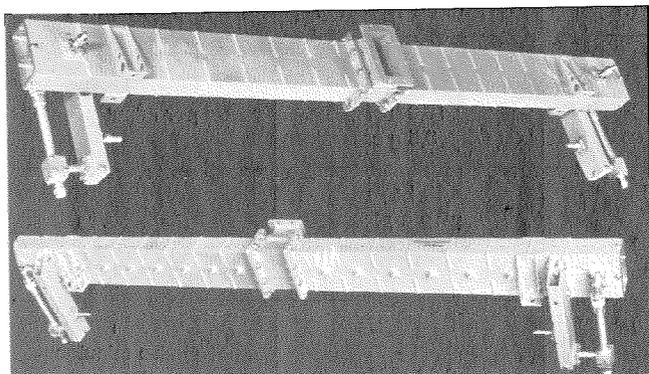


Fig. 1 Diplexor de transmisión. Conjunto.

lo tanto, se le hace pasar, de manera redundante, por ambos canales de recepción de la banda A y de la banda B. La señal de mando recibida por la antena contrarrotatoria de alta ganancia no debe sumarse a la señal de mando procedente de la antena de mando omni-azimutal, para evitar que el diagrama de interferencia entre las dos antenas cree zonas de silencio en el cubrimiento de la antena para el canal de mando. Por tanto, el diplexor debe suprimir fuertemente la señal de mando recibida de la antena contrarrotatoria de alta ganancia. El diplexor de recepción es, pues, bastante complicado ya que debe recibir tres señales procedentes de dos antenas diferentes, suprimir adecuadamente la señal de mando de la antena de alta ganancia y, sin embargo, sumar la señal de mando a cada canal de comunicaciones a la entrada del receptor de canal. Esta complejidad se indica en la figura 3 que muestra vistas del diplexor de recepción.

Las bandas descritas se enumeran en la tabla 1.

## 2. Especificaciones ambientales y técnica de construcción

Se dedicó especial atención al cumplimiento de las especificaciones ambientales. Los diplexores tienen que resistir el manejo normal, transporte, almacenamiento y no experimentar degradación en sus características después de haber estado expuestos a temperaturas de  $-32^{\circ}\text{C}$  a  $+57^{\circ}\text{C}$  ( $-25^{\circ}\text{F}$  a  $+135^{\circ}\text{F}$ ), fuera de las que se van a encontrar en su funcionamiento. Se dió por supuesto que el diplexor de recepción ha de funcionar de acuerdo

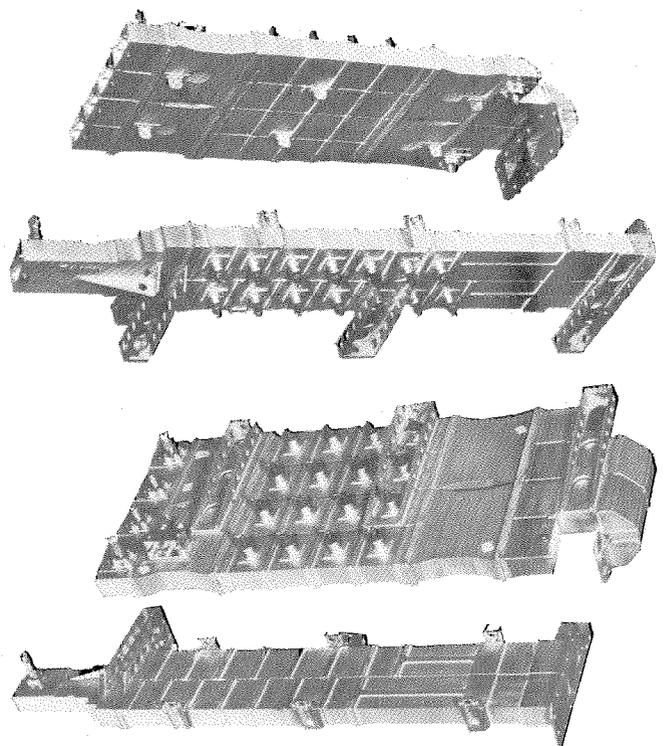


Fig. 2 Diplexor de recepción. Vistas de conjunto.

Tabla 1 Identificación de banda

Transmisión		Puertas
Banda A	3705-3930	Entr. J3, Sal. J5
Telemando	3930-3940	
Telemando	3960-3970	Entr. J1, Sal. J5
Banda B	3970-4195	
Recepción		Puertas
Banda A	5930-6155	J1 a J2
Telemando	6175	J4 a J2 o J3
Banda B	6195-6420	J1 a J3

con las especificaciones a cualquier temperatura comprendida en el margen de 4 °C a 35 °C (+39 °F a +95 °F) y el de transmisión desde 15 °C a 38 °C (60 °F a 100 °F). El receptor se probó de -7 °C a +29 °C (+19 °F a +84 °F) y el diplexor transmisor se probó de 15 °C a 49 °C (59 °F a +120 °F). Los diplexores tienen también que soportar una humedad relativa del 95 por ciento y funcionar correctamente una hora después de que la humedad se ha reducido al 70 por ciento, siendo capaces de funcionar a este último valor de manera continua. Tienen que soportar y a la vez funcionar a cualquiera de las presiones que se encuentran desde el nivel del mar hasta una altura de 36.350 km (22.300 millas terrestres) y la radiación de partículas que se espera haya en su órbita, un flujo de  $8 \cdot 10^{13}$  electrones de 1 mev.

Se prestó también cuidadosa atención a las especificaciones de golpes y vibraciones ya que existía una fuerte exigencia de minimizar el peso del satélite y, por tanto, del diplexor. Al mismo tiempo, las diversas secciones del material habían de ser suficientemente fuertes y el diplexor fabricable. Los diplexores se diseñaron para resistir un espectro de vibración combinado de vibraciones senoidales y aleatorias que representasen, con amplio margen de seguridad, la fase de empuje en los puntos de fijación del diplexor, en condiciones más duras de las de normal funcionamiento (ver tablas 2 y 3).

Los diplexores hubieron de cumplir las especificaciones eléctricas para 60.000 horas en las condiciones antes especificadas, sin incluir el choque y vibración del lanzamiento.

Después de que los modelos básicos de ambas unidades se utilizaron para establecer las dimensiones de la cavidad e iris y las tolerancias requeridas, se determinó, mediante prueba, que las tolerancias se podían mantener mejor durante el ensamblado utilizando el proceso de soldadura por haz electrónico.

En las tablas 4 y 5 se da un sumario de pesos de los diplexores de transmisión y recepción, respectivamente.

La capacidad de los diplexores para cumplir las especificaciones ambientales se pone de manifiesto por el éxito de su funcionamiento en los diversos satélites Intelsat III ahora en órbita.

### 3. Bases para el diseño de diplexores

La impedancia interna del generador que alimenta a un filtro y la impedancia en que éste termina, son partes intrínsecas del diseño del filtro. Cuando un filtro se conecta a un generador o carga diferente de aquélla para la que ha sido diseñado, su respuesta cambia. Un diplexor o multiplexor debe conectar un número de filtros a una unión común, de manera que uno cualquiera de los filtros tiene como carga la combinación de circuitos de los otros filtros y cargas conectados a la unión. Se dispone de diversas técnicas para presentar a cada filtro una carga próxima a la que requiere. Estas técnicas forman la base de los diseños de diplexores. En el Intelsat III se utilizaron técnicas interesantes y diferentes para los diplexores de transmisión y recepción.

#### 3.1 Diseño del diplexor de transmisión

El diplexor de transmisión que se muestra en la figura 1, se ha construido de acuerdo con el esquemático de la figura 3. La salida del amplificador de potencia se aplica al diplexor a través de un conector coaxial tipo T.N.C. En primer lugar, encuentra, una unión T paralela a través de la cual están conectadas un filtro coaxial paso bajo y otro paso alto. Los filtros coaxiales se han diseñado para suprimir, en el camino de la señal, los armónicos de orden superior del tubo de ondas progresivas y dirigirlos a una carga donde son absorbidos.

El filtro paso bajo presenta un circuito abierto a estos armónicos en un plano de referencia en la T paralela coaxial. El filtro coaxial paso alto presenta una adap-

Tabla 2 - Pruebas de vibración - Diplexor de recepción

Tipo de vibración	Eje	Frecuencia (Hz)	Nivel de vibración	Tipo de barrido
Sinusoidal	Longitudinal	10-35	10,1 mm pico a pico 18,0 g ef 3,5 g ef	Dos octavas por minuto
		35-150		
150-2000				
Sinusoidal	Lateral	5-35	10,1 mm pico a pico 18,0 g ef 3,5 g ef	Dos octavas por minuto
		35-150		
150-2000				
Aleatoria gaussiana	Longitudinal y lateral	20-150	0,03 g <sup>2</sup> /Hz — 0,06 g <sup>2</sup> /Hz	Duración cuatro minutos por eje
		150-300		
		300-22 000		

Tabla 3 - Pruebas de vibración - Diplexor de transmisión

Tipo de vibración	Eje	Frecuencia (Hz)	Nivel de vibración	Tipo de barrido	
Sinusoidal	Longitudinal	10-17	10,1 mm pico a pico	Una octava por minuto	
		17-50	4 g ef		
50-200		7 g ef			
200-1000		13 g ef			
Sinusoidal	Lateral	1000-2000	7 g ef	Una octava por minuto	
		5-20	3 g ef		
		20-60	7 g ef		
		60-700	3 g ef		
		700-1300	15 g ef		
Aleatoria gaussiana	Longitudinal	1300-2000	3 g ef	Duración dos minutos	
		20-100	0,05 g <sup>2</sup> /Hz		
		100-200	0,03 g <sup>2</sup> /Hz		
		200-1000	0,15 g <sup>2</sup> /Hz		
	Aleatoria gaussiana	Lateral	1000-2000	0,03 g <sup>2</sup> /Hz	Duración dos minutos por eje
			20-30	*	
			30-60	0,35 g <sup>2</sup> /Hz	
			60-120	0,06 g <sup>2</sup> /Hz	
			120-170	0,01 g <sup>2</sup> /Hz	
			700-1100	0,20 g <sup>2</sup> /Hz	
Aleatoria gaussiana	Lateral	1100-2000	0,02 g <sup>2</sup> /Hz		

\* Aumento de la vibración en una cantidad constante de 9 dB/octava.

tación en este plano de manera que los armónicos se dirigen hacia este lado, como se ve en la figura 1, entrando en el filtro paso alto que está situado en la rama de montaje del diplexor de transmisión. La energía se absorbe en una carga de 50 ohmios (sobresale por el otro lado de la rama de montaje), después de atravesar el filtro paso alto. Inversamente, el filtro paso alto presenta un circuito abierto en un plano de referencia de la T en el que el filtro paso bajo presenta una adaptación a las frecuencias de comunicación. De esta manera, las señales de las bandas de comunicaciones de transmisión,

altas y bajas, se aplican a sus respectivos filtros de guíaondas, de siete polos, para sumarse en la T de guíaondas situada en el centro del diplexor.

Principios similares se aplican a la porción principal del diplexor propiamente dicho. El objetivo aquí es sumar la salida de cada uno de los dos transmisores en la T sin permitir que potencia alguna de uno de los transmisores se propague hacia el otro. Tal potencia representaría una pérdida de señal, podría cargar y afectar de manera adversa el funcionamiento del transmisor e incluso dañarle seriamente. Se utiliza una T serie en el plano E de guíaondas, de manera que ahora cada filtro ha de presentar un cortocircuito fuera de su banda de frecuencias. Esto hace necesario localizar los planos de referencia del cortocircuito fuera de banda de los filtros de guíaondas en los planos de referencia de la T del guíaondas.

Un examen de la matriz de dispersión de una T sin pérdidas, serie o paralelo, indicaría que cuando un cortocircuito o un circuito abierto, respectivamente, se sitúa en un plano de referencia de una de las ramas de la T, la energía se transmite, sin reflexión alguna, entre las

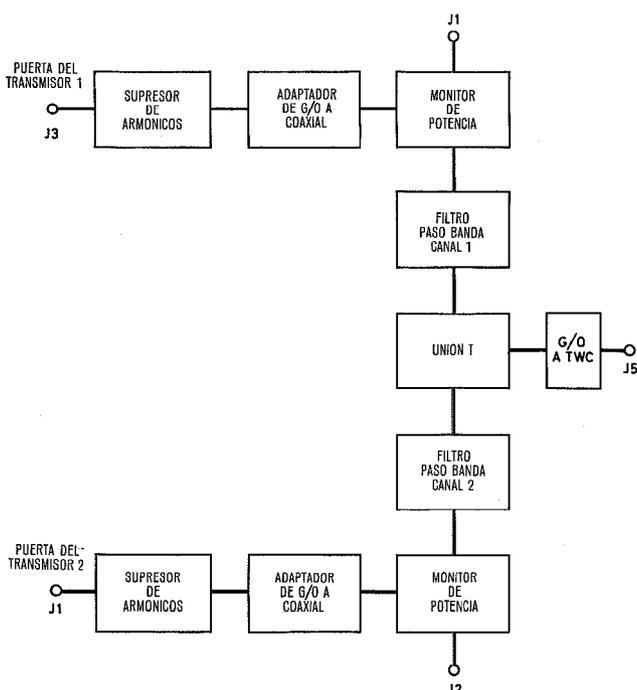


Fig. 3 Diagrama de bloques del diplexor de transmisión.

Tabla 4 - Sumario de pesos - Diplexor de transmisión

	Original estimado (gramos)	Modelo de ingeniería (gramos)	Modelo de vuelo (gramos)
Sección T	107	99	620
Sección diplexor	690	610	
Supresor armónicos	300	330	270
Monitores de potencia	17	17	17
Piezas de montaje	85	45	6
Plateado	51	—	—
Total	1250	1101	913

Peso permisible: 990 gramos.

Tabla 5 - Sumario de pesos - Diplexor de recepción

	Original estimado (gramos)	Modelo de ingeniería (gramos)	Modelo de vuelo (gramos)
Adaptador de union "Y"	133	140	460
Sección filtro comunicaciones	420	335	
Sección codo "U"	103	105	695
Sección filtro mando	810	615	
Cables y divisor de potencia	51	51	51
Piezas de montaje	88	80	17
Plateado	77	—	—
Total	1632	1326	1223

Peso permisible: 1300 gramos.

otras dos ramas. Una disposición cuidadosa de las puertas del filtro con relación a la T para la banda de corte del filtro, realiza el objetivo de sumar las dos potencias de transmisión de manera que pueden ambas transmitirse por una sola antena de alta ganancia.

3.2 Diseño del diplexor de recepción

En la figura 4 se muestra el método utilizado para combinar el canal de mando con las bandas de comunicaciones, alta y baja, en el diplexor de recepción. Las bandas de comunicaciones están separadas en dos canales por un diplexor en T del mismo tipo discutido en la sección de los filtros de transmisión. Se utiliza una T paralela, en el plano H, de manera que cada filtro de guíaondas de siete polos debe presentar circuitos abiertos a la T fuera de su banda de paso, en la banda de paso del otro filtro.

La señal de mando captada por la antena contrarrotatoria de alta ganancia debe después eliminarse de cada canal antes de que pase al repetidor. Esto se consigue dirigiendo la señal de cada canal a una híbrida de cuatro puertas de ranura corta de 3 dB, donde se divide en dos. Las dos ramas no aisladas de la híbrida están conectadas a dos filtros paso banda idénticos para la señal de mando. De esta forma, la señal de mando queda separada y encaminada hacia los filtros. La señal

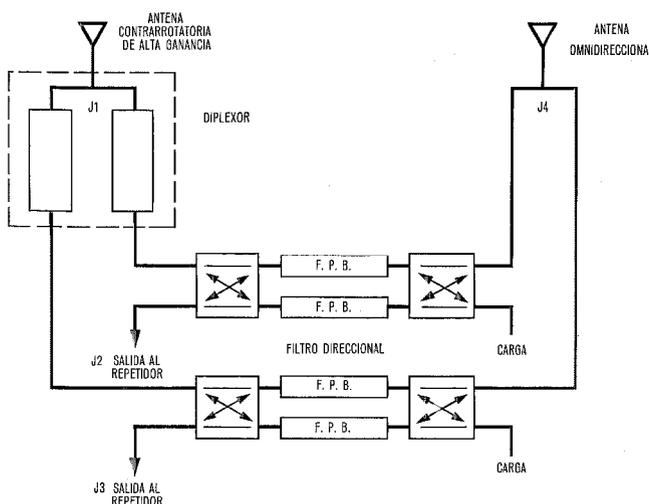


Fig. 4 Diagrama de bloques del diplexor de recepción.

de recepción es rechazada por los filtros y reflejada por ambos. La relación de fase de las señales de recepción divididas en la híbrida de 3 dB es tal que después de la reflexión se recombinan en la rama de salida aislada de la híbrida y se dirigen al repetidor.

La señal de mando no deseada que se ha dirigido a través de los filtros de mando pasobanda, encuentra una segunda híbrida. De nuevo, las relaciones de fase en la híbrida son tales que las dos partes de la señal de mando no deseada se recombinan en la rama de salida aislada de la híbrida que está conectada a una carga adaptada donde la señal se disipa. La señal de mando deseada originada en la antena omnidireccional se divide mediante una T y cada mitad se aplica a las ramas de entrada de las híbridas últimamente mencionadas. Estas dividen las señales mitad en dos partes iguales y, como es usual, avanzan en 90° la fase de la porción que pasa hacia el segundo guíaondas. Las dos partes de la señal de mando deseada atraviesan los filtros pasobanda de mando y llegan a la otra híbrida de ranura corta donde tiene lugar el mismo proceso divisor y desfasador, dando por resultado que se combinan en el canal de salida con la banda de comunicaciones de recepción. El mismo proceso tiene lugar para cada mitad de la señal procedente de la antena omnidireccional.

4. Diseño de filtros

En el supresor de armónicos del diplexor de transmisión se utilizan dos filtros coaxiales. El filtro paso bajo se construyó según un diseño de nueve secciones de constantes casi concentradas utilizando secciones cortas de línea de alta impedancia para simular los inductores y secciones cortas de línea de baja impedancia para actuar como condensadores<sup>1</sup>. El filtro paso alto se diseñó como una línea cargada equilibradora en serie de 6 secciones<sup>2</sup>.

Los filtros de guíaondas del diplexor de transmisión son unidades de siete polos formadas por cavidades acopladas mediante iris<sup>3</sup> y diseñadas para presentar una respuesta Chebyshev con un rizado de 0,05 dB. Con un diseño así concebido, se confió en que las interacciones con los filtros coaxiales, la T y el otro filtro de guíaondas no elevaría el rizado más allá de 0,2 dB.

Los filtros del diplexor de recepción son todos filtros de guíaondas. Los del diplexor de la banda de comunicaciones son también unidades de 7 polos formadas por cavidades acopladas mediante iris<sup>3</sup>, con características Chebyshev y rizado de 0,05 dB. Los filtros de mando no se diseñaron para presentar características Chebyshev sino como filtros de cuatro secciones, banda estrecha y mínimas pérdidas con iguales elementos que el prototipo<sup>4</sup>.

5. Características cualitativas del diplexor

Los esfuerzos en el desarrollo del diplexor del Intel-sat III dieron como resultado significativo las caracte-

<sup>1</sup> Una interesante referencia para el diseño de filtros es G. L. Mattaei y otros, "Design of Microwave filters, Impedance Matching and Coupling Structures", McGraw-Hill, Nueva York 1964, págs. 361—369.

<sup>2</sup> Ibidem, págs. 595—604.

<sup>3</sup> Ibidem, págs. 450—459.

<sup>4</sup> Ibidem, págs. 675—681.

rísticas de calidad de cada diplexor, receptor y transmisor, como un todo. ¿Hasta qué punto todos los filtros y sus redes de interconexión de 3 y 4 puertas funcionan en conjunto para producir la necesaria reparación o adición de canales? Los resultados se presentan a continuación separadamente para cada diplexor.

### 5.1 Diplexor de transmisión

Las características de funcionamiento del diplexor de transmisión típico descrito aquí, proceden de los datos de pruebas realizadas con medidas calibradas de barrido. En primer lugar, se hizo un barrido de las relaciones de onda estacionaria (r.o.e.) en las entradas coaxiales para las bandas A y B. La máxima relación de onda estacionaria encontrada en cada banda fué de 1,46 a 1,0 colocando una carga adaptada a la salida del guíaondas. Se hicieron también barridos para las dos bandas en la salida de guíaondas, con las entradas coaxiales terminadas. La máxima r.o.e. medida en cada banda fué de 1,6 a 1,0. Se realizaron medidas de r.o.e. del segundo armónico en las entradas coaxiales para probar la eficacia del supresor de armónicos en la absorción de las frecuencias. La máxima r.o.e. para cada banda de segundo armónico fué de 2,2 a 1,0.

A continuación se hicieron una serie de medidas de pérdidas de inserción y de selectividad. Para la banda A, la pérdida de inserción de interés es la comprendida entre los terminales J3 y J5. La figura 5 muestra la pérdida de inserción de barrido para la banda A. La pérdida de inserción para la banda B es esencialmente similar, siendo el valor promedio para ambas bandas de unos 0,55 dB. También tienen interés las curvas de selectividad y en la figura 6 se muestra la de la banda A, siendo las de la banda B similares en su forma. Era importante que las pérdidas de inserción de la banda A no excediesen 2,0 dB a las frecuencias de telemetría entre 3930 y 3940 MHz y ese fué también el resultado que se obtuvo. Era también necesario que el extremo de la banda A presentase un rechazo de, al menos, 11 dB en el borde de la telemetría para la banda B a 3960 MHz, lo cual fué conseguido. Las características de la banda B en cuanto a su telemetría y rechazo son similares a las de la banda A. Los terminales de la banda B son J1 y J5.

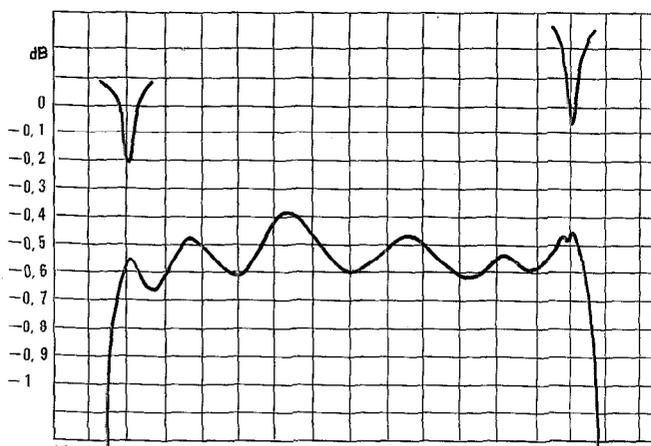


Fig. 5 Pérdidas de inserción de J3 a J5 del diplexor de transmisión.

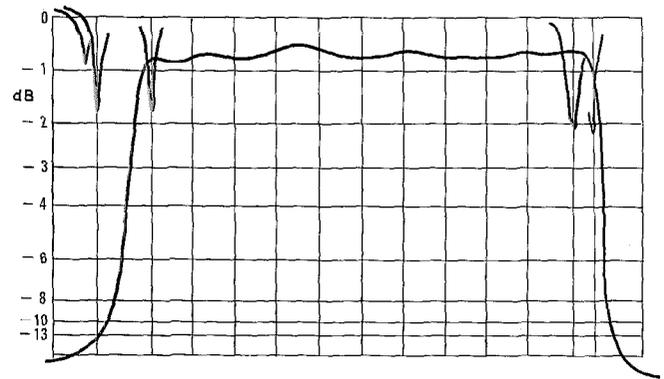


Fig. 6 Selectividad de J3 a J5 del diplexor de transmisión. Banda A.

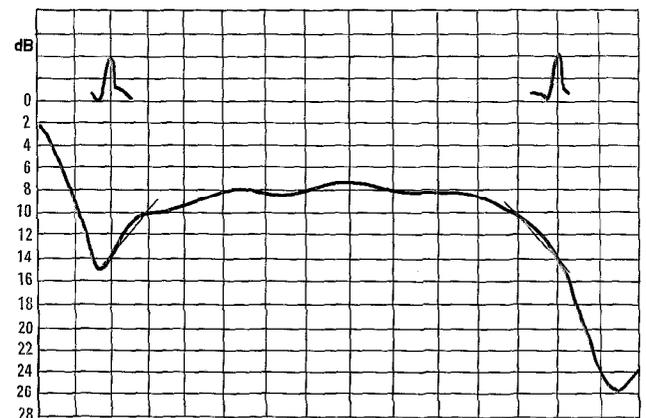


Fig. 7 Retardo de grupo de J3 a J5 del diplexor de transmisión. Banda A.

Se realizaron medidas de barrido de rechazo de segundo armónico de las bandas A y B entre los terminales J3 y J1, respectivamente, y J5. Ambas pruebas mostraron que la atenuación era superior a 60 dB.

Finalmente se realizaron pruebas de barrido de retardo de grupo para cada banda. La figura 7 muestra la medida de retardo de grupo para la banda A. El retardo de grupo de la banda A resultó superior al de la banda B debido a que sus frecuencias son inferiores y por tanto, más próximas al corte en las partes de guíaondas del diplexor. El rizado del retardo de grupo de la banda A en el centro de la banda fué de 0,8 nanosegundos. La porción lineal del retardo de grupo en el borde de la banda inferior, de 3705 a 3725 MHz, fué de 0,118 ns/MHz, y el retardo de grupo parabólico fué de 0,008 ns/MHz<sup>2</sup>. Las cifras correspondientes para el borde de la banda superior, 3910 a 3930 MHz, fueron 0,230 ns/MHz y 0,010 ns/MHz<sup>2</sup>. Exceptuando la relación de onda estacionaria en la puerta del guíaondas, para la que se especificaba 1,5 a 1,0, todos los valores obtenidos en las medidas quedaron dentro de los límites de aceptación de las pruebas para el diplexor de transmisión.

### 5.2 Diplexor de recepción

Para establecer las características de funcionamiento y aceptabilidad del diplexor de recepción se realizaron un conjunto de pruebas similares a las descritas para el de transmisión. Primeramente, se efectuó una serie de medidas de barrido de r.o.e. a la entrada del terminal

J1 para la banda A, la máxima r.o.e. encontrada fué 1,45 : 1. Medida análoga realizada en el terminal J1 para la banda B dió un valor máximo de r.o.e. de 1,55. Las medidas de r.o.e. en las puertas de salida independientes, J2 para la banda A y J3 para la banda B, dieron 1,52 : 1 y 1,48 : 1, respectivamente. La máxima r.o.e. en la puerta de entrada J4 para las señales de mando fué 1,15 : 1, entre 6170 y 6174 MHz.

El barrido de pérdidas de inserción entre J1 y J2 para la banda A dió un rizado máximo de 0,32 dB y unas pérdidas de inserción máximas de 0,93 dB. Las medidas efectuadas en la banda B entre J1 y J3 dieron unas pérdidas de inserción y un rizado ligeramente superiores, siendo la máxima pérdida de 1,13 dB y el rizado 0,43 dB. Los barridos de selectividad referidos para la banda A dieron una atenuación de 10 dB a 5897 MHz y una atenuación superior a 25 dB a 6172 MHz, la banda B lateral más próxima, para la que se requiere un alto valor de rechazo. La figura 8 muestra el barrido de selectividad de la banda A. La selectividad de la banda B es también superior a 25 dB para 6172 MHz, lado más próximo a la banda A, pero la atenuación en el lado no crítico, a 6447 MHz, fué solo de 8,2 dB. Las pérdidas de inserción para las señales de mando desde la puerta J4 a cualquiera de las puertas J2 o J3 no fué superior a 7,3 dB entre 6170 y 6174 MHz.

El retardo de grupo de la banda A presentó un rizado máximo en el centro de la banda de 0,7 ns. El retardo de grupo lineal en el borde de la banda inferior, entre 5927 y 5947 MHz, fué de 0,13 ns/MHz y el retardo parabólico fué de 0,001 ns/MHz<sup>2</sup>. En el borde superior, 6132—6152 MHz, el retardo lineal fué de 0,33 ns/MHz y el parabólico 0,013 ns/MHz<sup>2</sup>. Las especificaciones de aceptación para el retardo lineal y parabólico eran de 0,36 ns/MHz y 0,023 ns/MHz<sup>2</sup>, respectivamente. El retardo de grupo de la banda B resultó mejor en conjunto que el de la banda A ya que ocupa la banda superior de las frecuencias y está más alejada de la frecuencia de corte del guíaondas. Los valores obtenidos para el borde de la banda inferior, 6192—6212 MHz, fueron 0,33 ns/MHz el retardo lineal y 0,012 ns/MHz<sup>2</sup> el parabólico. El rizado del retardo en el centro de la banda fué de 0,8 ns. Los retardos en el borde de la banda superior, 6397—6417 MHz, fueron: el lineal 0,075 ns/MHz y el parabólico 0,005 ns/MHz<sup>2</sup>. Las pérdidas de inserción fuera de banda fueron superiores a 60 dB de 3700 a 5917 MHz y de 7000 a 8387 MHz.

Con la excepción de los 8,2 dB de rechazo en el borde inferior no crítico, frente a los 10 dB especificados para la banda B, y una r.o.e. de 1,55 : 1 frente al valor especificado de 1,5 : 1 para la banda B, todas las demás

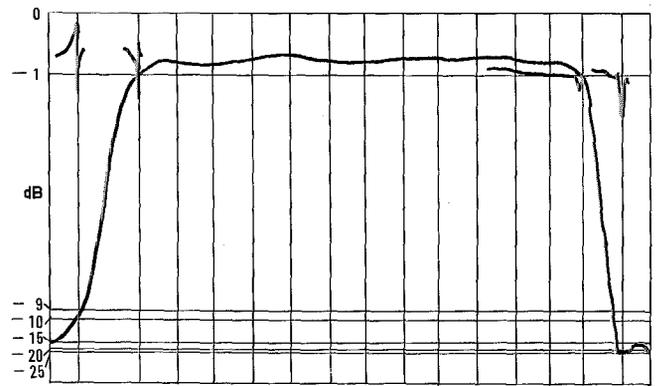


Fig. 8 Selectividad de J1 a J2 del diplexor de recepción.

características cumplen las especificaciones exigidas para la aceptación.

## 6. Conclusión

Se han construido, aproximadamente, una docena de diplexores de microondas transmisores y receptores bastante complejos, cada uno de los cuales cumple severas especificaciones de peso y ambientales. A pesar de su complejidad, interconectan con buen éxito un número de receptores o transmisores a las antenas, uniendo o separando canales, según se especifique.

El autor quiere manifestar su agradecimiento a Mr. H. Scheiner, ingeniero jefe del proyecto, por las provechosas conversaciones durante la preparación de este artículo.

**Murray Hoffman** es un científico especialista en antenas y microondas. Ha diseñado radares para cohetes, barcos y aviones y sistemas de antenas en fase AICBM. Dirigió la fase del estudio de antenas para el concurso del diseño del satélite Intelsat III.

Su trabajo comprende investigación en la teoría de redes de antenas. Es, normalmente, la referencia clásica para el diseño de haces de antena conformados mediante sistemas de antenas lineales, en los libros de Wolff, Colin y Zucker. Desarrolló la teoría de redes de antenas de onda de superficie de línea imagen y este trabajo se describe en el manual de antenas de Jasik. Mr. Hoffman escribió la sección de redes de antenas en la sección de antenas de la quinta edición del "Reference Data for Radio Engineers".

Mr. Hoffman dirigió el "Micromin" inicial del programa de investigación de microondas en Nutley y ha dirigido la investigación en la producción de respuestas exactas de filtros Chebyscheff en presencia de pérdidas. Actualmente, dirige un proyecto de investigación en igualadores de microondas.

Mr. Hoffman es autor de media docena de artículos, posee dos patentes y otras dos en tramitación. Recibió el grado B. S. en Física en el City College y el grado M. S. en Física en la Universidad de Nueva York.

# Oscilador local y generador de señal de orientación para Intelsat III\*

H. GOLDMAN

ITT Defense Communications Division, Nutley, New Jersey, USA

## 1. Introducción

El oscilador local mezclador y el generador de señal de orientación (fig. 1) están contenidos en un solo módulo, pero son eléctricamente independientes. Cada uno consta esencialmente de una cadena de tres amplificadores transistorizados seguida de un multiplicador a diodo de alto orden y del tipo varactor de carga almacenada ("step recovery" o "charge-storage"). Las salidas de los diodos varactor pasan a través de un filtro coaxial de cinco secciones en sus respectivas cadenas.

En la tabla 1 se dan las características eléctricas del oscilador local y del generador de señal de orientación, y en la figura 2 se muestra el diagrama de bloques; los cristales son unidades de resonancia serie al séptimo armónico y se utilizan en un circuito Colpitts de base común. Las etapas del oscilador controlado a cristal utilizan transistores tipo 2N918.

## 2. Oscilador local

El oscilador a cristal emplea limitación de amplitud externa en la forma de dos diodos barrera Schottky

Tabla 1 - Características eléctricas

<i>Potencia de entrada</i>	2,0 vatios
<i>Entrada de telemetría al modulador del generador de señal de orientación</i>	
Nivel nominal	0,475 voltios eficaces
Impedancia	5 a 10 kohmios
Frecuencia	14 kHz a 52,5 kHz
<i>Salida del oscilador local</i>	
Frecuencia nominal	2225 MHz
Nivel nominal	8 dBm
Límites de la salida de espúreos	
2225 + 250 MHz	- 60 dBm
1480 a 1970 MHz	- 90 dBm
3705 a 4195 MHz	- 90 dBm
3945 a 3955 MHz	-100 dBm
Todas las otras frecuencias	- 60 dBm
<i>Impedancia característica</i>	50 ohmios (relación de onda estacionaria 1,5:1)
<i>Salida del generador de señal de orientación</i>	
Frecuencia	3933 a 3967 MHz
Nivel	0 dBm ± 2 dB
Límites de la salida de espúreos	
3705 a 3930 MHz	- 55 dBm
3970 a 4195 MHz	- 55 dBm
Todas las otras frecuencias	- 50 dBm
Modulación	Modulación de fase 1,9 radianes máximo
Impedancia característica	50 ohmios
<i>Estabilidad de frecuencia</i>	
Estabilidad a largo plazo	± 1 parte en 10 <sup>5</sup>
Estabilidad a corto plazo	± 3 partes en 10 <sup>7</sup>
Estabilidad a la temperatura	± 1 parte en 10 <sup>5</sup>
Margen de temperatura	-6,5 °C a 44,5 °C (20 a 112 °F)

\* Este artículo se basa en los trabajos desarrollados bajo el patrocinio de International Telecommunications Satellite Consortium (INTELSAT). Las opiniones expresadas son las de sus autores y pueden no coincidir con las de INTELSAT.

colocados a través de parte del circuito tanque del colector. Esto limita la amplitud del oscilador a transistores, a un valor fijo predeterminado por las características de conducción en sentido directo de los diodos y de la relación de elevación de un autotransformador de salida.

La salida del colector del oscilador a cristal está acoplada por condensador al amplificador separador, que utiliza un transistor 2N918 que trabaja en clase A con una ganancia de 10 dB aproximadamente. La entrada a esta etapa, de unos 3 milivatios aproximadamente, suministrada por el oscilador a cristal, es amplificada a unos 30 milivatios y aplicada al amplificador doblador de frecuencia, que proporciona 120 milivatios de potencia al multiplicador (X 13) de alto orden.

La frecuencia fundamental del multiplicador X 13 es dos veces la frecuencia del cristal, aproximadamente 165 MHz. Después de multiplicación, la salida de 2225 MHz se pasa al mezclador a través de un filtro coaxial de cinco secciones.

El diodo varactor se encuentra en el bucle de acoplamiento del primer resonador en cuarto de onda del filtro y se utiliza en un circuito multiplicador del tipo serie. Los cinco resonadores son estructuras coaxiales en cuarto de onda y se acoplan entre si por su extremo de baja impedancia a través del diafragma. La salida se toma de una probeta capacitativa en la quinta cavidad.

En la figura 3 se muestra la estabilidad de frecuencia de un oscilador típico en función de la temperatura y del voltaje de alimentación de corriente continua.

La variación de la potencia de salida del oscilador local con la temperatura es de +9,1 a +10,2 dBm, o un total de 1,1 dB.

La variación de la potencia de salida con la variación de los +15 voltios de la línea de alimentación es despreciable debido al regulador descrito en la sección 5.

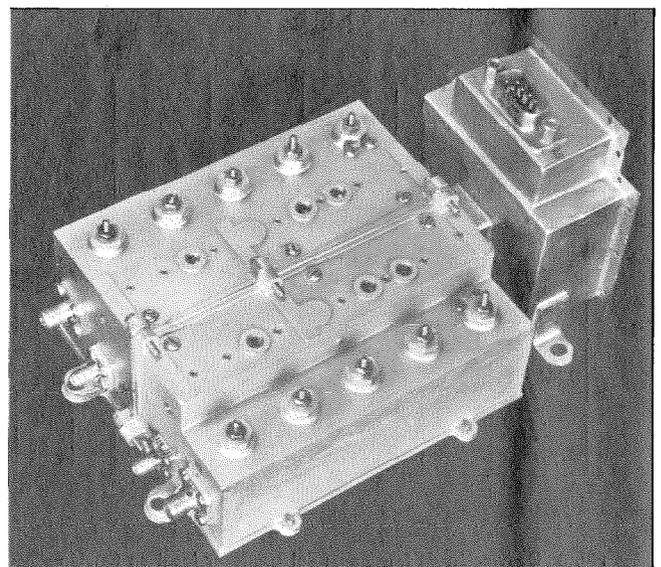


Fig. 1 Oscilador local y generador de señal de orientación.

## Osciladores local y de seguimiento

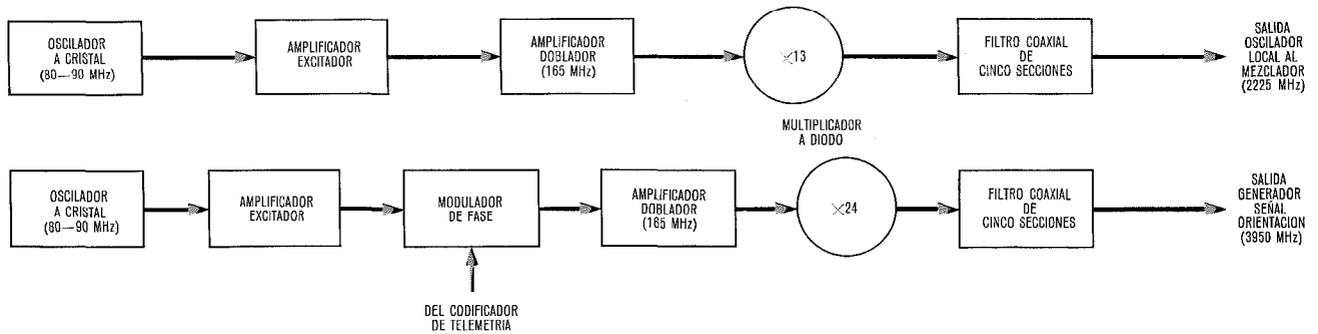


Fig. 2 Diagrama de bloques del oscilador local y generador de señal de orientación.

### 3. Generador de señal de orientación

El generador de señal de orientación recibe señales de datos en banda base del codificador de telemetría y suministra una portadora modulada por impulsos a la etapa de salida de la unidad de acoplamiento del filtro. Su diseño es similar al del oscilador local con algunas diferencias, incorporando un modulador de fase varactor en el circuito tanque de salida del amplificador separador.

La sensibilidad de desviación del modulador de fase es de 0,073 radianes de pico para 475 milivoltios eficaces del codificador. Esto se consigue mediante el uso de un simple modulador de resonancia en paralelo, obteniéndose la variación de capacidad con un varactor. Esta desviación se multiplica, por la multiplicación de frecuencia por 24 de la cadena del generador de señal de orientación, a una desviación de salida de 1,9 radianes de pico.

El multiplicador a diodo del generador de señal de orientación es similar al del oscilador local, excepto que el multiplicador es "por 24" en lugar de "por 13".

La figura 4 muestra la potencia de salida del generador de señal de orientación en función de la temperatura y del voltaje de corriente continua de alimentación del colector. La característica mejorada de la potencia de salida en función de la temperatura se consigue, tanto para el generador de señal de orientación como para el oscilador local, utilizando resistencias con coeficiente de temperatura positivo en los circuitos de polarización

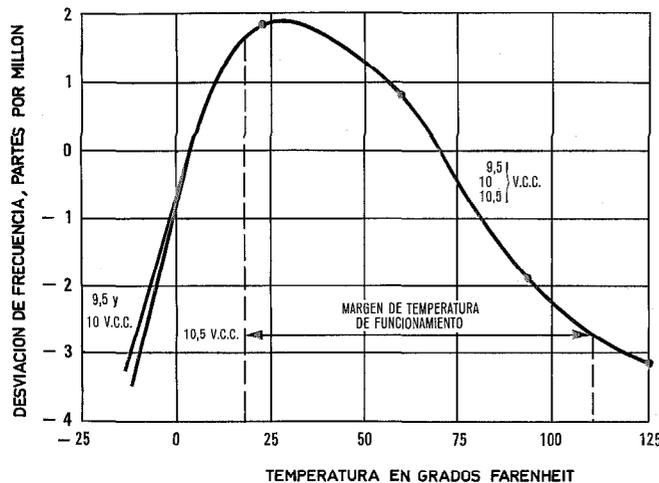


Fig. 3 Desviación de frecuencia del oscilador local en función de la temperatura y del voltaje de alimentación de corriente continua. Los puntos medidos se muestran sobre la curva.

del multiplicador. Además, se consigue una característica plana de la frecuencia del cristal con la temperatura, centrando su frecuencia de cambio a la temperatura de operación nominal. La estabilidad de frecuencia con la temperatura del generador de señal de orientación es muy similar a la del oscilador local que se muestra en la figura 3.

La variación de la potencia de salida con la variación de los +15 voltios de la línea de alimentación es despreciable debido al regulador descrito en la sección 5.

### 4. Características

La estabilidad de frecuencia a largo plazo tanto de la frecuencia de salida del oscilador local como del generador de señal de orientación, se especifica que tenga una variación máxima de  $\pm 1 \times 10^{-5}$  en seis años y  $\pm 3 \times 10^{-7}$  en una semana. Las variaciones dependientes de la temperatura a través de todo el margen de temperaturas de operación, especificadas en la tabla 1, no excederán de  $\pm 1 \times 10^{-5}$ . Además, la estabilidad de frecuencia a corto plazo debe ser tal que el ruido y espúreos de la modulación de frecuencia sean menores de 10 Hz de desviación eficaz en una banda base de 100 Hz a 12 kHz. Estas características se contraponen y se ha adoptado un compromiso (sección 6).

### 5. Alimentación

La línea de alimentación de corriente continua a la entrada del oscilador local y del generador de la señal

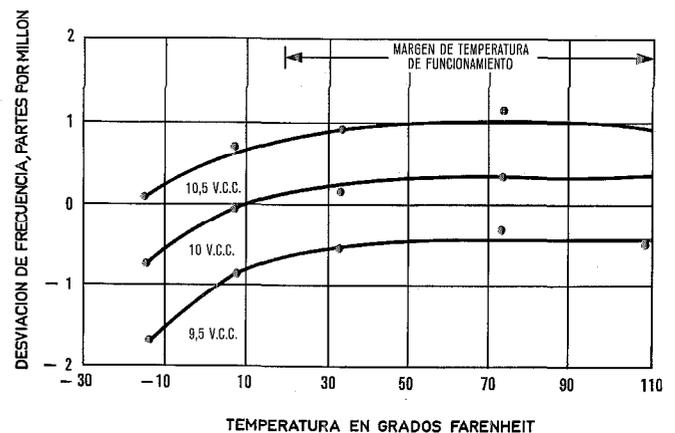


Fig. 4 Potencia de salida del generador de señal de orientación en función de la temperatura y del voltaje de alimentación de corriente continua. Los puntos medidos se muestran sobre la curva.

de orientación es a 15 voltios no regulados. Un regulador de corriente continua constituido por un amplificador diferencial de dos etapas, está montado en el módulo del oscilador y suministra  $10 \pm 0,1$  voltios regulados a las distintas etapas. Se requiere también reducción del rizado puesto que la alimentación de 15 voltios no está bien filtrada.

## 6. Análisis en el caso más desfavorable

Una importante consideración del diseño fué el efecto a largo plazo, sobre las características del circuito, causado por el envejecimiento de las partes. Se utilizaron dispositivos pasivos, conocidos por su lento envejecimiento, para minimizar su contribución a esta degradación.

Además, se tomaron medidas para optimizar el ensamble mediante redes pasivas ajustables o de valores eléctricos seleccionados. Estos circuitos optimizados tienen un mayor grado de tolerancia a la desviación de los parámetros, tanto de componentes pasivos como activos.

En todos los casos la obtención de las especificaciones de los componentes requirió pruebas de vida con límites establecidos de desviación tolerable. En las pruebas de vida se especificaron los cambios permisibles de los parámetros y de los valores absolutos.

Para mayor uniformidad, las especificaciones de los semiconductores limitaron las desviaciones en los parámetros. Como estos parámetros cambian con el tiempo, se hizo un análisis para determinar posibles efectos perjudiciales. Para los transistores, la tendencia usual es una disminución del factor Beta y un incremento de la capacidad emisor base. Como estos efectos también ocurren a temperaturas más bajas, el análisis permitió la predicción del comportamiento del circuito con el envejecimiento. Se encontró que el oscilador continuaba funcionando satisfactoriamente a pesar de alguna degradación de sus características generales.

En la etapa del multiplicador de frecuencia y de la sección de acoplamiento de entrada del diodo de carga almacenada, los termistores de compensación de la temperatura en las redes de polarización pueden experimentar una desviación de resistencia con el tiempo del 2 por ciento. Estudios de laboratorio han demostrado que estos cambios no tienen efectos de degradación importantes.

La experiencia del fabricante con diodos de carga almacenada indicaba que el tiempo de transición y de almacenamiento disminuye con la vida de operación. Basado en las pruebas de vida a una carga dada y temperatura de 200 °C, predice una disminución del 10 por ciento del tiempo de transición y 30 por ciento del tiempo de almacenamiento cuando se les utiliza en esta forma. La disminución del tiempo de transición es beneficiosa puesto que se necesita una conmutación rápida del diodo para la generación de armónicos de alto orden. Por otra parte, la disminución del tiempo de almacenamiento puede degradar el funcionamiento, puesto que la transición ocurrirá entonces en un punto más bajo de la onda inversa, dando lugar a una disminución del nivel

del armónico. Los datos muestran que la potencia de salida continúa siendo totalmente adecuada aún a bajos niveles de alimentación de corriente continua con excitación más pequeña del doblador. Este margen compensa los efectos de envejecimiento del diodo de carga almacenada.

También hay que tener en cuenta el envejecimiento en la estabilidad del cristal de cuarzo. Se ha escogido un cristal de corte AT para operar en la banda de 80 a 90 MHz. El fabricante recomienda esta elección para mejor satisfacer las especificaciones eléctricas y del medio ambiente. Además, la frecuencia inicial es lo bastante baja para obtener un funcionamiento eficiente del transistor.

El nivel de excitación del cristal y la estabilidad a corto plazo están relacionados entre sí. Sin embargo, la desviación por envejecimiento se acelera con altos niveles de excitación. Se debe llegar a un compromiso para obtener estabilidad a largo plazo y ha sido escogido un nivel de excitación del cristal de 200 a 500 microvatios como el más adecuado. Un limitador a diodo (del tipo de conducción por portadores mayoritarios con polarización directa) asegura una excitación aproximadamente constante.

Las tendencias de envejecimiento son fácilmente predecibles en los cristales de cuarzo si las condiciones de funcionamiento están definidas claramente. La especificación define las condiciones eléctricas e incluye un requisito de envejecimiento de 2000 horas. La desviación media no puede exceder de 0,3 partes por millón por semana durante este período. El suministrador predice que cualesquiera cambios importantes ocurrirán durante este tiempo disminuyendo asintóticamente la velocidad de estos cambios hasta un valor fijo después. Predice además que los cambios por envejecimiento durante las primeras 2000 horas serán aproximadamente iguales a aquéllos que ocurran después, para un cambio total del orden de 4 partes por millón. La exigencia de la especificación es de 10 partes por millón.

---

**Hyman Goldman** nació en Malden, Massachusetts, en 1922. Sirvió en la Armada de los Estados Unidos desde 1943 hasta 1946. Obtuvo el grado BSEE, con mención, del Instituto Politécnico de Brooklyn en 1967.

Se unió a ITT en 1942 como ayudante de laboratorio y desarrolló transmisores para televisión en color y navegación aérea. Trabajó en amplificadores klystron de banda ancha para el enlace sobre el horizonte Florida-Cuba y dirigió su desarrollo, prueba e instalación del enlace Florida-Nassau. Otras actividades incluían el diseño y desarrollo de componentes de radiofrecuencia para el satélite Intelsat III.

El Sr. Goldman es ahora jefe de sección de ingeniería de ITT Defense Communications Division. En el momento actual, es responsable del diseño y desarrollo de cadenas de oscilador local para los equipos de radio tácticos AN/GRC-143 y AN/GRC-144 que se construyen para la Armada de los Estados Unidos.

El Sr. Goldman ha escrito artículos técnicos sobre desarrollos de amplificadores y transmisores, y tiene una patente para un dispositivo de descarga de electrones con modulación de velocidad.

# Filosofía de construcción y técnicas de fabricación del Intelsat III\*

P. STIEHL

ITT Defense Communications Division, Nutley, New Jersey, USA

## 1. Introducción

En este artículo se describe la filosofía de construcción del equipo del Intelsat III con preferencia a los detalles de los circuitos. Desde el comienzo del programa hasta su finalización, el objetivo principal desde el punto de vista de fabricación fué conferir una gran calidad al producto hasta el límite realizable.

Se dedicó especial interés al establecimiento de una organización estrechamente unida, aislada del núcleo de la actividad de producción, y cuyas operaciones se controlaron con estricta fidelidad a los procedimientos y prácticas de garantía de fiabilidad y calidad especificados para el programa. Se dispuso para el proyecto un edificio independiente. Las operaciones de montaje e inspección se realizaron en un conjunto de habitaciones de ambiente limpio especialmente construidas, con personal de ingeniería, control de producción y control de calidad muy próximo en zonas contiguas. La concentración del personal en un lugar centralizado facilitó considerablemente los aspectos administrativos de la actividad. Se inculcó al personal asignado al programa un sentido de responsabilidad y orgullo individuales en relación con el proyecto.

## 2. Componentes mecánicos

El diseño del transmisor-receptor del Intelsat III estuvo limitado por las restricciones de tamaño, peso y forma que imponían las especificaciones del proyecto. En consecuencia, en el diseño mecánico de los diversos módulos constituyentes del transmisor-receptor se tuvo muy en cuenta el peso. Se utilizaron técnicas especiales de fabricación a fin de garantizar que los problemas de peso eran proporcionados a los factores críticos de fiabilidad que se precisaban para soportar las condiciones ambientales del despegue de la catapulta de lanzamiento.

En general, los procesos de fabricación y las técnicas de ensamble no eran en sí totalmente nuevos. Sin embargo, se utilizaron casi exclusivamente métodos que demostraron ser satisfactorios en anteriores programas espaciales. Muchos de los dispositivos mecánicos se fabricaron bajo vigilancia de ingeniería para garantizar la más elevada calidad posible del producto.

Todos los componentes mecánicos se fabricaron en talleres mecánicos o de chapa normales. Las piezas se limpiaron enteramente de toda sustancia contaminante y se embalaron en recipientes o bolsas que impedían la entrada de borra, antes de su envío a la zona de ensamble.

Las partes y subconjuntos principales se ensamblaron previamente en muchos casos. Esto permitió asegurarse de que se corrigió adecuadamente todo defecto de alineación, consecuencia de la acumulación de tolerancias durante la fabricación en los talleres. Los materiales

empleados en los componentes mecánicos fueron examinados y comprobados para garantizar la compatibilidad de unos con otros y con el medio ambiente espacial. Se dedicó particular atención a las distintas clases de materias primas utilizadas; por ejemplo, piezas fundidas, metal en barras, chapa metálica, tubos y piezas no metálicas. Los procesos de fabricación se elaboraron teniendo en cuenta los requisitos de dureza, las tolerancias y los acabados de las superficies. Se analizaron cuidadosamente las características de deterioro de los materiales en función de las condiciones del medio espacial, antes de su aceptación para el transmisor-receptor. En cualquier caso, se exigió a los suministradores un certificado del análisis de laboratorio de los materiales. Durante los ciclos de fabricación y ensamble se realizaron pruebas especiales para garantizar la fiabilidad, especialmente en operaciones de curvatura, soldadura, unión y otras semejantes. Las pruebas principales fueron:

- *Potencial anódico* — Efecto de metales diferentes.
- *Radiografía y microscopía* — Para determinar la fluencia de soldaduras, piezas fundidas o materiales.
- *Prueba de Rockwell o de Brinell* — Para comprobar que la dureza de los materiales está de acuerdo con las especificaciones.
- *Prueba de torsión* — Conformidad del módulo de elasticidad al esfuerzo cortante.
- *Prueba de arranque* — Para garantizar la adecuada resistencia de las soldaduras de conexión de componentes electrónicos.

Se especificaron cuidadosamente las exigencias de tolerancia, mecanizado, condiciones de los materiales y funcionamiento de forma que cumplieran la elevada calidad necesaria para conseguir una buena fiabilidad y larga vida. La participación de ingenieros mecánicos durante la fase del prototipo aseguró al máximo la fiabilidad del diseño. En esta fase se redujeron al mínimo los problemas potenciales de coordinación y fabricación.

Se examinaron los distintos tipos de acabado desde un punto de vista de mecanizado y acabado electrolítico. Todas las piezas vulcanizadas y la chapa fueron sometidas a un proceso de acabado abrasivo a presión o a un baño ultrasónico para garantizar que todas las superficies quedaban metalúrgicamente limpias antes del revestimiento galvánico o de otro tipo. Los procedimientos de acabado electrolítico incluían revestimientos de iridio, níquel, oro y capas para control térmico. Se puso especial atención en la elección de los métodos electrolíticos apropiados. Los factores principales que se tuvieron en cuenta fueron la acción electrolítica, la resistencia a la corrosión, el descascarillamiento y la sublimación, la resistencia eléctrica, y la conductibilidad y el poder emisivo térmicos.

## 3. Componentes electrónicos

A causa de las condiciones sin precedente de larga vida y fiabilidad que debía cumplir el transmisor-receptor

\* Este artículo se basa en los trabajos desarrollados bajo el patrocinio de International Telecommunications Satellite Consortium (INTELSAT). Las opiniones expresadas son las de sus autores y pueden no coincidir con las de INTELSAT.

del satélite, así como de la necesidad de soportar una amplia variedad de esfuerzos térmicos, eléctricos, mecánicos y del medio espacial, solo se admitieron componentes electrónicos de funcionamiento seguro con garantía de cero defectos para los circuitos del transmisor-receptor. Estos componentes electrónicos incorporados a dichos circuitos fueron de muy diversos tipos y valores. Su selección supuso un volumen considerable de estudio de proyectos anteriores relacionados con el espacio, en los que ya se había establecido un precedente de larga vida y fiabilidad; por ejemplo, el proyecto Minuteman.

Se elaboraron rigurosas especificaciones, basando el diseño de ingeniería en componentes de calidad demostrada. En la especificación se incluyeron condiciones referentes a protección, envejecimiento acelerado para eliminar piezas defectuosas, fabricación en un medio ambiente regulado y pruebas especiales de aptitud. El personal de ingeniería y control de calidad trabajó en estrecho contacto con los subcontratistas que suministraban componentes importantes para el proyecto, a fin de cooperar en el diseño y asegurarse de que el producto acabado se ajustaba a las características eléctricas y de fiabilidad detalladas en la especificación del material. Durante la fabricación y la prueba de las maquetas, se investigaron todos los casos de funcionamiento defectuoso relacionados de alguna forma con los componentes electrónicos, y se tomaron las medidas oportunas para evitar que se reprodujeran estos casos en el equipo de vuelo.

#### 4. Zona de montaje

Para garantizar la fiabilidad y calidad del producto, se construyó una sala de ambiente limpio electrónica especial para impedir la contaminación debida a cualquier sustancia que pudiera afectar al transmisor-receptor durante sus cinco años de funcionamiento.

Como parte del conjunto figuraban un ropero, un almacén, un depósito de piezas, instalaciones de limpieza y zonas de encapsulación, montaje y pruebas, unidades independientes todas ellas. El montaje y las operaciones de control más riguroso se llevaron a cabo utilizando bancos de flujo de aire laminar en la habitación limpia, lo que proporcionó un ambiente exento de contaminación en la medida que se consideró necesario. A consecuencia del empleo de los bancos de la zona limpia, se dispuso de una instalación de un nivel considerablemente superior al Federal Standard 209 de clase 100.000 del que se partió.

#### 5. Construcción

Se eligió como base un conjunto de habitaciones limpias de clase 100.000. El recinto era de diseño no laminar, pero se utilizó aire acondicionado rigurosamente filtrado, con difusores individuales en el techo y extraído por conductos de salida situados cerca del suelo alrededor de la sala. Las habitaciones limpias tenían una presión superior a la de los locales circundantes para garantizar que todos los escapes se producían hacia afuera. Cada sala estaba cercada por cristal reforzado empotrado en las paredes desde una altura de aproximada-

mente 1,20 metros del suelo hasta cerca del techo. La disposición de los locales permitía una fácil supervisión por parte de la dirección e hizo posible que los visitantes contemplaran los trabajos sin contaminar las zonas críticas ni perturbar las operaciones. Las especificaciones de construcción de suelos, paredes y techos tendían a impedir fugas hacia o desde el interior de la zona. Se utilizó en toda el área la construcción con material de baja exudación. Se tuvieron en cuenta especificaciones especiales para el control de la temperatura, la humedad relativa y la presión estática. Se pusieron restricciones al personal en cuanto a fumar, utilizar cosméticos, llevar comida y el tipo de ropa que debían usar. En la figura 1 se muestra un plano del conjunto de ambiente limpio.

#### 6. Normas para las habitaciones limpias

Las salas limpias constituían una zona restringida, el acceso a la cual estaba limitado al personal de la misma y a ciertas personas autorizadas. La ropa es una de las fuentes más serias de contaminación, que podían captarse de varias formas y por diversos motivos fuera de la zona limpia. Se asignó a todo el personal responsable una bata cuyos botones se abrochaban antes de entrar en la zona correspondiente.

Algunas de las normas que se seguían en esta zona eran:

- todas las herramientas, aparatos y enseres se limpiaban periódicamente de acuerdo con disposiciones previstas. Cualquier herramienta o pieza que se dejaba caer inadvertidamente se llevaba en seguida al supervisor para que la volviera a limpiar;
- todos los desechos y residuos se depositaban inmediatamente en recipientes para desperdicios;
- para hablar entre distintas zonas se utilizaba el teléfono;
- se recomendaba no circular sin necesidad;
- el conjunto ensamblado y las piezas no se dejaban nunca al descubierto después de las horas de trabajo. Se encerraba entonces el equipo en recipientes de polietileno cerrados construídos especialmente;
- se empleaban dediles siempre que había que manejar piezas con las manos;
- se denunciaban en seguida al supervisor los cambios desfavorables en las condiciones ambientales (por ejemplo, producción o acumulación de polvo, cambios notables de humedad o temperatura).

Normas para el personal:

- conservar limpias las uñas;
- no peinarse nunca en el recinto;
- prohibido esmaltarse las uñas;
- prohibidos los cosméticos, salvo el lápiz de labios;
- prohibido comer o fumar;
- los únicos materiales admitidos para escribir eran el papel vitela, el mylar y un papel especial sin pelusa;
- el único instrumento para escribir admitido era el bolígrafo.

#### 7. Manipulación del material

Todos los componentes electrónicos y las piezas mecánicas se sacaban de las cajas o los cartones de



**11. Presión estática**

Se determinó la presión estática de los locales mediante un manómetro diferencial corriente calibrado en pulgadas de agua. Se mantuvo una diferencia mínima de 1,27 milímetros de agua entre salas, teniendo la de montaje la presión estática relativa más alta.

**12. Técnica de fabricación y montaje**

Los ingenieros mecánicos asignados al proyecto se ocuparon de que se cumplieran todas las especificaciones de métodos y materiales y de que éstas eran compatibles y adecuadas al medio ambiente de la nave espacial. Sus tareas incluían la supervisión de las operaciones de fabricación y ensamble, la aplicación de acciones reparadoras o correctivas y la solución eficaz de todo el problema que se presentase durante la producción. Se estableció estrecho contacto con la ingeniería de diseño para la preparación de los dibujos de fabricación durante la fase de diseño y desarrollo. Esta colaboración garantizó la máxima preocupación por la fiabilidad del diseño, especialmente en lo concerniente a los conceptos de reproducibilidad de fabricación y montaje. Los problemas de fabricación potenciales y de coordinación fueron reducidos al mínimo en este período.

Durante la fase de diseño y desarrollo, los ingenieros de producción estudiaron los dibujos de fabricación y las especificaciones para detallar los procesos, métodos y técnicas de producción. Su misión incluía trabajos como la elección de herramientas, plantillas, aparatos, calibres y el establecimiento de secuencias en las operaciones de montaje. Su tarea consistía en el desarrollo de dispositivos auxiliares visuales de secuencia programada y de una exposición detallada del montaje, que jugaron un papel importante en los trabajos de ensamble.

Los dibujos de fabricación, el proceso y los métodos de ensamble desarrollados en la etapa de diseño se utilizaron en una primera fabricación para la obtención de las unidades que la ingeniería de diseño y de inspección necesitaba como prototipos. De esta forma, se probó y calibró la viabilidad del plan de fabricación.

**13. Técnica de conexión en las tarjetas de circuito impreso**

En la determinación del mejor sistema de conexión de las unidades de circuitos integrados de encapsulado plano y los diversos componentes discretos a las tarjetas de circuito impreso, se consideraron diversos métodos de conexión o fijación: soldadura a mano, soldadura por ola a máquina, soldadura de refusión de separación paralela y soldadura de separación paralela. Se tomó la decisión de utilizar esta última técnica.

En la soldadura de separación paralela por resistencia, se colocan muy próximos dos electrodos sobre la zona en que debe hacerse la conexión, para efectuar la soldadura entre los electrodos como muestra la figura 2. Generalmente, la soldadura se hace aplicando una presión a las dos piezas metálicas a conectar y haciendo pasar una corriente eléctrica de corta duración a través de ellas. Se produce suficiente calor para que las superficies en contacto se suelden, dependiendo la soldadura de la resistencia dinámica de los metales y de la inten-

sidad de la corriente que los atraviesa. Esto da lugar a una soldadura por fusión o una soldadura por forja con efectos laterales de soldadura fuerte. Las soldaduras por fusión proporcionan los empalmes más fuertes, pero las propiedades eléctricas y térmicas de los materiales utilizados en los componentes electrónicos y en la tarjeta impresa no permiten un calor excesivo, de forma que lo más normal es la soldadura por forja, que es, sin embargo, muy superior una soldadura normal.

Antes, la soldadura de separación paralela constituía una operación delicada. El suministro de energía para la soldadura por resistencia, por descarga de condensador, daba lugar a una operación marginal que resultaba en gran variedad de soldaduras, desde unas muy débiles a otras totalmente pasadas. Esto se debía a que la resistencia de los conductores, las conexiones y el transformador de soldar añadian de 5 a 50 miliohmios, mientras que la resistencia del hilo de conexión del componente sólo era de 0,1 a 1,0 miliohmios. Se tenía así un circuito equivalente a un generador de corriente constante, cuya energía de soldadura aumentaba con la temperatura. Esto era indeseable, pues tendía a provocar un embalamiento térmico y soldaduras pasadas.

Con la aparición de nuevos sistemas de soldadura, se incorporaron a los equipos soldadores márgenes de funcionamiento más amplios y compensación automática de las variaciones del material. Uno de estos equipos es el soldador de tensión constante con control dinámico que tiene un circuito detector autorregulado, con realimentación, y que controla automáticamente la energía que se suministra a los electrodos, independizando prácticamente el efecto de la temperatura del área de la sección. De esta forma se da gran consistencia a las soldaduras, siempre que se haya seguido el método correcto y los materiales soldados no sean incompatibles con los empleados en la preparación del método de soldadura.

Algunos de los factores más importantes que influyeron en la decisión de adoptar la soldadura por resistencia fueron los siguientes:

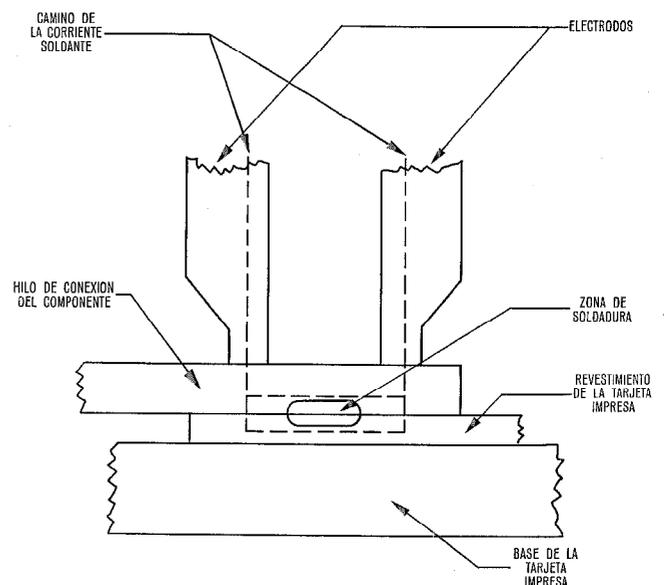


Fig. 2 Soldadura de separación paralela.

## Filosofía y técnicas de fabricación

- reducción de peso por disminución del volumen de la conexión;
- el hecho de que originalmente un gran porcentaje de los componentes utilizados en las tarjetas eran circuitos integrados del tipo de encapsulado plano;
- la gran densidad de componentes montados en ambas caras de las tarjetas impresas y la minimización de la deformación de éstas;
- la mayor robustez de la soldadura, que es comparable a la de los metales que se sueldan;
- la reducción al mínimo de la producción de esfuerzos;
- la localización del calor en la zona de unión debido a la constante de tiempo de aplicación, lo que redujo al mínimo las transferencias térmicas a los componentes semiconductores delicados;
- eliminación de las inclusiones de fundente (desprendimiento de gases) y de la adición de un tercer elemento (el "estaño").

### 14. La tarjeta de circuito impreso

Las tarjetas elegidas para el proyecto tenían unas dimensiones aproximadas de  $7,5 \times 10$  cm y estaban constituidas por una base laminar de fibra de vidrio epoxídica 1/32 G-10, revestida de una capa de 0,075 mm de níquel con una pureza del 99,9 por ciento. El grosor de las placas fué determinado por el peso. Las placas tenían una media de 20 a 30 orificios impresos. Al principio hubo dificultades con el procedimiento de metalización de los orificios a causa del espesor de las tarjetas, pero se resolvió el problema desarrollando un proceso especial de metalización. Se eligió níquel de elevada pureza para el recubrimiento debido a que se suelda bien y a que tiene la resistividad adecuada que se precisa en el sistema de soldar. Permite una buena formación de circuitos impresos, con bajo factor de variación, y se suelda fácilmente con los hilos conductores de los diversos componentes electrónicos utilizados. Se desechó el revestimiento con cobre a causa de su elevada conductividad, que dificulta la soldadura de separación paralela. También se desestimó el kovar por su alto contenido de hierro, que podía provocar problemas de corrosión, y sus pobres cualidades de conexión. En las figuras 3 y 4 se muestran una tarjeta típica de circuito impreso y un conjunto de tarjetas.

El revestimiento se chapó en oro por diversas razones, algunas de las cuales son:

- el oro proporciona una superficie de soldadura más uniforme con una resistencia de contacto baja y permanente (una diferencia de presión de electrodo incorporada);
- el níquel desnudo tiende a pasivarse, que es un modo natural de oxidación, pero no el oro. La pasivación puede hacer variar la conductividad del níquel, afectando la consistencia de la soldadura y el procedimiento de soldar;
- el oro proporciona una buena superficie para la soldadura fuerte especialmente con material conductor dumet. Evita la evaporación excesiva del cobre y se funde rápidamente con éste, proporcionando una unión excelente.

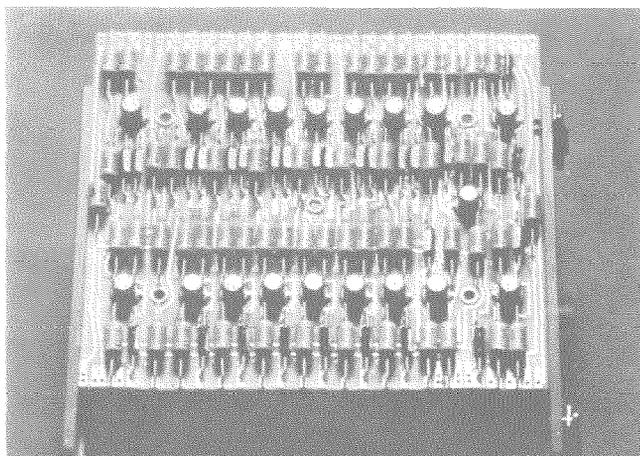


Fig. 3 Tarjeta típica de circuito impreso.

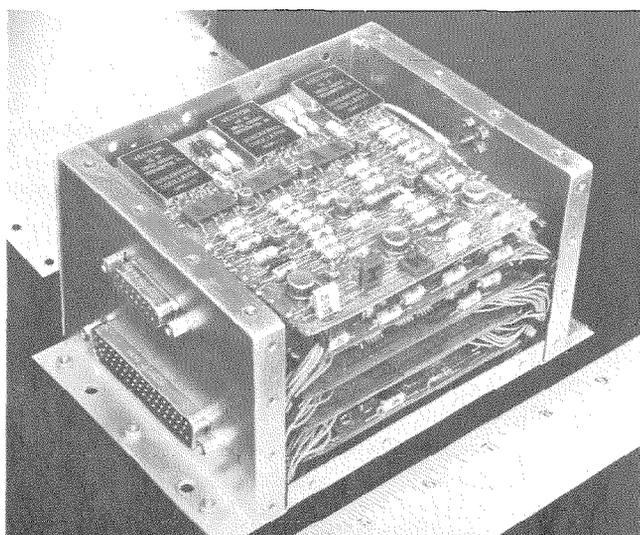


Fig. 4 Ensamble típico de tarjetas de circuito impreso.

Se utilizaron tres materiales diferentes para los hilos de conexión de los componentes de los circuitos que debían soldarse al recubrimiento de las tarjetas impresas, que fueron kovar, dumet y níquel, todos ellos revestidos de oro en un espesor mínimo de 0,00125 mm. Los de los circuitos integrados de encapsulado plano eran tiras de kovar de 0,1 mm por 0,4 mm.

Todos los hilos de conexión sufrieron una comprobación total empleando un medidor de reluctancia especialmente calibrado. Se hizo un muestreo estadístico por verificación metalográfica. Era de la máxima importancia que los suministradores proporcionasen componentes con hilos de conexión de calidad idéntica a los utilizados en la preparación y optimización de los programas de soldar.

Se desarrollaron herramientas especiales para doblar de forma adecuada los hilos de los componentes, con los extremos aplastados para aumentar la superficie de contacto entre el conductor y la placa. Los hilos redondos sólo hacen contacto en el punto de tangencia a lo largo de la parte soldada, precisando un exceso de energía para soldar. El aplanamiento del extremo del conductor proporciona un contacto uniforme con la placa,

disminuye la resistencia, reduce al mínimo la energía necesaria para soldar y elimina en grado considerable las deformaciones de la placa y el recubrimiento debidas a un calentamiento excesivo.

Se hizo un examen metalúrgico y un análisis de la sección transversal de todos los tipos diferentes de soldadura en sentidos longitudinal y transversal. Se estudiaron microfotografías de las secciones de las soldaduras y se aprobó la técnica antes de dar luz verde al programa de soldadura. En la figura 5 se muestra un ejemplo típico.

Las tarjetas de circuito impreso fueron sometidas a limpieza ultrasónica y desengrasado por vapor antes de efectuar las soldaduras, todas las cuales se realizaron en los bancos de las habitaciones limpias. Se sometieron algunas muestras de soldaduras a un ensayo al esfuerzo cortante a  $180^\circ$  y  $45^\circ$  antes de montar los componentes en la tarjeta, a fin de garantizar el correcto comportamiento del equipo soldador.

Se advirtió al principio una ligera exfoliación de la capa de revestimiento y de la placa de la tarjeta al soldar cuando el diámetro del conductor era de 0,63 mm. En este caso se eliminó la exfoliación echando una gota de alcohol en la zona a soldar antes de hacer la soldadura, con lo que se disipaba el calor y se evitaba el defecto de forma eficaz.

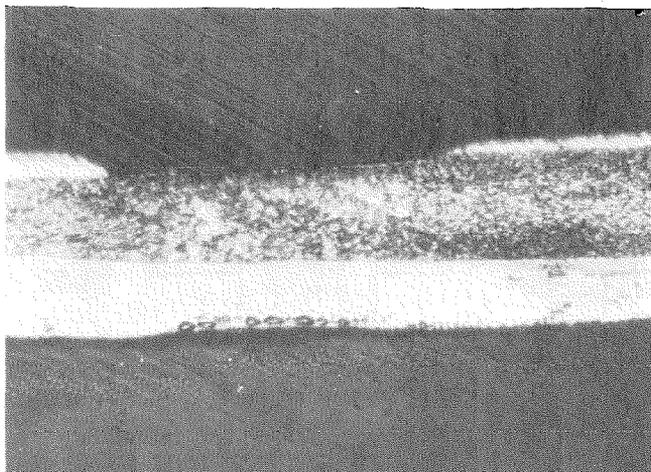
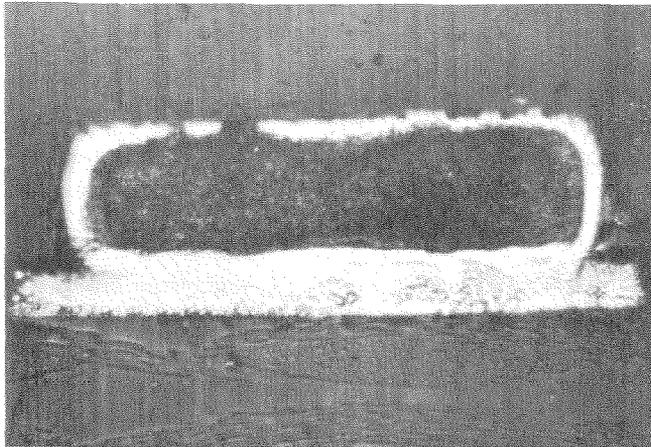


Fig. 5 Secciones transversal y longitudinal de soldadura, con aumento de 100 diámetros. El metal es dumet, el diámetro del conductor es 0,5 mm, aplastado y reducido a la mitad. El espesor del revestimiento de níquel es 0,075 mm.

## 15. Revestimiento conforme

A todos los conjuntos de placas de circuito impreso se aplicó un revestimiento de poliuretano flexible de poca viscosidad, que aumentó la fiabilidad de los circuitos electrónicos al constituir una capa resistente a la humedad y que robusteció el conjunto contra golpes, vibraciones y escoriaciones. El espesor de la capa era de 0,25 mm con una tolerancia de  $\pm 50$  por ciento. La preparación del material de revestimiento y su aplicación a las tarjetas impresas se realizaron en un banco de la zona limpia con ventilación hacia el exterior. Se utilizó ropa protectora, guantes de goma y gafas protectoras. Después de preparar la mezcla recubridora, se desgasió por precalentamiento en una estufa de vacío hasta  $83 \pm 5^\circ\text{C}$  durante 10 minutos, y después se llevó al vacío a una presión de 2,0 milímetros de mercurio durante unos 30 segundos.

El revestimiento se aplicó por dos métodos, bien sumergiendo toda la tarjeta en la mezcla o bien barnizándola con un pincel de pelo de camello fino. Se sometió a las tarjetas al mismo ciclo de temperatura en vacío descrito para la mezcla. Siguió un proceso de endurecimiento de 7 a 10 horas a  $67 \pm 3^\circ\text{C}$ .

La inspección de la ejecución de este método garantizó el completo recubrimiento de las zonas especificadas, sin burbujas ni poros que dejaran al descubierto parte alguna de los circuitos ni establecieron una vía continua entre éstos, sus terminales o sus hilos de conexión. El revestimiento no debía ser demasiado flexible ni pegajoso.

## 16. Unidades diplexoras

Los elementos diplexores de transmisión y recepción del transmisor-receptor son de construcción esencialmente mecánica y consisten principalmente en secciones de filtro de radiofrecuencia constituidas por guíaondas de aluminio normales. Las secciones de guíaondas tienen una longitud variable entre 45,7 y 91,4 cm. Se utilizaron técnicas especiales de fabricación y montaje para elaborar las piezas y montarlas en las unidades. Debido a las limitaciones de peso, hubo que reducir al mínimo posible el espesor de las paredes de las secciones de filtro, manteniendo sin embargo el suficiente espesor, con relación a la estructura del conjunto, para poder soportar los rigurosos esfuerzos externos a que se vería sometido el equipo durante el lanzamiento del satélite. Además, hubo que mantener en el montaje final unas tolerancias mecánicas extremadamente severas para garantizar que las características eléctricas de los diplexores cumplirían las especificaciones exigidas a la unidad. No se permitió deformación alguna de las secciones de filtro de radiofrecuencia.

## 17. Mecanizado químico

Debido a las longitudes desusadamente grandes de las secciones de guíaondas del diplexor y a la necesidad de unas tolerancias de mecanizado excepcionalmente estrechas, se recurrió al mecanizado o fresado químico para eliminar el exceso de metal. Explicado en breves

palabras, el mecanizado químico consiste en la obtención de las formas y dimensiones deseadas mediante la eliminación selectiva o general de metal por ataque químico controlado. Las zonas de las que no debe eliminarse metal se protegen por enmascaramiento. Se trata de una ampliación de los métodos de grabado químico, abrillantado químico y bruñido para acabado de los metales, en los que se utiliza el ataque químico controlado para modificar el estado de la superficie de los metales. Se utilizan los mismos tipos de soluciones químicas para mecanizado químico, con las modificaciones pertinentes de concentración o de composición y de las condiciones de trabajo, para aumentar la proporción de metal eliminado. Se escogió el proceso de fresado químico porque las propiedades mecánicas del metal no se ven afectadas ni se provocan los esfuerzos del mecanizado convencional. Además, también se eliminan las deformaciones mecánicas debidas a las altas temperaturas que se alcanzan en las operaciones de corte convencional y pueden mantenerse las tolerancias en toda la zona de trabajo para garantizar la máxima relación entre la resistencia y el peso. En la figura 6 se muestra un diagrama típico de procesos de las fases principales del fresado químico.

**18. Soldadura por haz electrónico**

Debido al grado de deformación que resultaría, y a la consiguiente dificultad en satisfacer las condiciones de tolerancia en las dimensiones de las piezas, se desechó la soldadura de latón por inmersión para obtener el conjunto terminado y se prefirió la soldadura por haz electrónico.

A semejanza de la soldadura de separación paralela por resistencia, se necesita un mínimo de energía para obtener una soldadura determinada. La zona afectada por el calor es sumamente pequeña en comparación con la correspondiente a la soldadura ordinaria.

Se garantiza así una mínima deformación y se conservan las propiedades óptimas del material. El grado de deformación está relacionado normalmente con el diseño de los soldadores y las herramientas de sujeción. Las piezas del diplexor se fabricaron con superficies de contacto que aseguraban un acoplamiento y adaptabilidad adecuados para la soldadura, lo que las convertía prácticamente en herramientas naturales.

La soldadura por haz electrónico da una sección de la posición fundida profunda y estrecha, con una relación profundidad-anchura de 20 a 1, aproximadamente, mientras que en algunos otros métodos convencionales se obtiene una relación de 1 a 1. Como la deformación por soldadura está relacionada con el volumen del metal que se calienta a temperatura de fusión, es evidente que cuanto mayor sea la relación profundidad-anchura menos deformación se tendrá.

La soldadura se realiza en un vacío que varía de  $1 \times 10^{-4}$  a  $1 \times 10^{-5}$  mm de mercurio. El soldador de haz genera un flujo de electrones de velocidades de hasta un 60 por ciento de la velocidad de la luz, lo enfoca sobre un pequeño punto en el vacío cuya situación está controlada con precisión y convierte la energía cinética en una elevación extraordinaria de la temperatura por efecto del choque. La posición de la soldadura se controla por medios ópticos dispuestos de forma que puede observarse el trabajo sobre el mismo eje del haz electrónico con 20 y 40 aumentos. Debido a que se suelda en vacío, la zona de la soldadura está expuesta a una contaminación mínima, en comparación con los métodos de soldadura convencional o de soldadura por inmersión, y se minimiza considerablemente la posibilidad de desgasificación o sublimación de elementos extraños en el medio espacial.

Las especificaciones originales para la soldadura por haz electrónico fueron establecidas soldando piezas de muestra de propiedades y construcción precisas, que se empleó alambre de metal de aportación preformado gramas de soldadura optimizados mediante el examen metalúrgico de las muestras de prueba, lo que incluía exámenes micro y macroscópico, valoración de la dureza y ensayos a la tracción y de fatiga de las zonas soldadas. Una vez establecido el programa óptimo, los resultados podían perfectamente reproducirse con tolerancias estrechas y con independencia de la destreza del operario para conservar el control del proceso.

Con objeto de suprimir los esfuerzos que podían presentarse al unir algunas partes a la estructura general, se empleó alambre de metal de aportación preformado alrededor de la zona particular de unión. El metal de aportación tenía una temperatura de fusión más baja que la de los metales que se sueldan. Se observó que al solidificarse la soldadura el alambre de aportación era

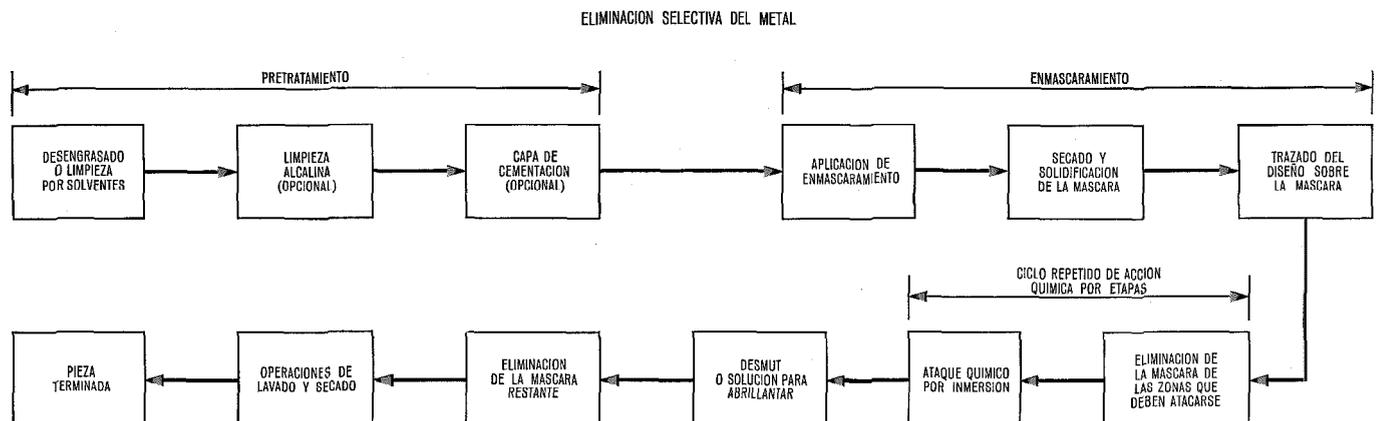


Fig. 6 Diagrama de las principales fases del proceso de fresado químico.

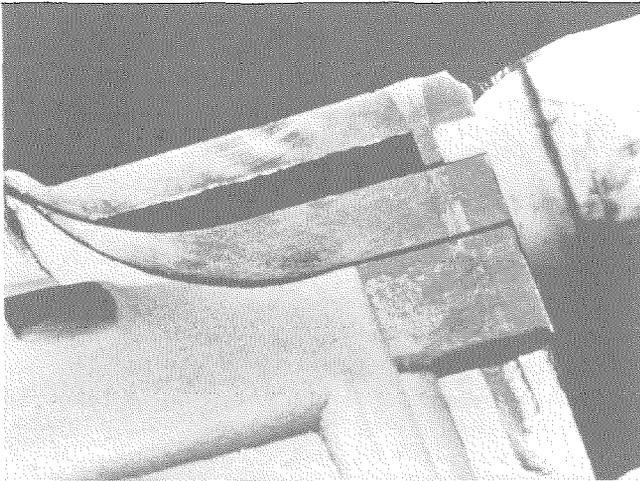


Fig. 7 Sección típica de soldadura de diafragma del diplexor de recepción.

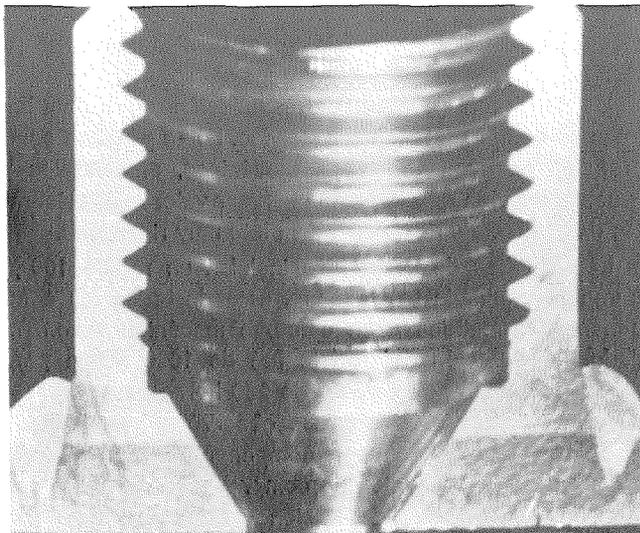


Fig. 8 Ajuste del diplexor resoldado utilizando alambre de aportación 4043 de 0,75 mm de diámetro. Ajuste 6061-T6; base guíaonda 6061-F.

lo último que se solidificaba y que habían desaparecido las tensiones de contracción que bastaban para ocasionar algunas grietas microscópicas en el borde de la soldadura. En las figuras 7 y 8 se muestran ejemplos de cortes típicos de piezas soldadas.

**Paul L. E. Stiehl** nació en Glendale, Long Island, Nueva York, el 7 de marzo de 1915. Obtuvo el grado de adjunto de ingeniería eléctrica en el Newark College of Engineering en 1936. Asistió a unos cursos de electrónica de NCE (1955—1956), así como a cursos para graduados en el mismo periodo de tiempo.

El Sr. Stiehl trabajó como probador de 1934 a 1937 en la Weston Electrical Instrument Corporation y luego en la General Electric Company en calidad de ingeniero de pruebas hasta 1939. De 1939 a 1945 fué encargado general en los departamentos de ensamble y pruebas de la Lewis Engineering Company, fabricantes de aparatos de medida eléctrica para la aviación.

Ingresó en 1945 en ITT Federal Laboratories como ingeniero de desarrollo y se ocupó del diseño y desarrollo de receptores, indicadores y equipos repetidores radiogoniométricos.

En 1958 el Sr. Stiehl fué nombrado ingeniero director de proyectos, responsable de la fabricación e inspección de los principales programas del laboratorio de misiles y del espacio.

Con un cargo semejante en la ITT Defense Communications Division durante el trienio 1966—1968, fué director de fabricación del desarrollo y diseño y de los modelos del transmisor-receptor del Intelsat III.

El Sr. Stiehl es ahora director adjunto de programa de los equipos de radio de alcance visual AN/GRC 144 que se fabrican para la Signal Corporation.

Es miembro del Institute of Electronic Engineers y de la American Association for Contamination Control.

#### Referencias

- [1] W. T. Illingworth: Survey of Microelectronic Interconnection Techniques, Proceedings of the Tenth Weld Electronic Packaging Conference, Society of Automatic Engineers, New York, New York, 1964.
- [2] N. A. Jarosik y H. Shapiro: Gold-Plated Nickel Wiring Debugs Parallel-Gap Welding of IC's, Electronics, 25 Julio 1966, volumen 39, n° 15, págs. 115—124.
- [3] H. A. Lamb y W. W. Heffner: Repeater Production for the North Atlantic Link, Bell System Technical Journal, Enero 1957, volumen 36, n° 1, págs. 103—138.
- [4] T. Lyman y otros (editores): Machining, Metals Handbook, volumen 3,

# Intelsat III y fiabilidad\*

P. ATHERTON

ITT Defense Communications Division, Nutley, New Jersey, USA

## 1. Introducción

Se requería que el Intelsat III funcionara satisfactoriamente en su órbita durante seis años. Como consecuencia los subsistemas de Comunicaciones, Telemetría y Mando debían tener un tiempo medio antes del fallo efectivo superior a las 100.000 horas. En esta cifra se tienen en cuenta tanto los fallos catastróficos como una degradación del comportamiento total del sistema de 2 dB. Las condiciones de peso y consumo de energía limitaban la posibilidad de emplear excesiva redundancia de componentes o subconjuntos para obtener la fiabilidad requerida.

Se desarrolló e implantó un programa de fiabilidad para obtener la máxima confianza en cumplir estos requisitos dentro de la breve duración del proyecto. Se describen a continuación las principales acciones emprendidas y alguno de los problemas típicos que se han encontrado.

## 2. Requisitos de fiabilidad

En la tabla 1 se resumen los requisitos de fiabilidad, comparándolos con los garantizados en el programa de aseguramiento de fiabilidad.

Tabla 1 - Comunicaciones, telemetría y mando del Intelsat III

Función	Objetivo (7/66)	Aseguramiento (7/67)
Telemetría/Seguimiento	0,987	0,9914
Mando	0,983	0,9933
Comunicaciones	0,75	0,736
Sistema	0,7277	0,7248
Requisito especificado: P (5 años) = 0,72		

## 3. Acciones emprendidas referentes a fiabilidad

### 3.1 Control de componentes

Se llevó a cabo una revisión de las principales fuentes de datos de fiabilidad de componentes y de los programas de fiabilidad de componentes empleados por la Industria y por el Gobierno, como se muestra en la tabla 2.

En esta tabla se confeccionó la lista preferente de componentes de alta fiabilidad. Solamente se permitió a los ingenieros de diseño emplear los componentes que figuraban en la lista preferente. Las excepciones que se hicieron fueron autorizadas después de recibir los datos de calificación demostrando la conveniencia y fiabilidad de la aplicación de un determinado componente que no estaba incluido en la lista preferente.

Se prepararon para cada componente las especificaciones de compras detallando los requisitos de pruebas

\* Este artículo se basa en los trabajos desarrollados bajo el patrocinio de International Telecommunications Satellite Consortium (INTELSAT). Las opiniones expresadas son las de sus autores y pueden no coincidir con las de INTELSAT.

Tabla 2 - Revisión de fiabilidad de componentes

Minute Man	US Department of Defense (DOD)
Farada	US Department of Defense (DOD)
Interservice Data Exchange Program (IDEP)	US Department of Defense (DOD)
Goddard Space Flight Center - Preferred Parts List 10 (GSFC - PPL 10)	National Aeronautics and Space Administration (NASA)
Prince/Apollo Parts Information Center (Prince/APIIC)	National Aeronautics and Space Administration (NASA)
Fact (Fairchild)	
J903 (Corning)	

eléctricas, mecánicas, ambientales, calificación y aceptación.

Se exigieron pruebas de calificación en todos los lotes de componentes suministrados. Estas pruebas comprendían ensayos eléctricos, mecánicos, ambientales y pruebas de vida que debían satisfacer valores de tolerancia de porcentaje de defectos en lote muy rigurosos.

Las pruebas de aceptación incluían un rodaje 100% a una determinada temperatura, estando todos los componentes sometidos a un esfuerzo mecánico recomendado. La duración del rodaje fué de 1000 horas para todos los semiconductores y de 250 horas para el resto de componentes eléctricos. Se observó la variación de las características de cada componente según lo indicado en la especificación de compras y se comparó con la distribución de las desviaciones obtenidas en el ensayo de cada lote para estudiar cualquier anomalía que pudiera presentarse.

### 3.2 Estudio de los modos de desgaste y de fallo

Se llevaron a cabo análisis para establecer los modos de desgaste más importantes de los principales elementos y asegurar que existían los márgenes adecuados.

Se identificó que el modo de fallo más importante de los tubos de onda progresiva era el desgaste del cátodo. Los análisis demostraron que después de 100.000 horas (12 años) se había perdido el 10% del bario activo, lo cual era altamente satisfactorio comparado con los 6 años de vida útil del satélite. Lo anterior quedó verificado por unas pruebas de vida aceleradas realizadas por el suministrador en tubos de tipo análogo.

Los análisis realizados con los diodos tunel pusieron de relieve que el proceso de difusión del estado sólido no se deterioraba durante 100 años a la temperatura de funcionamiento esperado.

Se probaron mil diodos tunel durante 10.000 horas para observar las variaciones de parámetros, la proporción de fallo del diodo y los modos de fallo.

Para el resto de los componentes se estimaron los modos y probabilidades de fallo, así como las desviaciones esperadas basándose en la información consultada.

Todo lo cual se pasó a los ingenieros de diseño para el análisis de los circuitos correspondientes.

### 3.3 Diseño sencillo y conservador

El diseño se limita a los siguientes componentes:

— comunicación (cada banda)	250
— telemetría (cada banda)	325
— mando (cada banda)	500

La cantidad total de componentes de los subsistemas fué de 2290, siendo necesario conseguir una proporción de fallo media de 3,2 fallos por  $10^9$  componentes hora. Se emplearon 96 tipos diferentes de componentes.

La potencia y voltaje aplicables a los componentes fueron reducidos como máximo al 25% de los valores máximos recomendados.

Todos los circuitos se diseñaron de tal manera que ofrecieron amplios márgenes de seguridad frente a las variaciones previstas del valor de los parámetros de los componentes. Así por ejemplo: si se esperaba una variación del 10%, el circuito se diseñaba de tal forma que no se viera afectado por variaciones del 20%. En los circuitos críticos se aplicaron simulaciones por programa de análisis de circuitos electrónicos con ordenador, con objeto de asegurar el buen funcionamiento para aquellas variaciones más desfavorables que podían presentarse durante la vida útil del satélite.

Se aplicaron a todos los circuitos las técnicas de diseño de prevención de fallos para evitar que el fallo de un componente inutilizara completamente el satélite tal como sucedería si se cortocircuitaba la salida de una fuente de alimentación o se daba al satélite una orden equivocada.

### 3.4 Revisión de diseño

En las fases más importantes del programa se practicaron revisiones de diseño en todos los subconjuntos, tanto en los fabricados por los suministradores como en los desarrollados en ITT Defense Communications Division. En este sentido se practicaron auditorías dirigidas por expertos técnicos que no pertenecían directamente al programa. Cada auditoría tenía en consideración lo siguiente:

- cálculos realizados en el diseño desde el punto de vista eléctrico, térmico, mecánico y ambiental,
- comprobación de los cálculos mediante ensayos,
- análisis de los casos más desfavorables, prevención de fallos y reducción de esfuerzos eléctricos,
- componentes, materiales y procesos,
- aseguramiento de la fiabilidad,
- objetivos del sistema.

El equipo de revisión de diseño asignó acciones que requerían nuevas consideraciones sobre el diseño, ensayos o controles antes de dar por finalizada su intervención.

### 3.5 Aseguramiento del control de la fabricación y de la calidad

Se planificaron programas de aseguramiento de la fabricación y de la calidad con objeto de conseguir las metas de fiabilidad requeridas:

- Se independizaron, exclusivamente para el programa, zonas para el almacenamiento, montaje y pruebas.
- Se examinó y seleccionó muy cuidadosamente todo el personal de montaje. Este personal fué entrenado por instructores pertenecientes al departamento de Aseguramiento de la Calidad. Antes de este entrenamiento habían pasado por cursos de soldadura a mano y a máquina organizados por la NASA. Los procedimientos de control de procesos de todas las operaciones fueron desarrollados conjuntamente por personal de ingeniería industrial y de aseguramiento de la calidad.
- Lo anterior comprendía el desarrollo de normas individuales de soldadura de componentes con patillas, así como la realización y valoración de ensayos de muestras de cada tipo antes de comprobar su funcionamiento en el satélite.
- El personal de aseguramiento de la calidad creó y dirigió un programa de control de todos los materiales, componentes, procesos y ensayos.
- Se asignó al departamento de Aseguramiento de la Calidad la responsabilidad de realizar auditorías en todas las operaciones de fabricación y ensayos.
- Se destacaron ingenieros de aseguramiento de la calidad con residencia fija en las Fábricas de los principales suministradores con objeto de ejercer una auditoría y dar su aprobación a las diferentes operaciones de dicho suministrador.
- Fueron sometidos a pruebas de aceptación 100% todos los materiales y componentes en la propia Fábrica del suministrador. La auditoría y aprobación de estas pruebas corrió a cargo del departamento de Aseguramiento de la Calidad antes de aceptar el envío del material.
- Se siguió un programa completo de información y análisis de los fallos ocurridos, con objeto de averiguar la causa de cada fallo y asegurar que se tomasen las medidas correctivas adecuadas.

## 4. Elementos que se han investigado

### 4.1 Amplificador con diodo tunel

El amplificador con diodo tunel suponía un dispositivo nuevo que era la clave del funcionamiento satisfactorio del sistema.

Se consideraron cinco proveedores potenciales. Se negociaron con cada uno de ellos las especificaciones detalladas y los procedimientos de prueba correspondientes. Las negociaciones finales se mantuvieron solamente con dos proveedores. Se exigió del proveedor elegido que llevara un control completo del diseño y de la fiabilidad y que creara un programa de revisión de diseños.

Se ejerció por personal de ITT una continua supervisión en cuanto a ingeniería y aseguramiento de la calidad, con objeto de facilitar asistencia en las operaciones de control de diseños y fabricación.

También la acción de este personal se ejercía sobre aquellos proveedores que suministraban material al proveedor elegido por ITT.

Con objeto de satisfacer los requisitos del diodo tunel se fabricaron 1400 diodos y se inició una serie de calificaciones y pruebas de selección que incluían un rodaje de 2000 horas con objeto de elegir los 70 candidatos a ser montados en el satélite.

A las pocas horas de iniciarse el programa de selección se observó una proporción de fallos tan grande que puso en duda la conveniencia de emplear este componente. Se llevó a cabo un programa exhaustivo de ensayos con microscopios y pruebas eléctricas y químicas y un análisis estadístico de los datos obtenidos con objeto de averiguar si existía un fallo importante de diseño en el lote ensayado. Este análisis puso de relieve que la mortalidad infantil del componente era muy elevada y que a las 1000 horas de prueba habían fallado aproximadamente el 10% de los componentes. Estos fallos eran de tipo catastrófico o por variación excesiva de algún parámetro. Se encontró que en algunos de los diodos la variación excesiva había sido motivada por no haber realizado el ensayo adecuadamente, habiendo mejorado el procedimiento correspondiente. Se continuó la prueba durante 500 horas más y se observó una notable disminución de la proporción de fallos, seleccionándose entonces los candidatos a ser montados en el satélite.

A continuación se ensayaron 1000 diodos durante 10.000 horas para comprobar que eran aceptables. En la figura 1 se puede ver la proporción de fallos de los diodos en función del tiempo de prueba durante el rodaje de 2500 horas y la prueba de vida de 10.000 horas que se realizó a continuación. Se observa que el rodaje mejoró la proporción de fallos en la proporción de 13 a 1 y que dicha proporción de fallos continuó mejorando durante la prueba de vida. El ensayo puso de relieve que la proporción de fallos del diodo tunel era superior a la esperada. Lo anterior se confirmó más adelante pues falló un diodo tunel en uno de los satélites.

El resultado final ha consistido en emplear redundancia en los amplificadores con diodo tunel instalados en

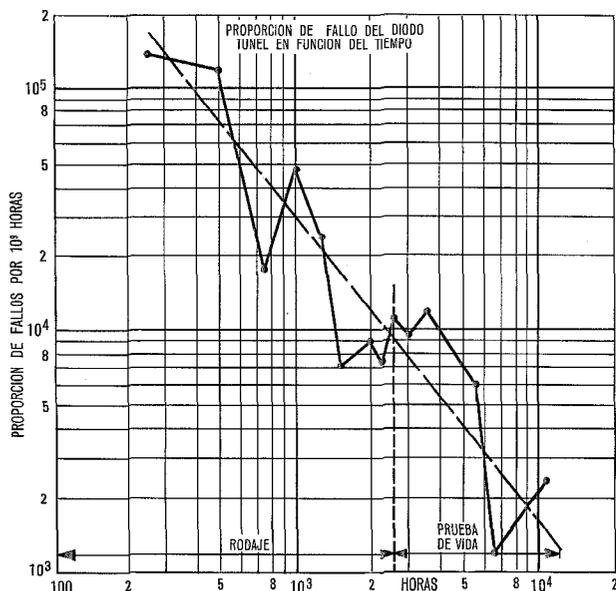


Fig. 1 Proporción de fallos del diodo tunel en función del tiempo.

los satélites lanzados posteriormente con objeto de disminuir la proporción de fallos efectivos.

#### 4.2 Circuitos integrados híbridos

En las primeras etapas del programa se recomendó el empleo de circuitos integrados híbridos con objeto de reducir peso y volumen, así como para mejorar la fiabilidad de los circuitos digitales de telemetría.

Durante las pruebas del modelo de laboratorio se observaron fallos catastróficos.

Un análisis de los fallos, figuras 2 y 3, puso de relieve que los fallos habían sido originados por defectos cometidos en la técnica de formación de las películas.

Como consecuencia se inició un diseño con componentes discretos con el consiguiente aumento del número de bastidores y por tanto del peso y volumen del sistema.

#### 4.3 Diseño mecánico del diplexor

Ya que el diplexor era uno de los componentes más pesados se dedicó una atención especial en el diseño mecánico con objeto de reducir su peso. El compromiso técnico se encontraba entre el peso, aptitud para soportar vibraciones, y aptitud para resistir deformaciones estáticas durante la fabricación, teniendo en cuenta que durante los 6 años de vuelo podían aparecer esfuerzos. La decisión inicial fué emplear soldadura por arco con objeto de reducir a un mínimo las tensiones térmicas y

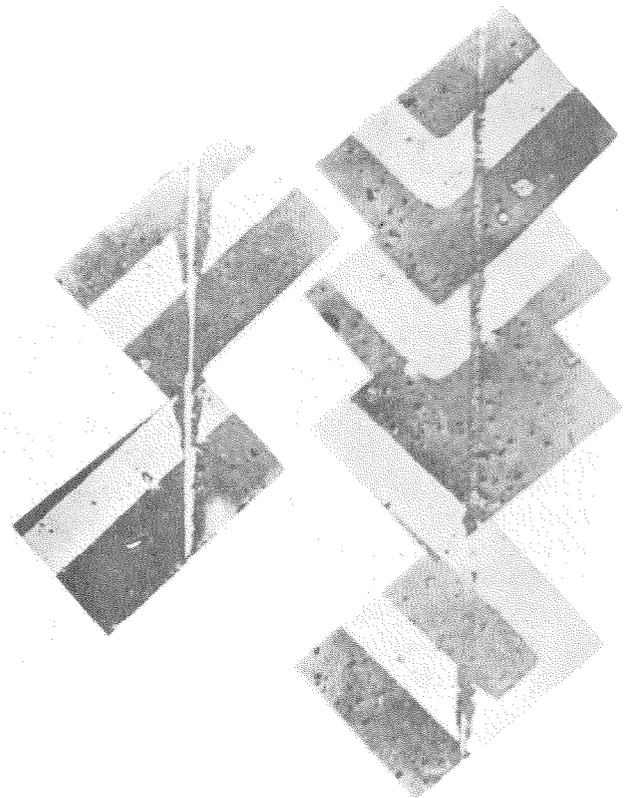


Fig. 2 Defecto de fabricación del SHO 358.

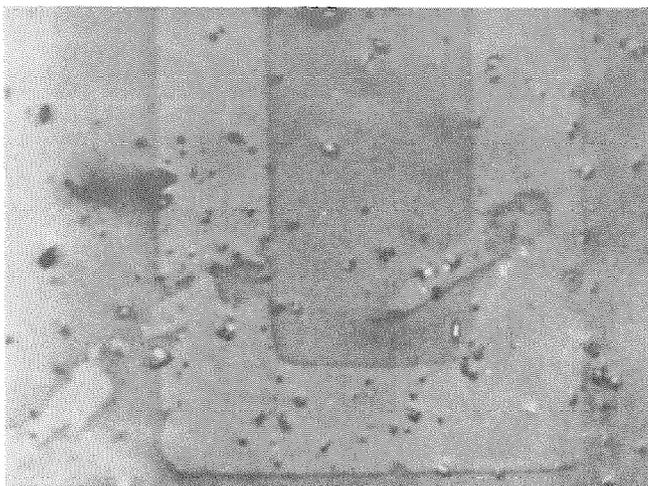
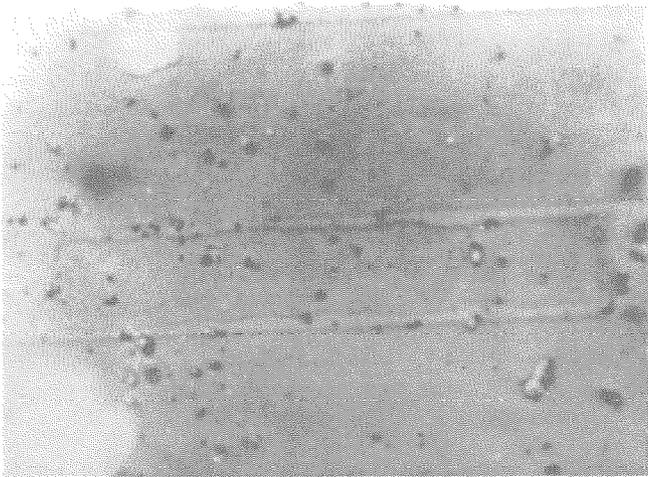


Fig. 3 Defectos en amplificador con circuito integrado híbrido, microfotografía de una resistencia (Línea de 0,0005"). La fotografía superior corresponde a un fallo importante en la línea.

mecánicas residuales de los materiales durante la fabricación y emplear un fresado químico para reducir el espesor de las paredes y por tanto disminuir el peso. Las dos decisiones acarrearán subsiguientes problemas. Aunque la soldadura por arco redujo a un mínimo los esfuerzos, sin embargo producía diminutas roturas en el metal soldado con la aleación que se empleaba. Debido a lo anterior se eligió otro material, garantizando una buena soldadura sin que se produjeran roturas al enfriarse. El fresado químico redujo considerablemente la resistencia de la estructura, pero los primeros modelos pasaron todas las pruebas de choque y vibración conservando sus características eléctricas. Sin embargo más adelante se encontró que aunque el diplexor del transmisor, que era con mucho la estructura mayor, continuaba comportándose satisfactoriamente, por el contrario el diplexor del receptor, que tenía que ser desmontado para su fresado por procedimientos químicos y después volver a ser montado, se desintonizaba debido a los esfuerzos originados en el montaje. Debido a lo anterior, se decidió no fresar las paredes con el consiguiente aumento de peso.

#### 4.4 Oscilador controlado por voltaje del subsistema de telemetría

Se desarrolló para los circuitos de telemetría un oscilador controlado por voltaje empleando circuitos integrados. Se observó una proporción alta de fallos catastróficos, así como una variación fuera de tolerancia.

Se puso en marcha un programa para ayudar al suministrador a mejorar el diseño del oscilador controlado por voltaje. Paralelamente se desarrolló en la propia Empresa un diseño empleando componentes discretos. El suministrador mejoró las técnicas de aislamiento, eliminando los fallos catastróficos y redujo las variaciones volviendo a diseñar el circuito (ver Fig. 4 con las curvas de variación antes y después de volver a diseñar).

Se revisó el objetivo marcado de comportamiento del sistema y se le asignó un mayor margen de variación al oscilador controlado por voltaje.

Se aceptó el oscilador controlado por voltaje con circuitos integrados y se desechó el de componentes discretos.

#### 4.5 Diseño de las fuentes de alimentación de los tubos de onda progresiva

Cuando se establecieron los objetivos iniciales de peso, las fuentes de alimentación de alto voltaje para los tubos de onda progresiva suponían un 40% del peso total del subsistema. Al diseñador de la fuente de alimentación se le dió la directriz de diseñar reduciendo el peso lo más posible y empleando un compuesto de espuma de goma para encapsular. En las pruebas de calificación se obtuvieron fallos debido a arcos de alta tensión. Estas pruebas fueron de larga duración y se realizaron en ambiente de vacío. Los citados fallos fueron achacados a dos causas: perforaciones motivadas por arcos eléctricos en el compuesto de goma para encapsular y en los devanados del transformador. Lo anterior motivó el empleo de un compuesto sólido para encapsular y un segundo diseño del transformador. Además se volvió a diseñar la envoltura de la fuente de alimentación con objeto de mantener una determinada presión en su

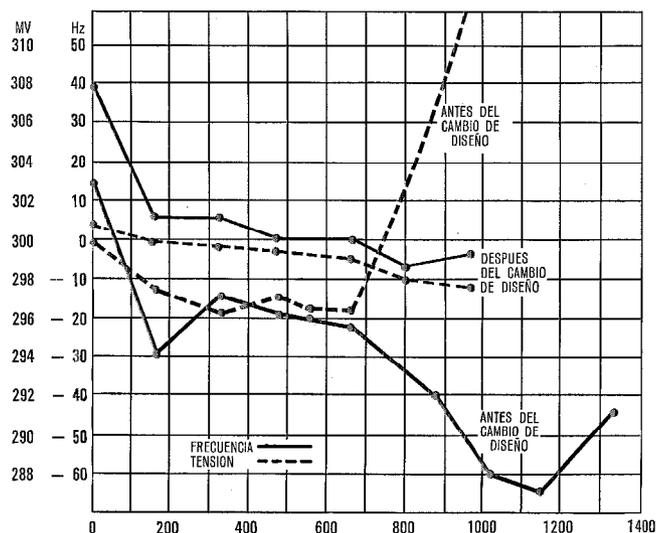


Fig. 4 Variación de frecuencia y amplitud del oscilador controlado por voltaje. a) Antes y b) Después del cambio de diseño.

interior para evitar que el alto vacío pueda afectar a los componentes de alto voltaje. Todo lo anterior hizo aumentar el peso de cada fuente de alimentación en 227 gramos (media libra).

4.6 Amplificador operacional con circuito integrado

Se observaron durante las pruebas iniciales de tarjetas de circuitos impresos fallos en los amplificadores operacionales con circuito integrado (ver Fig. 5).

Se analizaron los datos de las pruebas realizadas por el suministrador con objeto de detectar puntos débiles. Se revisaron las pruebas a las que las unidades habían sido sometidas con objeto de ver cualquier causa posible de fallo.

Se encontraron dos causas posibles de fallos:

- Se empleaban voltajes positivos y negativos que podían ser invertidos al ser aplicados secuencialmente. Se modificó el equipo de prueba para evitar una secuencia equivocada.
- Se encontró que las zonas donde se realizaba la fabricación y prueba de estas unidades estaban sujetas a frecuentes tensiones electrostáticas que podían dañar el circuito integrado. Lo anterior llevó consigo

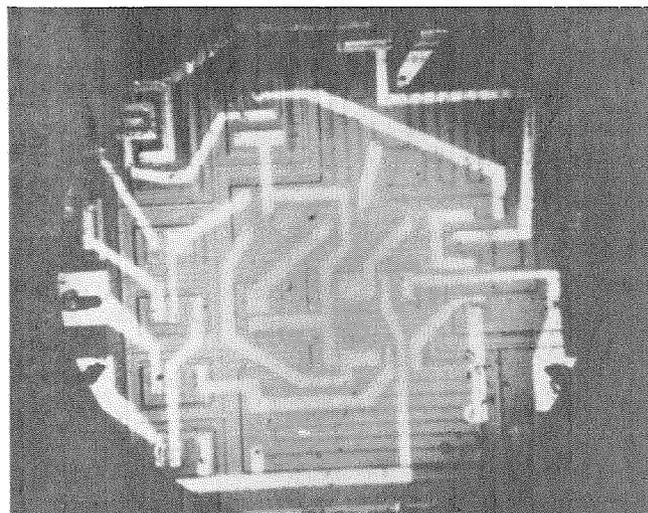
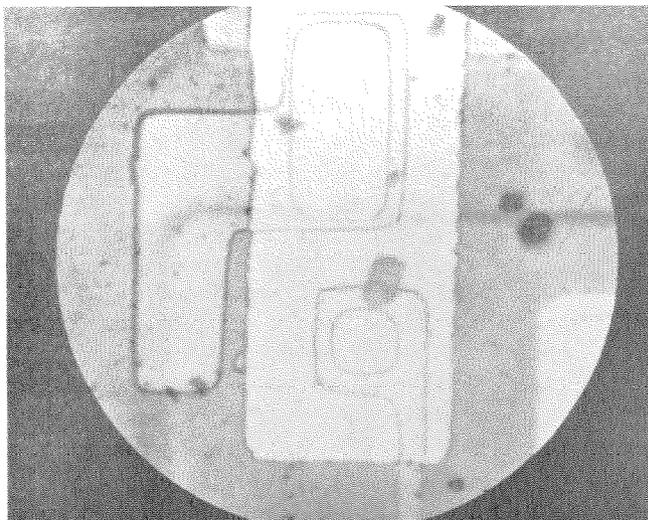


Fig. 5 Amplificador de circuito integrado UA 709. La fotografía superior corresponde a una ampliación de parte de la inferior. En ella se observa una rotura de un transistor.

el derivar a tierra todos los armazones y equipos, sustituir los aislantes de papel por otros de nylon, aplicar "sprays" antiestáticos en todos los conjuntos y mantener la humedad relativa del ambiente entre 35 y 45%.

Después de poner en práctica lo anterior no han vuelto a aparecer fallos en estos amplificadores.

5. Resultados

5.1 Datos de los vuelos

Hasta Febrero de 1970, se han lanzado con éxito 4 satélites, los cuales han acumulado 36 meses, ó 27.000 horas aproximadamente, de funcionamiento.

Sólo se ha observado un fallo durante este período. Este fallo ocurrió en un diodo tunel que originó una pérdida parcial en una banda de comunicación.

Las horas de funcionamiento acumuladas en vuelo por los diferentes componentes se dan en la tabla 3.

Tabla 3 - Horas de funcionamiento de componentes y fallos

Tipo de componente	Horas acumuladas	Fallos
Resistencias	24 × 10 <sup>6</sup>	0
Condensadores	14 × 10 <sup>6</sup>	0
Semiconductores y circuitos integrados	17 × 10 <sup>6</sup>	1 (probablemente el diodo tunel)*
Otros	5 × 10 <sup>6</sup>	0
Total	60 × 10 <sup>6</sup>	1

\* No se produjo el fallo total del receptor.

5.2 Datos de variación de parámetros

Se han analizado los datos de variación de características sometiendo a un rodaje a los componentes eléctricos de uso común y calculando los valores medios y la desviación típica de las variaciones en función del tiempo. En la tabla 4 se encuentra un resumen de estas variaciones de lotes de componentes típicos.

6. Conclusiones

- Los objetivos de comportamiento del sistema, peso y energía se deben desarrollar en las primeras etapas del programa con objeto de distribuir, según sean necesarios, los márgenes de seguridad convenientes.
- Todos los diseños deben ser analizados y comprobados mediante ensayos.
- Se deben desarrollar programas de apoyo en aquellos puntos en los que existan riesgos técnicos.
- Todos los diseños deben empezar teniendo en cuenta la fiabilidad.
- Se necesitan hacer frecuentes revisiones de diseños a lo largo de las diferentes etapas de desarrollo del proyecto. Estas revisiones deben hacerse por expertos independientes.
- Se deben analizar todos los fallos con objeto de investigar causas potenciales de fallos.
- Poner especial atención en aquellos puntos en los que los suministradores necesitan asistencia técnica.

Tabla 4 - Datos de variación de componentes

Tipo de componente	Especificaciones	Característica observada	Intervalo de tiempo (horas)	Valor medio	Desviación típica
Condensador sólido de tántalo	MIL-C-39003	C	0-250	0,528 %	0,248 %
Condensador cerámico	MIL-C-11015	C	0-250	0,564 %	1,565 %
Condensador de cristal*	MIL-C-11272	C	0-250	0,027 %	0,029 %
Resistencia de película metálica	MIL-R-55182	R	0-125	0,101 %	0,023 %
			0-250	0,109 %	0,021 %
Resistencia de precisión bobinada	MIL-R-39007	R	0-125	0,019 %	0,019 %
			0-250	0,019 %	0,022 %
Resistencia de composición	MIL-R-11	R	0-250	1,431 %	1,215 %
Diodo	FD300	V	0-168	0,720 %	0,994 %
		V	0-300	0,725 %	0,976 %
		V	0-1000	1,148 %	1,050 %
		I <sub>R</sub>	0	0,312 nA	0,080 nA
		I <sub>R</sub>	168	0,350 nA	0,109 nA
		I <sub>R</sub>	300	0,329 nA	0,106 nA
		I <sub>R</sub>	1000	0,348 nA	0,093 nA
Diodo	PS510	V	0-300	3,537 %	4,157 %
		V	0-1000	11,179 %	5,513 %
		V	300-1000	11,782 %	6,193 %
		I <sub>R</sub>	0-300	1,335 nA	1,883 nA
		I <sub>R</sub>	0-1000	2,032 nA	3,108 nA
		I <sub>R</sub>	300-1000	1,966 nA	2,819 nA
Diodo - zener	1N746A	V <sub>Z</sub>	0-1000	0,014 V	0,021 V
Diodo - zener	1N4611	V <sub>Z</sub>	0-300	0,985 V	0,359 V
		V <sub>Z</sub>	0-1000	1,037 V	0,717 V
		V <sub>Z</sub>	300-1000	0,842 V	0,894 V
Diodo zener de precisión	SV7569	V <sub>Z</sub>	0-168	0,031 V	0,011 V
		V <sub>Z</sub>	0-312	0,017 V	0,019 V
		V <sub>Z</sub>	0-1000	0,014 V	0,017 V
Transistor - NPN	2N2222	H <sub>FE</sub>	0-300	3,335 %	3,916 %
		H <sub>FE</sub>	0-1000	4,892 %	4,331 %
		H <sub>FE</sub>	300-1000	1,795 %	1,625 %
		I <sub>CBO</sub>	0-300	6,842 %	15,394 %
		I <sub>CBO</sub>	0-1000	6,754 %	23,682 %
		I <sub>CBO</sub>	300-1000	8,794 %	14,862 %
Transistor - NPN	2N2484	H <sub>FE</sub>	0-1000	5,642 %	6,163 %
Transistor - NPN	2N2880	H <sub>FE</sub>	0-168	5,244 %	3,291 %
Transistor - NPN	2N2658	H <sub>FE</sub>	0-300	0,674 %	1,217 %
		H <sub>FE</sub>	0-1000	0,956 %	2,245 %
		H <sub>FE</sub>	300-1000	0,464 %	2,332 %
		I <sub>CBO</sub>	0-300	2,048 %	3,512 %
		I <sub>CBO</sub>	0-1000	2,382 %	3,633 %
		I <sub>CBO</sub>	300-1000	0,717 %	0,956 %
Transistor - PNP	2N2906	H <sub>FE</sub>	0-240	1,447 %	0,899 %
		H <sub>FE</sub>	0-1000	7,821 %	12,159 %
		H <sub>FE</sub>	240-1000	6,830 %	9,633 %
		I <sub>CBO</sub>	0-240	1,096 %	4,863 %
		I <sub>CBO</sub>	0-1000	1,711 %	6,331 %
		I <sub>CBO</sub>	240-1000	0,746 %	3,006 %

\* Capacitor-glass: moderno tipo de condensadores de dieléctrico de cuarzo u otros cristales y generalmente encapsulado en materias vitreas.

Paul G. Atherton ingresó en ITT (en aquella época se denominaba FTR Division) en el año 1951 después de ser graduado en la Universidad de Purdue con el grado de BSEE en comunicaciones. Se dedicó hasta 1954 a la ingeniería de prefabricación y a la valoración de los equipos de comunicación telegráficos y de microondas.

En 1954 colaboró en la organización del Departamento de Fiabilidad de ITTFL y hasta ahora ha trabajado en los campos de la ingeniería de fiabilidad y facilidad de mantenimiento, así como en control de calidad. Durante el período de 1954 a 1966, se dedicó a una serie de programas de fiabilidad que comprendía los sistemas de dirección de proyectiles dirigidos Talos y La Crosse, el sistema de pruebas Eglin Gulf, el de comunicaciones 465 L SAC y del sistema de datos AN/FLR-12.

En 1966 se le designó director de fiabilidad del subsistema de Control Telemetría y Comunicaciones del Satélite Intelsat III. En este sentido fué responsable de la planificación, desarrollo y valoración de un programa de fiabilidad con el fin de conseguir un máximo de seguridad de funcionamiento satisfactorio durante los seis años de misión del satélite, tanto en ITT Defense Communications Division como en los subcontratistas y proveedores.

Actualmente es jefe de la sección de fiabilidad con la responsabilidad de planificar y desarrollar todos los programas de ingeniería de fiabilidad y facilidad de mantenimiento dentro de ITTDCD.

# Aseguramiento de la calidad\*

A. O. GUNNESON  
G. H. PRITCHARD  
ITT Defense Communications, Nutley, New Jersey, USA

## 1. Introducción

El Intelsat III ha sido un verdadero desafío al Aseguramiento de la Calidad. El programa supuso el control de parámetros de calidad, de los cuales no existía ninguna normalización y por lo tanto había que tener en cuenta nuevos criterios. Estas dificultades no se limitaban solamente a los parámetros de calidad sino que pronto apareció la necesidad de nuevas técnicas de calidad que superaran las ya establecidas para los proyectos más completos. En efecto, el proyecto necesitó desarrollar un programa de calidad de "ingeniería de sistemas" que tuviera la complejidad y flexibilidad necesarias para asegurar un control riguroso de calidad a lo largo de este programa espacial.

Se estableció un grupo reducido de estudio y planificación para trazar un plan general de calidad que sirviera de base para la organización de las diferentes etapas de la operación.

Era de la mayor importancia conseguir una planificación rápida y segura ya que los requisitos del proyecto no permitía a los planificadores hacer modificaciones y correcciones a medida que el proyecto avanzase. El plan de calidad, lo mismo que el satélite, tenía que funcionar a la primera.

El grupo decidió establecer la función de Aseguramiento de la Calidad en forma de un Departamento para el Aseguramiento de la Calidad del Proyecto con independencia completa de la marcha normal del trabajo tanto desde el punto de vista de organización como en su ubicación. Se puso especial cuidado en que las funciones de calidad se integraran de la forma más eficiente en las funciones del programa de Intelsat III de Ingeniería, Planificación, Suministros y Fabricación. Lo anterior tenía por objeto asegurar que los requisitos de calidad eran transmitidos con la menor probabilidad de error a todas las personas y actividades relacionadas con el proyecto. De esta forma, teniendo el grupo de calidad aislado de "influencias extrañas" e íntimamente integrado en el proyecto del Intelsat III, el grupo de estudio desarrolló un programa para llevar a cabo de una forma sistemática aquellas tareas que aseguraran que los elementos del satélite cumplirían los requisitos de funcionamiento y fiabilidad.

## 2. Suministros

El Intelsat III estaba formado por elementos fabricados en su mayor parte por proveedores, de tal manera que para conseguir los objetivos de calidad había que controlar a los proveedores contratados o vendedores que habían sido elegidos para suministrar estos elementos. El grupo de Aseguramiento de la Calidad controló ampliamente a todos los proveedores, las especificaciones

impuestas y los elementos suministrados. Todas las especificaciones empleadas en el suministro de elementos fueron revisadas y aprobadas por el grupo de Aseguramiento de la Calidad, que también preparó y exigió el cumplimiento de una especificación con el sistema de aseguramiento de la calidad que se esperaba que el proveedor tuviera y mantuviera a lo largo de todo el trabajo. Esta especificación general de calidad para la mayor parte de los proveedores era la más compleja que hasta la fecha habían tenido que cumplir. Cada suministrador tuvo que establecer un sistema de calidad bien documentado sujeto a la aprobación del grupo de Aseguramiento de la Calidad.

A los posibles proveedores se les exigió en sus propuestas un cumplimiento total de los requisitos de calidad. Parte de la selección de propuestas consistió en un estudio de su capacidad de fabricación y posibilidad de cumplir los requisitos del Intelsat III efectuado por un equipo de supervisión formado por representantes de los departamentos de Ingeniería, Suministros, Fiabilidad y Aseguramiento de la Calidad. Cuando un proveedor resultaba aceptable para el equipo de supervisión se consideraba si era también aceptable según los requisitos normales que rigen los suministros. Después de haber seleccionado al proveedor, se le pedía que preparara y enviara un plan de calidad bien documentado, el cual debía ser aprobado antes de empezar el trabajo.

Después de la aprobación del plan de calidad seguido de una revisión y verificación de sus instalaciones, se permitía al proveedor empezar la fabricación del primer producto.

Aunque muchos proveedores tenían productos muy calificados, estas calificaciones no eran suficientes para los requisitos del proyecto. Además de los requisitos normales para la calificación, se incluía el de que cada elemento debía ser rodado (es decir, actuado bajo parámetros controlados) durante un período de 250 a 1000 horas. La fabricación y las pruebas de calificación se hacían en ambientes limpios para asegurar los requisitos de condiciones de montaje del satélite. Cuando un proveedor terminaba el proceso de calificación, se le pedía que enviara los datos de calificación al Departamento de Aseguramiento de la Calidad para su estudio. Si se consideraban aceptables, el Grupo de Aseguramiento de la Calidad de Proveedores llevaba a cabo una inspección de las unidades calificadas no solamente para comprobar la calidad sino para estudiar la exactitud de los datos y la conveniencia de los métodos de prueba empleados. Después de finalizados estos pasos, se consideraba al proveedor satisfactoriamente calificado.

Después de haber pasado satisfactoriamente la fase de calificación, los proveedores iniciaban la fabricación. Todos los materiales fueron inspeccionados en el origen antes de ser transportados. Se examinaron todos los datos con detalle y se hicieron comprobaciones para verificar la exactitud de los datos y los métodos de medida.

Se impusieron a los suministradores requisitos de embalajes para conseguir limpieza en los suministros. Se emplearon embalajes del tipo "espacio limpio" en elementos especiales, con objeto de asegurar la limpieza

\* Este artículo se basa en los trabajos desarrollados bajo el patrocinio de International Telecommunications Satellite Consortium (INTELSAT). Las opiniones expresadas son las de sus autores y pueden no coincidir con las de INTELSAT.

y evitar la contaminación atmosférica. El proyecto Intel-sat III tenía zonas limpias para llevar a cabo las inspecciones de recepción y de entrada. Para asegurar que los embarques llegaran a esta zona, cada envío se identificaba con etiquetas especiales.

### 3. Fabricación, montaje y prueba

El Departamento de Aseguramiento de la Calidad participó activamente en las revisiones de diseño para asegurar que el diseño y los correspondientes métodos de fabricación respondieran a buenas técnicas de calidad. Se examinó profundamente el diseño desde varios puntos de vista llegando al desarrollo de un diseño que se decidió someter a un rodaje antes de dar por terminada su fabricación.

Antes de empezar la fabricación se estableció un programa de aprendizaje para conseguir un equipo de personas especializadas en calidad, montaje e inspección. Los primeros reclutamientos salieron de entre el personal calificado de la propia compañía. Se prepararon nuevas descripciones de tareas para poder seleccionar las personas más indicadas de entre la plantilla de la Empresa. A los candidatos seleccionados se les enseñó técnicas especiales, tales como *soldadura de separación paralela\**, inspección radiográfica y otras especializaciones electromecánicas. Los instructores recibieron un aprendizaje especial en la Escuela de la NASA en Huntsville, Alabama, donde se les confirmó la calificación de instructores. El programa de aprendizaje dentro de la Compañía tenía por objeto prescindir de aquellas personas que no cumplieran exactamente los requisitos del proyecto. La selección final del personal fué llevada a cabo por el Departamento de Aseguramiento de la Calidad.

Por este procedimiento, antes de empezar las operaciones de montaje, se contaba con un equipo que podía desempeñar esta complicada labor. Se creó un laboratorio de prácticas de soldadura con separación paralela para completar la enseñanza teórica y asegurar de esta manera la calidad del trabajo futuro. Se hicieron muchas prácticas con tarjetas de circuito impreso y sus correspondientes componentes. Bajo un estrecho control se practicaban las técnicas de soldadura con separación paralela hasta que los operarios conseguían el certificado de soldadores. Al mismo tiempo los inspectores se entrenaban en los requisitos de calidad y fiabilidad del programa, y Fabricación desarrollaba nuevos métodos y controles especialmente concebidos. Era de primordial importancia seguir y comprobar que se seguían estos métodos y controles ya que era casi imposible la reparación del equipo. Esta limitación exigía que el proceso controlado produjera un producto con calidad, a la primera. Para llevar a cabo adecuadamente las verificaciones, el Departamento de Aseguramiento de la Calidad preparó procesos de auditoría y listas de comprobación que se aplicaban de una manera programada para medir el grado de cumplimiento con lo especificado y llevar a cabo acciones correctivas cuando era necesario. El sistema de auditoría comprendía facetas tales como con-

trol de zonas limpias, mantenimiento de máquinas de soldar, calificación de máquinas de soldar, limpieza por ultrasonidos, encapsulado, facilidad de localización, identificación, procesos radiográficos, así como aquellos aspectos generales normalmente asociados con cualquier programa de calidad (control de herramientas y calibres, revisiones de material, etc.).

El primer requisito fué que todos los componentes, subconjuntos y la mayor parte de la materia prima estuvieran identificados y con facilidad para conocer su origen. Los componentes, subconjuntos y los conjuntos principales recibidos de los proveedores, así como aquellos materiales procedentes de la propia fábrica se recibían a través de una zona especial y se enviaban a otra zona donde se ponía un cuidado especial en asegurar su identidad y facilitar su localización.

El Departamento de Fabricación estableció unos métodos de control que especificaban que un montador sólo debía tener a mano aquellos elementos necesarios para ensamblar una sola unidad por medio de una operación especificada. Para facilitar la conservación de la identificación y facilidad de localización, así como para asegurar el proceso de montaje, se diseñó un proceso donde los elementos se descomponían en lotes o "kits" que contenían los requisitos de inventario necesarios para la operación. En efecto, mediante este procedimiento se conocía la localización exacta de cualquier elemento de cualquier conjunto del sistema. Mediante este sistema, se podía trazar desde su origen la historia de la fabricación y de la calidad.

Se empleó soldadura con separación paralela, la mayor parte de las veces haciendo un uso limitado de la soldadura con estaño. Debido al mantenimiento de las características de la soldadura y a la naturaleza de un solo golpe del proceso, resultaba extremadamente importante un adecuado control de las máquinas de soldar, procesos de soldadura, calificación de operarios y control de los materiales. Si se deseaba una calidad adecuada, el control debía extremarse durante el proceso más que en la inspección final del producto. El control del proceso de soldadura se obtenía básicamente a través de lo siguiente:

- certificados de soldadura de los operarios;
- mantenimiento preventivo de las máquinas de soldar;
- calificaciones de las máquinas de soldar;
- calificación de los procesos de soldadura;
- inspecciones visuales, exámenes radiográficos y pruebas de esfuerzo con diagramas de tensión constante.

Se calificaba a cada operario antes de asignarle un puesto de trabajo y se tenía en cuenta sus aptitudes mediante el sistema de calificación establecido para la operación de montaje. Se efectuó un mantenimiento preventivo programado con carácter obligatorio en todas las máquinas de soldar. Dos veces al día y antes de empezar el trabajo se calificaban las máquinas de soldar mediante soldaduras efectuadas con aquellos materiales que iban a soldar. Estas muestras soldadas se efectuaban con materiales homogéneos para diversos ajustes de la máquina hasta que las pruebas de resistencia y los diagramas de esfuerzo constante indicaban que la

\* "Parallel gap welding" en inglés, técnica de soldadura a máquina que se describe en el artículo de Stiehl, en este número, pág. 348.

soldadura era aceptable. En este momento, el operario asignado para este trabajo debía producir una muestra de soldaduras satisfactorias antes de empezar a trabajar en los conjuntos reales. Entonces se facilitaba al operario el "kit" controlado, el trabajo a realizar y la bandeja con las instrucciones para poder llevar a cabo la operación de montaje. El ciclo de operación se mantuvo corto y no hubo control de tiempos en el sentido corriente de esta técnica. La inspección se realizaba después de cada operación lo antes posible, con objeto de poder llevar a cabo inmediatamente las acciones correctivas que fueran necesarias.

El método no destructivo empleado para comprobar la soldadura de las conexiones consistió en una inspección visual auxiliada con rayos X. Durante las inspecciones se emplearon microscopios binoculares ajustables hasta una amplificación de 30.

Se utilizaron auxiliares visuales para facilitar la inspección de la calidad de la soldadura. Todas las tarjetas de circuitos impresos se examinaron mediante rayos X, con objeto de poder juzgar sobre la calidad de las soldaduras con el mayor número posible de datos. Las inspecciones fueron muy rigurosas y cuando algún elemento no cumplía algún requisito se pasaba a un grupo denominado Equipo de Revisión de Material.

El empleo de soldadura con estaño se redujo al máximo empléandose para realizar uniones de cables de interconexión. Su inspección se hizo siguiendo las normas de la NASA y el trabajo fué realizado por operarios con certificado de soldadura.

Las funciones de inspección y calidad se extendieron a otras áreas de montaje como limpieza por ultrasonidos, acabados, alambrados, cableados y montajes mecánicos. A todas ellas se las trató con la misma exactitud que las operaciones de soldadura. Todas estas operaciones se incluyeron en un sistema de montaje en cadena que contenía procesos de montaje, inspecciones y criterios de aceptación.

Las inspecciones comprendían la verificación de circuitos o comprobación de montajes antes de empezar las pruebas, siguiendo las listas de alambrado. De un estudio del proceso se vió la conveniencia de utilizar un magnetofón, para enviar señales audibles hacia los puntos que se iban a comprobar, todo lo cual aumentaba la seguridad del inspector. Este magnetofón estaba equipado con un interruptor de pie con objeto de facilitar la operación.

### 3.1 Control de mejoras

Al Departamento de Aseguramiento de la Calidad se le hizo responsable de asegurar que se incorporaban, identificaban y se emitía la correspondiente información de todas las mejoras de ingeniería que habían de introducirse en el sistema. Lo anterior se consideró como una parte esencial del proceso y de las pruebas finales. Se enviaba informe del estado de esta fase como parte del conjunto de la documentación.

## 4. Pruebas y aceptación

El Departamento de Ingeniería era el principal responsable de llevar a cabo las operaciones de prueba. El

Departamento de Aseguramiento de la Calidad realizaba supervisiones y verificaciones de pruebas y de condiciones ambientales a todos los niveles, desde los subconjuntos a la comprobación del sistema final. Se implantó un procedimiento que exigía la previa notificación antes de empezar cualquier prueba. El Departamento de Aseguramiento de la Calidad elegía al azar una serie de pruebas para verificarlas y llevaba a cabo una supervisión 100 por 100 de todas las pruebas relacionadas con la aceptación. Además, según las circunstancias, se repitieron algunas pruebas para verificar los datos y determinar la bondad del método y procedimiento de prueba.

Todos los fallos que aparecían en las pruebas se comunicaban al Departamento de Aseguramiento de la Calidad, el cual aseguraba que se tomaban las acciones correctivas adecuadas. Además, el Departamento de Aseguramiento de la Calidad trabajaba en colaboración con el Grupo de Fiabilidad en el análisis de los fallos ocurridos durante las pruebas con objeto de estudiar si tenían una influencia directa o indirecta en la fiabilidad.

Se formó un Equipo de Revisión de Pruebas formado por personal del cliente y del proveedor que analizó todas las pruebas de un determinado transmisor y redujo la cantidad de datos a suministrar. Este Equipo revisó los datos que constituían las características de funcionamiento del equipo. La prueba de aceptación final se realizaba en las instalaciones del cliente para asegurar que el transporte no había averiado el equipo.

## 5. Participación europea

El Intelsat III, ha sido un programa con participación internacional. Parte del montaje se subcontrató a industrias europeas. En este sentido, Bell Telephone Manufacturing de Amberes, Laboratoire Central de Télécommunications de París y Standard Elektrik Lorenz de Stuttgart montaron subconjuntos con piezas, componentes y diseños, comprados, inspeccionados y calificados en los Estados Unidos. Los requisitos de calidad impuestos eran los mismos que a los contratistas directos. Cada subcontratista preparaba para su aprobación un plan de aseguramiento de la calidad. Todas estas actividades de preparación, revisión y aprobación duraron varios meses, llevando consigo un intercambio de personal de control de calidad.

Cada participante tenía que montar un modelo para establecer la aceptación de su proceso de montaje, a continuación sucedía la aprobación del prototipo y por último el montaje del equipo de vuelo. Al principio, todos los participantes enviaron ingenieros residentes para su adiestramiento y orientación. Estos ingenieros fueron los responsables de establecer los lazos necesarios entre el proyecto original y los programas establecidos en Europa. Después de la fase de adiestramiento y de enlace, volvieron a sus respectivas compañías para supervisar las actividades referentes a la calidad.

Para facilitar la calificación y mantener las facilidades de identificación y localización de los lotes se compraron en Estados Unidos todos los componentes y piezas. Se prepararon, inspeccionaron y embalaron "kits" de mon-

taje. Estos "kits" se enviaron por procedimientos aduaneros especiales con objeto de que no tuvieran que ser abiertos para su inspección en la Aduana, lo cual hubiera podido afectar a la limpieza y producir contaminaciones. Una vez recibido en Europa, a este material se le daba el mismo trato que en el programa original.

Se envió a las tres Empresas europeas antes citadas un ingeniero de calidad, volante, antes de empezar el montaje. Este ingeniero permaneció en Europa durante la fase de montaje manteniendo bajo una estrecha super-

visión tanto los procesos como los productos. Se mantuvo una estrecha colaboración y unión con el proyecto principal de Estados Unidos. A medida que los participantes europeos finalizaban los montajes, se realizaban pruebas preliminares que eran sometidas a la aceptación del ingeniero de calidad y después se enviaban a los Estados Unidos, donde se probaban dentro del programa general de pruebas. Los ingenieros europeos volvieron por segunda vez a los Estados Unidos para participar en el programa final de pruebas.

**Gerald H. Pritchard** nació el año 1925 en Buffalo, Nueva York. Asistió a varias escuelas técnicas y cursó estudios en la Universidad de Columbia, de la ciudad de Nueva York.

Sirvió en las Fuerzas Aéreas de Estados Unidos durante la segunda guerra mundial en calidad de mecánico y operador de radio. Cuando dejó las Fuerzas Aéreas ingresó en una compañía de aviación como oficial de radio en viajes transoceánicos. En 1950 pasó a ser representante civil del aseguramiento de la calidad en U. S. Army Signal Corp., encargándose de la aceptación de pedidos del Gobierno. Ingresó en 1958 en ITT Defense Communications Division como Ingeniero de Aseguramiento de la Calidad de Proyectos. En 1967 pasó a formar parte del proyecto del Intelsat III, donde desempeñó la función de Representante de la Calidad europea de los subcontratos de ITT en Europa. Actualmente está considerado como Senior Quality Engineer en el grupo de ITT Defense Communications.

**Alvin O. Gunneson** nació el año 1936 en Suecia. Se graduó en RCA Institute y en varias escuelas técnicas. También consiguió el certificado de psicólogo industrial en Fairleigh Dickinson University, donde se matriculó el año 1964.

Mr. Gunneson es en la actualidad Director del Departamento de Aseguramiento de la Calidad de ITT Defense Communications Division. Anteriormente, fué el responsable del Departamento de Aseguramiento de la Calidad de proyectos espaciales. Previamente, fué supervisor de montajes y pruebas de sistemas complejos militares de dirección de aviones. Anteriormente fué supervisor de control de calidad de la Bendix Corporation en los proyectos de dirección por inercia del Pershing y Saturno. Además, enseñó a personal técnico electrónica, teoría del sistema de guía inercial y equipos de prueba.

# Sistema de control terrestre del Intelsat III\*

J. E. DRUCKER

ITT Space Communications Division, Ramsey, New Jersey, USA

## 1. Introducción

En otros artículos de esta edición se trata al Intelsat III considerándolo como un sistema de comunicaciones, como un satélite de comunicaciones, como un relevador de microondas en órbita consistente en un cierto número de dispositivos electrónicos nuevos y únicos, o como un repetidor que trabaja con considerables facilidades del terminal de tierra, todos estos aspectos con la finalidad de proporcionar amplios caminos de tráfico de largo alcance para usuarios de comunicaciones de ámbito universal. En este artículo, sin embargo, el punto de vista es drásticamente diferente: al describir la facilidad de servicio conocida como Sistema de Control Terrestre (abreviadamente GCS, del inglés Ground Control System), el satélite se ve predominantemente como un dispositivo electromecánico que requiere una variedad de instrucciones de control con objeto de que pueda establecerse y mantenerse como un medio de comunicaciones útil.

La función del Sistema de Control Terrestre que trabaja con el Intelsat III es:

- obtener información del estado de la nave espacial\*\* en cualquier momento, principalmente mediante datos de seguimiento y telemetría;
- presentar esta información para análisis y evaluación de manera que puedan tomarse las decisiones referentes a si pueden y deben o no hacerse cambios en el estado de la nave espacial;
- enviar a la nave espacial las órdenes necesarias para que se realicen los cambios deseados.

En este sentido, pues, el GCS es, a la vez, un dispositivo de comunicaciones especializado y un procesador de datos.

### 1.1 Acopio de datos

Obtiene la información de la nave espacial y la convierte en una forma adecuada para la retransmisión.

### 1.2 Transferencia de datos

Envía los datos a un centro de análisis, presentándolos en una variedad de formas utilizables.

### 1.3 Aceptación de las órdenes

Acepta las decisiones elaboradas en el centro de análisis y las transmite a las estaciones de control.

### 1.4 Transmisión de órdenes o telemandos

Convierte las decisiones en formatos específicos de mando y transmite las órdenes a la nave espacial.

\* Este artículo se basa en los trabajos desarrollados bajo el patrocinio de *International Telecommunications Satellite Consortium (INTELSAT)*. Las opiniones expresadas son las de sus autores y pueden no coincidir con las de INTELSAT.

\*\* Los términos nave espacial (o cosmonave) y satélite, tal como se usan en este artículo, no son totalmente sinónimos. Propiamente, el dispositivo último en órbita, en posición después de encendido el motor de apogeo, es el satélite; mientras que el mismo equipo antes de encendido (y con o sin separación de la tercera etapa del vehículo de lanzamiento) es la nave espacial. Sin embargo, cualquiera de ambos términos se usa comúnmente, en particular cuando se discute un asunto afín a ambas fases de operaciones, tanto la orbital como la de lanzamiento.

## 2. Funciones de mando

A continuación se discuten las más significativas funciones de la nave espacial Intelsat III que se controlan o inician mediante mando terrestre. Cada una de ellas sirve para convertir la carga útil de un vehículo lanzado al espacio, en un satélite de comunicaciones colocado en posición correcta, con orientación corregida, o para mantener al satélite en ese estado después de que se ha logrado por primera vez. Las funciones se hacen más fácilmente comprensibles, siguiendo a una nave espacial a través de la secuencia nominal de operaciones de lanzamiento y colocación en posición.

2.1 a) La nave espacial es lanzada como una cuarta etapa (carga útil) encima de un vehículo de lanzamiento Long Tank Delta.

b) El encendido de la primera y segunda etapas coloca a la tercera y cuarta etapas en una trayectoria balística inclinada unos 33° respecto al ecuador. La altura máxima de esta trayectoria es de unas 200 millas náuticas y se alcanza unos 13 minutos después del despegue ó 3 minutos después del corte del motor de la segunda etapa.

c) La separación de la tercera etapa, giro (con una velocidad rotacional de unas 100 r.p.m.) y encendido tienen lugar unos 20 minutos después del despegue. El encendido se prolonga unos 44 segundos. La nave espacial se separa de la tercera etapa del vehículo de lanzamiento unos 50 segundos después del encendido de la tercera etapa. En este momento, se encuentra en una órbita de transferencia elíptica, con un apogeo de 19.324 nm y una inclinación (con respecto al ecuador) de unos 30 grados.

El GCS no toma parte en las operaciones antes de que la nave espacial entre en la órbita de transferencia. Hasta ese punto, todas las operaciones del vehículo de lanzamiento son controladas por la operación de lanzamiento y la nave Intelsat III es eléctricamente pasiva hasta que se separa de la tercera etapa.

d) Durante sus primeras revoluciones en la órbita de transferencia, la nave espacial es seguida por un número de estaciones GCS, de manera que el centro de análisis puede obtener datos adecuados en los que basar las decisiones que gobiernen el proceso de encendido del motor de apogeo. Los datos necesarios incluyen lecturas de azimut y elevación desde la antena de seguimiento de la estación, datos de distancia y de variación de la distancia con relación al tiempo, información de la orientación de la cosmonave derivada de los sensores del sol y de la tierra, mediante telemetría de tiempo real y datos del "estado de salud" de la nave espacial derivados de telemetría PAM (impulsos modulados en amplitud). La obtención de todos estos datos, salvo los de distancia y variación de la distancia, podrían obtenerse sin cambiar la configuración de la antena de lanzamiento de la cosmonave, es decir, con las unidades de telemando y teledada de la nave espacial conectadas a la antena

omnidireccional y con la antena de alta ganancia contrarrotatoria mecánicamente (abreviadamente, en inglés MDA, de "mechanically despun antenna"), desconectada de la salida del retransmisor de comunicaciones de la nave. Sin embargo, puesto que los datos de distancia y distancia en función del tiempo son vitales para los cálculos orbitales, la secuencia real planeada para el primer lanzamiento fué como sigue:

— Primera órbita de transferencia

La estación GCS de Fucino entra en contacto con el radiofaro del satélite a través de la antena omnidireccional, transmite datos de telemetría al centro de análisis, pone en movimiento contrarrotatorio la antena contrarrotatoria, a través de control terrestre. Obtiene información de distancia utilizando la antena contrarrotatoria y vuelve la antena al modo omnidireccional. El éxito de esta serie de operaciones proporciona la primera comprobación total (aunque no refinada) del funcionamiento del retransmisor de comunicaciones.

— Segunda órbita de transferencia

Análogas operaciones han de llevarse a cabo por las estaciones GCS de Hawai y Andover, añadiéndose al conjunto de datos sobre los que opera el centro de análisis. Además, suponiendo que se dispone de datos suficientes para permitir el adecuado análisis, la segunda órbita ha de procurar los primeros intentos para cambiar la disposición de la nave espacial a la que se necesita para el encendido del motor de apogeo. Esta operación requiere actuaciones muy precisas de fase y tiempo del subsistema de control de orientación de la nave espacial, que puede ejercer un empuje a lo largo de los ejes, bien sea sobre el per-

pendicular al eje de rotación de la nave o sobre el paralelo al eje (pero no coincidente con él) de rotación.

— Órbitas de transferencia siguientes

Estas órbitas pueden utilizarse para obtener un refinamiento de los datos básicos, en caso de que aparezcan anomalías, o para realizar un ajuste final de la disposición de la nave espacial en preparación del encendido del motor de apogeo.

— Encendido del motor de apogeo

El motor de apogeo (o cuarta etapa) se enciende cuando el apogeo de la nave está muy próximo a la posición orbital final deseada. El encendido se inicia por telemando terrestre con los siguientes resultados esperados:

- El vector de empuje del motor de apogeo (142,5 kg, de empuje medio; duración del encendido 28 segundos, aproximadamente) se combina con el vector de velocidad inercial de la nave en su órbita de transferencia para producir un cambio en la inclinación, con lo que resulta un plano orbital final que coincide con el plano ecuatorial de la tierra.
- El incremento de velocidad derivado del motor de apogeo se suma vectorialmente con la velocidad de la órbita de transferencia de la nave espacial de manera que la dirección y velocidad resultantes son las requeridas para una órbita síncrona circular.
- La transición desde una órbita inclinada y profundamente elíptica a una órbita ecuatorial circular tiene lugar en un punto del espacio (tiempo) que deja a la nave espacial (ahora satélite síncrono) situada a la altura correcta, o muy próxima a ella, y sobre la lon-

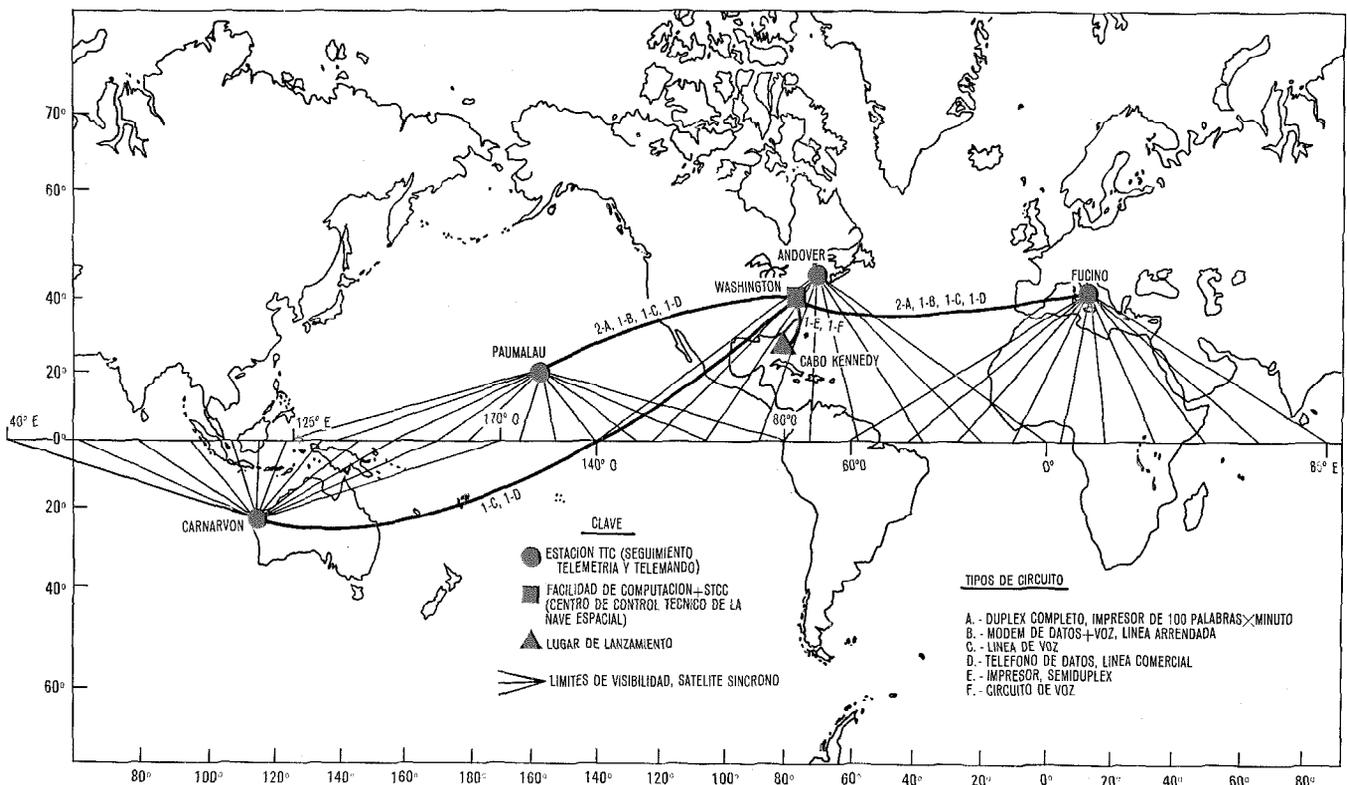


Fig. 1 Disposición del sistema GCS del Intelsat III.

gitud terrestre deseada, o muy próximo a ella, para el cubrimiento de las comunicaciones.

f) *Reajuste orbital*

A continuación tiene lugar un ajuste final de la posición del satélite sobre el punto sub-orbital correcto, con reajuste final para reducir a cero inclinación y excentricidad, y una corrección final de la orientación para colocar el eje de rotación del satélite paralelo al eje N-S de la tierra; generalmente todos estos ajustes se realizan en una serie de operaciones en que intervienen los empujes radial y axial que inducen momentos precesionales giroscópicos y cambios de velocidad axial en el satélite estabilizado por rotación.

g) *Otros telemandos*, menos fundamentales para el funcionamiento del Intelsat III, no se discuten con gran detalle en este artículo. En la tabla 1 se da una lista completa de los telemandos del Intelsat III.

3. Descripción del sistema

Como se indica en la figura 1, el sistema completo de control terrestre del Intelsat III consta de cuatro estaciones de seguimiento, telemetría y telemando (TTC, del inglés Tracking, Telemetry and Command), el centro de control técnico de la nave espacial (STCC, del inglés Spacecraft Technical Control Center) y las facilidades asociadas de comunicaciones y computación.

Los canales de comunicación se sacan de los circuitos ordinarios, o se derivan de los circuitos de satélites en funcionamiento, o bien se marca en los circuitos usuales que se tienen a disposición desde poco antes del proyectado lanzamiento o de la operación orbital.

Las estaciones TTC del sistema fueron seleccionadas por COMSAT, después de un análisis en el que se tuvieron en cuenta un gran número de emplazamientos posibles. Las condiciones que se evaluaron fueron:

- La existencia de un terminal terrestre de comunicaciones por satélite que pudiera suministrar la antena de seguimiento, receptores de comunicaciones y de seguimiento, y los amplificadores de alta potencia necesarios para las operaciones de TTC, ninguno de los cuales puede utilizarse con otros satélites mientras se encuentran ocupados con las operaciones de TTC.
- Cubrimiento adecuado (visibilidad) de la órbita final ecuatorial, así como cubrimiento de las órbitas de transferencia y balísticas previstas para una serie de lanzamientos de Intelsat III. En la figura 1 se muestra el cubrimiento de altitud sincrona de cada estación.
- Economía, y la posibilidad de encontrar personal, alojamiento y otras facilidades tanto para los equipos como para los operarios de TTC.

El análisis de COMSAT dió como resultado el establecimiento de cuatro estaciones TTC casi idénticas. Cada una de ellas está atendida por dos o tres personas pertenecientes a COMSAT TTC, ayudados por personal nativo. Andover y Paumalau son estaciones propiedad de COMSAT, mientras que Fucino está manejada por Telespazio (una compañía italiana cuya principal responsabilidad es el funcionamiento del terminal de satélite de Fucino) y Carnarvon que es atendida por el PTT de

Tabla 1 – Lista de telemandos del Intelsat III.

Telemando número	Título y función
1	<i>Encendido del empuje radial A</i> Abre la válvula de hidracina para el empuje radial A
2	<i>Selección del dispositivo 1 que gobierna la válvula</i> Acciona al dispositivo 1 de las válvulas de empuje
3	<i>Encendido del AOP 1 (amplificador de ondas progresivas) de alto nivel</i> Conecta la alimentación al AOP1 de alto nivel
4	<i>Encendido del empuje axial A</i> Ver telemando 1
5	<i>Encendido del sensor terrestre 2</i> Pone la antena bajo control del sensor terrestre 2, solamente
6	<i>Supresión del retardo de 90 segundos</i> Conecta ambos suministros de alta tensión al AOP sin precalentamiento del mismo
7	<i>Desconexión de la batería – Carga de reacondicionamiento</i> Desconecta la batería, aplicándose una corriente de carga
8	<i>Encendido del motor de apogeo</i> Enciende el motor de apogeo, apaga los AOP al final del telemando
9	<i>Control lógico normal</i> Pone el control de antena en modo normal, respondiendo a ambos sensores de tierra
10	<i>Actuación del sistema propulsor conectado en paralelo</i> Enciende el detonador que abre la válvula que une en paralelo a todos los tanques de hidracina
11	<i>Corte de los controles de válvulas</i> Desactúa ambos dispositivos controladores de las válvulas, cancelando el telemando 2 ó 16 si se han ejecutado previamente, sistema de empuje "de seguridad"
12	<i>Encendido del AOP 2 de alto nivel</i> Ver telemando 1
13	<i>Selección del control terrestre de contrarrotación</i> Pone el control de antena en forma que responda solamente a los impulsos de tierra artificial AEP (Artificial Earth Pulse) transmitidos desde la estación terrestre. Cancela los telemandos 5, 9 ó 23 si estaban actuados
14	<i>Apagado del AOP 2 de alto nivel</i> Suprime la alta tensión al AOP 2 de alto nivel
15	<i>Cambio del dispositivo electrónico de contrarrotación</i> Cambia de un dispositivo electrónico de control de antena al otro. Vuelve a cambiar cuando se repite el telemando
16	<i>Selección del dispositivo 2 de control de válvula</i> Ver telemando 2
17	<i>Desconexión de la batería – Descarga de reacondicionamiento</i> Desconecta la entrada a la batería, conecta una carga resistiva para producir una descarga artificial de 1 amperio
18	<i>Encendido del empuje radial B</i> Ver telemando 1
19	<i>Supresión de la unidad de control de potencia K 1</i> Disminuye la entrada a la batería para tener un ciclo de carga más largo

Australia. En todos los casos las operaciones de TTC están administrativamente separadas de las operaciones de comunicaciones, emanando directamente de STCC (Centro de Control Técnico de la Nave Espacial), de Washington, las instrucciones y decisiones de TTC.

En la figura 2 se muestra la configuración típica de

una estación TTC, los cambios que sigue la señal hacia y desde la STCC y la configuración de la estación STCC. Nótese que mientras el conjunto Sistema de Control Terrestre (GCS) realiza un proceso en bucle cerrado (telemetría — análisis — decisión — telemando — respuesta) el volumen total de flujo de datos entre las estaciones es bastante pequeño:

- un bloque PAM de 63 canales por minuto;
- cinco señales de impulsos de tiempo real o instantáneos, con recurrencia de datos de una vez por segundo, aproximadamente;
- datos de seguimiento y distancia de variación lenta, con lecturas de una cada 2 segundos;
- reenvío de instrucciones de telemando orales o por teleimpresor desde la estación STCC a la TTC.

Esta economía en el funcionamiento se logró manteniendo, dentro de cada estación TTC, las tareas de precisión de programar y poner en fase los telemandos y la formación de datos, a la vez que intercambiando datos resumidos e instrucciones de telemando orales con la estación STCC.

Puesto que es imposible para más de dos de las cuatro estaciones TTC ver al mismo tiempo una nave espacial dada, no es necesario que la STCC acepte simultáneamente las entradas procedentes de las cuatro estaciones TTC. Generalmente, sólo se recibe una estación en un momento dado, pero la estación STCC puede conmutar rápidamente entre entradas de diferentes estaciones y puede extender su equipo terminal entre entradas procedentes de diversas estaciones si esto fuera necesario.

#### 4. Descripción de la estación TTC

(Seguimiento, Telemetría y Telemando)

Cada estación TTC dispone del equipo necesario para

Telemando número	Título y función
20	<i>Supresión del reloj de telemetría</i> Suprime la conexión del codificador de telemetría A en un canal dado. La conexión se restablece al repetir el telemando
21	<i>Encendido del empuje axial B</i> Ver telemando 1
22	<i>Apagado del AOP 1 de alto nivel</i> Ver telemando 14
23	<i>Conexión del sensor de tierra 1</i> Ver telemando 5
24	<i>Conexión de la batería</i> Conecta la batería a través de las barras principales para plena flotación
25	<i>Selección de la antena omnidireccional</i> Conecta el diplexor de salida del retransmisor a la antena transmisora omnidireccional
26	<i>Selección de la antena de contrarrotación</i> Conecta el diplexor de salida del retransmisor a la antena contrarrotatoria
27 } 28 } 29 }	Telemandos de reserva, no utilizados
30	<i>Comprobación de telemando 30</i>
31	<i>Comprobación de telemando 31</i>
32	<i>Comprobación de telemando 32</i>
33	<i>Ejecución A</i>
34	<i>Ejecución B</i>
35	<i>Reposición</i>

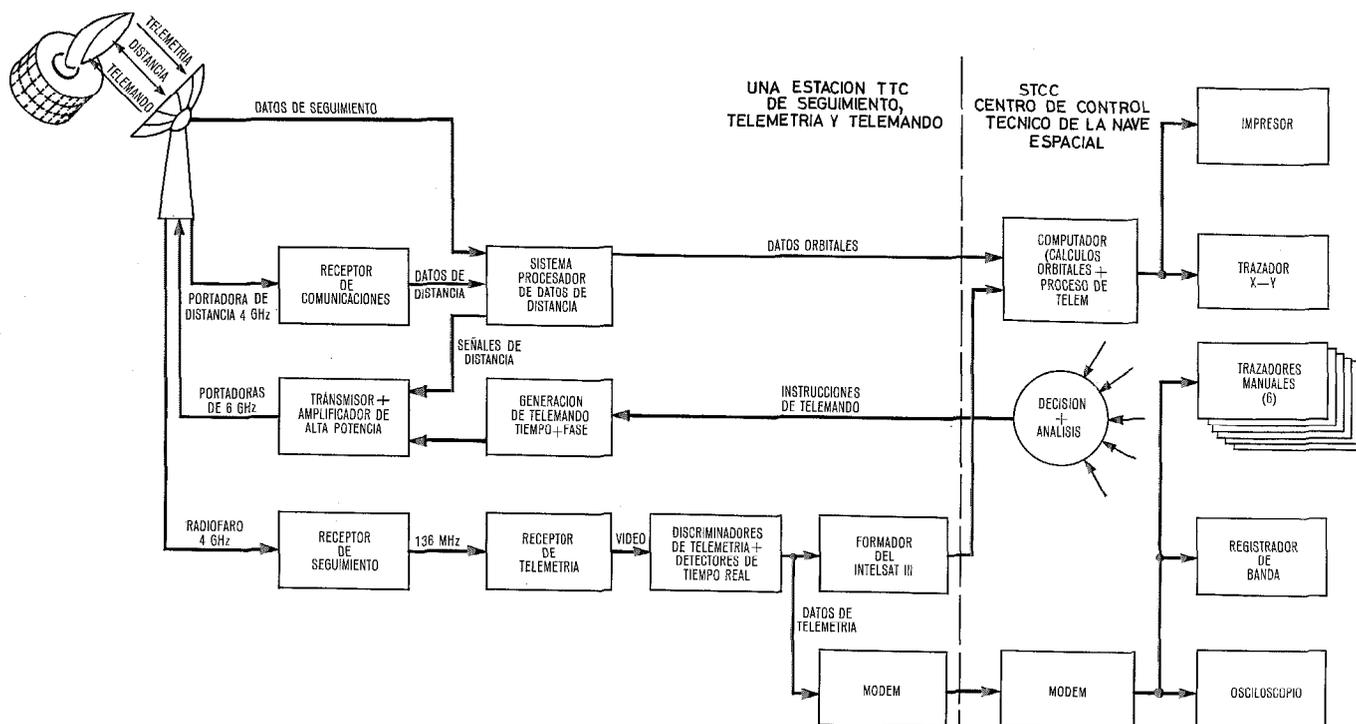


Fig. 2 Camino de la señal en el sistema de control terrestre (GCS).

funcionar como intermediaria entre el hombre y sus computadores (como complejo analizador y elaborador de decisiones), por una parte, y la nave espacial en vuelo (que es el sujeto de todos los telemandos y la fuente de todos los datos de telemetría) por otra. Cada estación está configurada como se indica en la figura 3 y consta de dos categorías de equipos:

- equipos suministrados por COMSAT, que comprenden la antena, amplificador de potencia, receptores de comunicaciones y de seguimiento, modulador AM, sistema procesador de datos y enlaces de comunicaciones con STCC;
- la consola de control terrestre del Intelsat III que aloja todos los demás equipos necesarios para el funcionamiento de TTC. En la figura 4 se muestra una consola totalmente ensamblada.

4.1 Datos de seguimiento y distancia

Los datos de seguimiento y distancia suministrados a STCC constan de tres elementos:

- ángulos de azimut y elevación, tomados desde la antena de seguimiento de la estación;
- datos de distancia derivados del sistema procesador de datos de distancia;
- tiempo, referido al meridiano de Greenwich, para cada lectura (tiempo GMT).

El azimut y la elevación se comunican a STCC en centésimas de grado, según se lee en los codificadores de la posición del eje de antena. La distancia se deduce de comparaciones de fase de cada uno de cuatro tonos de video

enviados desde la estación con los mismos cuatro tonos después de haber pasado por el dispositivo retransmisor de comunicaciones del repetidor de la nave espacial. Los cuatro tonos (27.777 Hz, 3968 Hz, 283,44 Hz y 35,34 Hz) se aplican continuamente a una portadora de 6 GHz mientras se están haciendo las medidas, pero los aparatos de medida de fase derivan una lectura de distancia, aproximadamente, una vez cada dos segundos. Con esta unidad se obtienen medidas de distancias con aproximaciones de unos 60 metros (200 pies).

4.2 Recepción de telemetría normal

La telemetría normal procedente de una nave Intelsat III consta de un bloque de 63 canales PAM y cinco señales de tiempo real. Este grupo de seis señales de información se imprime (en forma de tres subportadoras, cada una modulada en frecuencia y amplitud por dos de las seis señales) como modulación de fase en cada uno de los dos radiofaros de seguimiento de la nave espacial, pero las estaciones TTC normalmente solo reciben y procesan uno (cualquiera) de los radiofaros en un momento dado: siendo éste también el utilizado para realizar el autoseguimiento de la antena de la estación. La señal de telemetría del radiofaro se extrae (ver Fig. 5) del receptor de seguimiento a 136,44 MHz, después de aplicada la corrección del efecto doppler mediante el convertidor VCO del receptor seguimiento. La señal de 136 MHz se introduce en el receptor de telemetría de bucle con bloqueo de fase, de donde se obtiene una señal de video de telemetría formada por las portadoras

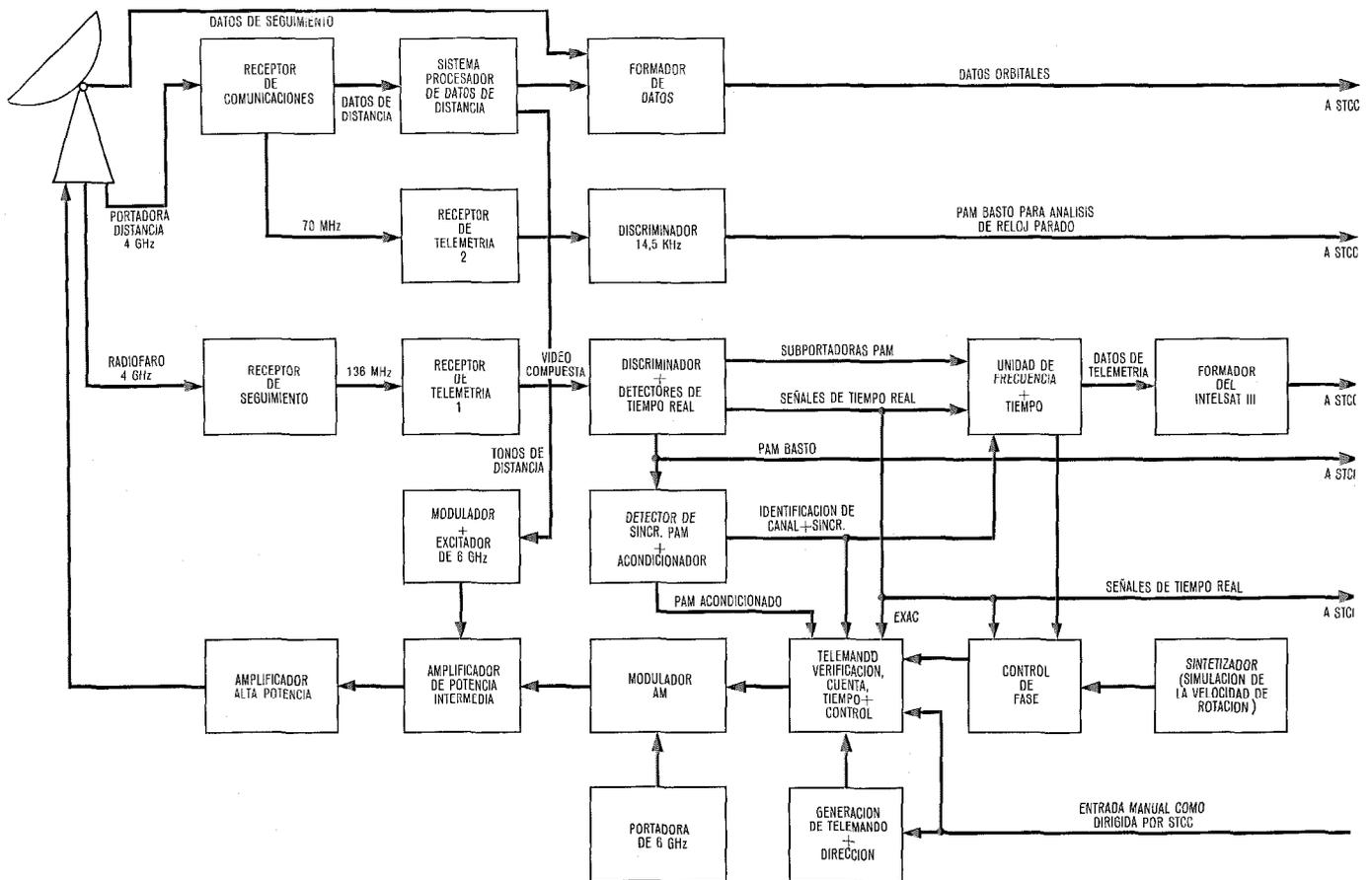


Fig. 3 Diagrama bloque básico de la estación de Seguimiento, Telemetría y Telemando (TTC).

de telemetría de 14,5 kHz, 22 kHz y 52,5 kHz. Estas señales se llevan a filtros paso banda que aislan las tres subportadoras y las entregan a los correspondientes discriminadores de FM y a los detectores (de envolvente) de tiempo real. El discriminador de PAM tiene un filtro de salida paso bajo de 10 Hz, adecuado para el tren de ondas PAM de 63 canales por minuto. Los demás discriminadores y todos los detectores de envolvente tienen salida paso bajo de 400 Hz que proporcionan tiempos de elevación mejores que 1 milisegundo para las cinco señales de impulso de tiempo real.

Las señales de tiempo real o instantáneas (no almacenadas) se distribuyen como sigue:

- las cinco (ES1, ES2, EXAC, ARP y SS) van al osciloscopio y al registrador de banda de la estación TTC para su representación local y registro y a la STCC para su análisis;
- las cinco señales van a la unidad de frecuencia y tiempo (TFU, del inglés Time and Frequency Unit) para medidas de tiempo, como se discute más adelante;
- las señales sensoras de tierra más las señales EXAC y SS van al controlador de fase, para ajustes de fase del telemando, como se discute luego.

Además, la subportadora PAM de 14,5 kHz se aplica a la TFU para medida de frecuencia, y el tren de ondas PAM se envía al detector de sincronismo PAM y acondicionador que realiza las siguientes funciones:

- filtra e integra la porción central de cada impulso para producir una salida "acondicionada" PAM libre de ruido;
- la salida acondicionada se corrige también de desplazamientos de variación lenta en los canales de calibración de cero y calibración de fondo de escala del tren de ondas, eliminando así el efecto de muchas posibles variaciones del codificador del satélite;
- suministra identificación del canal y señales de sincronismo para la TFU, formador y para el sistema lógico de control de telemando.

La información total de telemetría así recibida consta de un tren PAM (disponible tanto "en bruto" como "acondicionado") y cinco señales de tiempo real:

ES1 y ES2 son ambas parejas de impulsos que constan de un par de impulsos, positivo y negativo. Cada pareja representa la salida diferenciada y aplanada de un detector de rayos infrarrojos sensible a la energía del albedo terrestre cada vez que el campo de visión óptica del detector barre la superficie de la tierra. Ambos

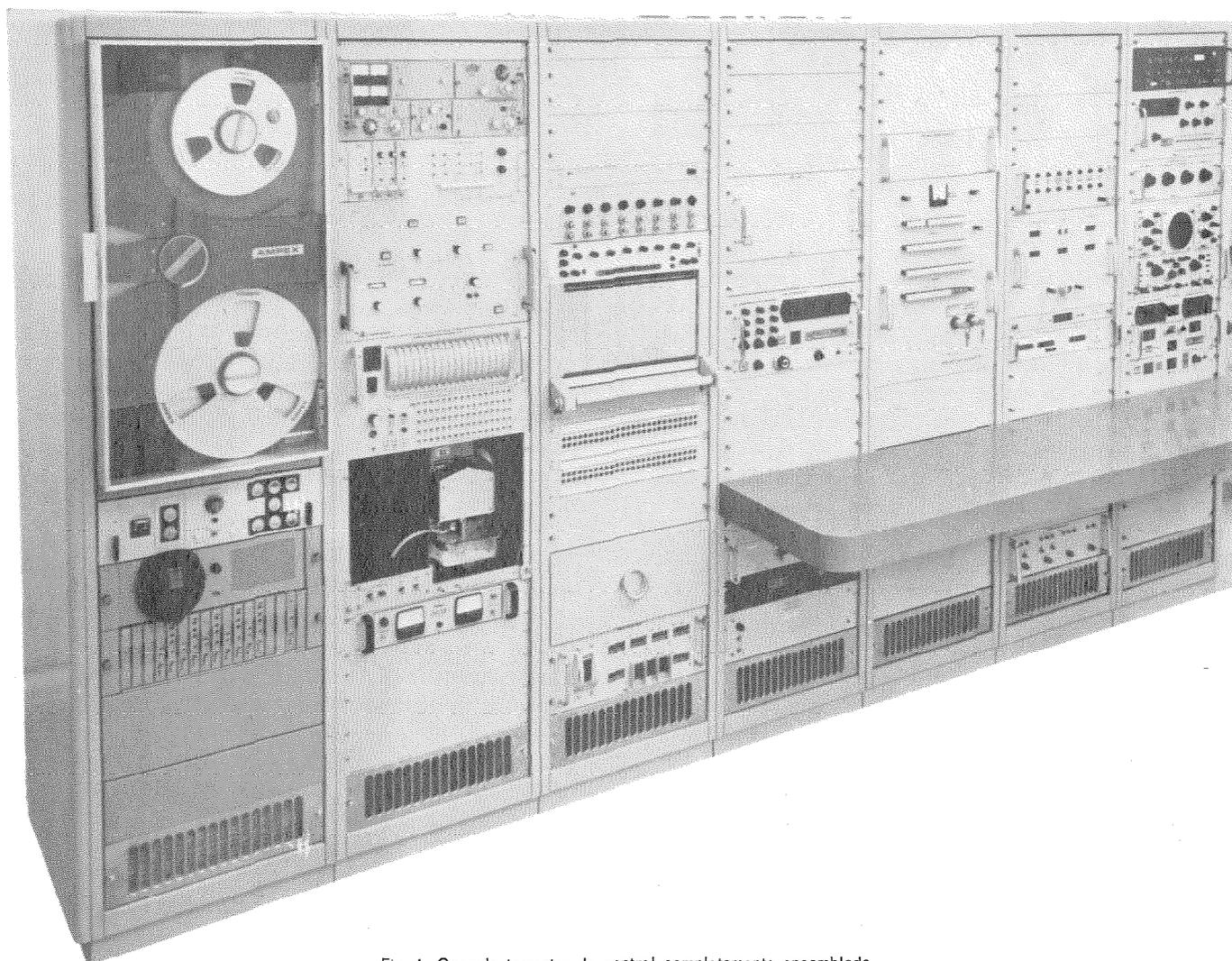


Fig. 4 Consola terrestre de control completamente ensamblada.

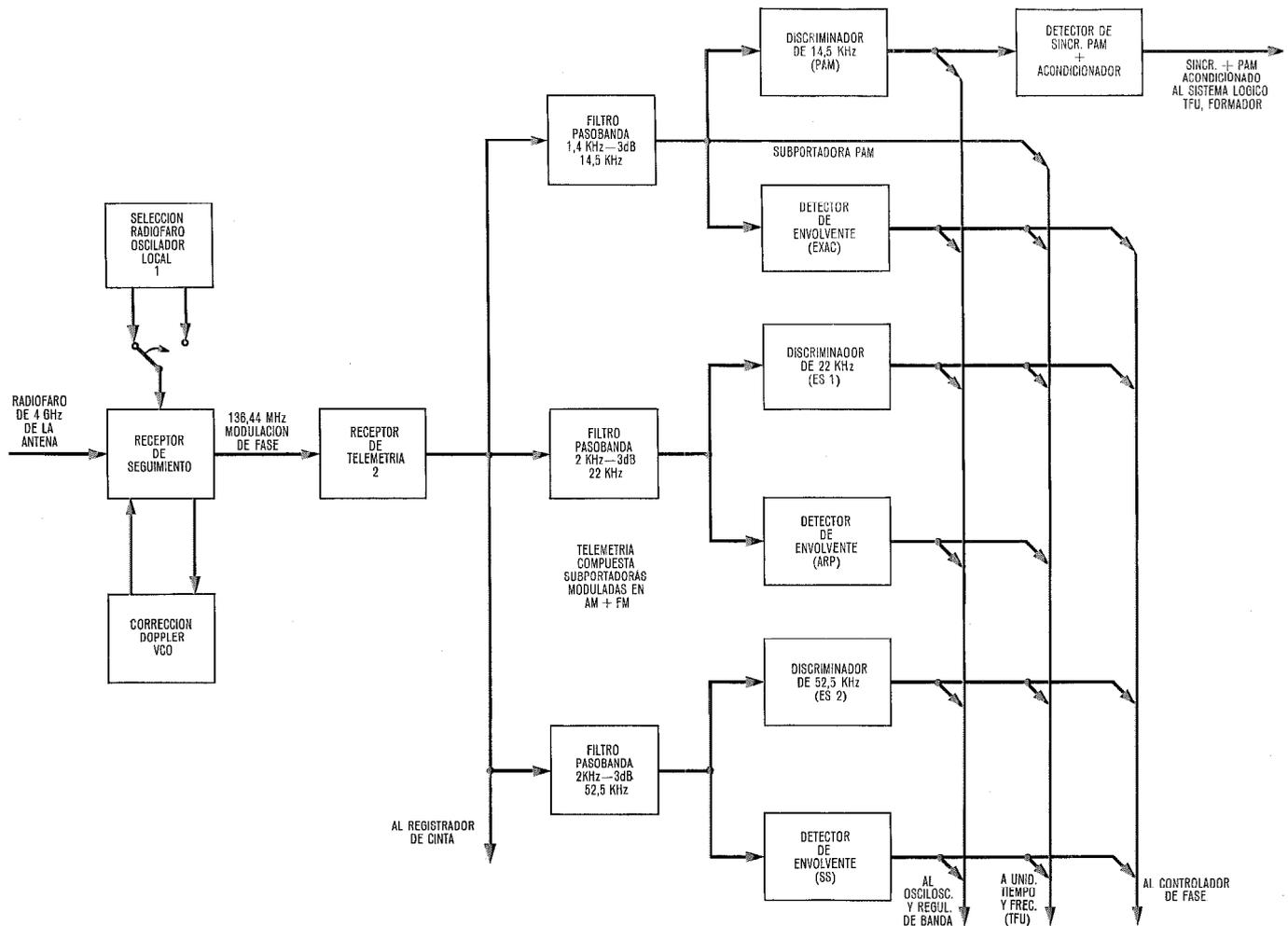


Fig. 5 Equipo de recepción de telemetría normal.

detectores tienen un campo de  $1^\circ$ , y están montados de manera que el ES 1 ve  $3,5^\circ$  por encima del ecuador del satélite, mientras que ES 2 ve  $3,5^\circ$  por debajo. Con un satélite perfectamente en posición, mediante su control de orientación, las señales de ES 1 y de ES 2 deben ser idénticas en forma y en fase. Cualquier falta en la alineación del eje de rotación de la nave espacial (una alineación no perpendicular a la línea que conecta el centro de la tierra con el centro del satélite) da como resultado diferencias de fase entre ES 1 y ES 2 y hace que el espacio de tiempo entre los dos impulsos de ES 1 sea diferente del espacio de los impulsos de ES 2. Tanto los dos espacios relativos, como las diferencias de fase entre ES 1 y ES 2, pueden utilizarse para determinar la orientación.

SS es la salida de dos o tres impulsos de otro detector de infrarrojos que se utiliza para determinar el ángulo relativo del sol con respecto al plano ecuatorial del satélite. El grupo de impulsos SS consta de dos impulsos (SSR y SST) cuando el sol está por debajo del ecuador del satélite y de tres (SSR, SSS y SST) cuando el sol está por encima. El ángulo sol-satélite se determina por la diferencia de tiempos SSR—SST y se utiliza en unión de los datos de ES 1 y ES 2, para determinaciones de orientación.

EXAC es una señal de impulso enviada por el codificador del satélite siempre y mientras que el decodificador de telemando del satélite reciba una señal de ejecución de telemando. EXAC se deriva del inglés EXecute ACknowledge, es decir, señal de conocimiento de ejecución. Se utiliza a) para verificar la recepción de telemandos de ejecución, y b) para medir tiempos de propagación de ida y vuelta (desde el momento de iniciación de un telemando de ejecución hasta la recepción de un EXAC).

ARP es el impulso de referencia de antena, un impulso único enviado por el codificador del satélite cada vez que un dispositivo de captación de referencia fija sobre el cuerpo del satélite pasa, al girar con el cuerpo de la nave, más allá de un punto de referencia fijo a la antena que se supone en movimiento de contrarrotación. Con un satélite correctamente orientado y una antena perfectamente contrarrotatoria, ARP deberá situarse en posición media entre los impulsos positivo y negativo, tanto de ES 1 como de ES 2.

ES 1, ES 2 y SS tienen lugar una vez por cada rotación del satélite (sin tener en cuenta los impulsos ES extraños que pueden ocasionarse por barridos a través de la luna o del sol).

Análogamente, ARP se produce una vez por revolu-

ción, siempre que la antena esté plenamente en contrarrotación. EXAC tiene lugar una vez por cada telemando de ejecución recibido.

PAM es la señal de telemetría restante, un bloque de 63 canales de datos en forma de impulsos modulados en amplitud que llevan la información que se indica en la tabla 2.

Los 63 canales PAM pueden agruparse de la siguiente manera:

- diez canales se dedican estrictamente al proceso de codificación; dos a sincronismo, dos a calibración y seis a identificación de código;
- treinta canales se dedican exclusivamente al proceso de decodificación del telemando; cuatro grupos, de siete cada uno, informa de los datos almacenados en el decodificador, más dos destinados a las puertas que facilitan el telemando;
- de los veintitrés canales restantes, cuatro digitales y dos analógicos informan del estado y funcionamiento del retransmisor, tres digitales y once analógicos informan del estado y funcionamiento de las partes electromecánicas del satélite y, finalmente, tres son reservas sin asignar.

Del total de 63, sólo los 28 canales de datos memorizados juegan un papel directo en el proceso de telemando de la estación GCS. Los restantes suministran información para el proceso analítico de STCC, pero sólo se utilizan en condiciones anómalas o extremas.

### 4.3 Recepción de telemetría especial

Normalmente, los dos codificadores de telemetría del satélite trabajan en completo sincronismo de canal, reportando cada uno, a través de la modulación de su propio radiofaro, el mismo canal de información. De este modo, ambos trenes de ondas de PAM son idénticos, si se exceptúa:

- las diferencias en sensibilidad de modulación de PAM entre los dos codificadores;

- los canales de identificación del codificador (17 a 22, tabla 2).

Normalmente, pues, sólo necesita recibirse uno de los dos trenes redundantes, y ésta es la práctica normal. Sin embargo, las pruebas previas al vuelo de la nave, han revelado que, a veces, puede ser altamente ventajoso tener la posibilidad de parar un codificador de telemetría en un canal dado para permitir la lectura continua de la parte seleccionada de la información, en lugar de la muestra de una vez por minuto, mientras que el otro codificador sigue conmutando de acuerdo con la secuencia normal de los 63 canales.

Para tener esta posibilidad, se ha modificado el codificador "A" de cada nave, de forma que un telemando desde tierra (20, tabla 1) detenga el reloj del codificador. Además (ver Fig. 3) cada estación TTC está equipada con un segundo receptor de telemetría y un discriminador de 14,5 kHz que permite la recepción del segundo tren PAM ("A"). Este se representa, normalmente, en el registrador de banda de la estación y se envía a la STCC.

Esta posibilidad de examen con reloj parado tuvo una buena utilización en el diagnóstico de la causa aparente del fallo de antena en el satélite del Vuelo 2, cuando la elevación y fluctuación errática y rápida de la corriente del motor que mueve a la antena (canal 53, tabla 2) indicó problemas de cojinetes, de rozamiento mecánico o de congelación, más bien que problemas de control, electrónicos o del motor. Tal diagnóstico hubiera sido difícil, si no imposible, sin las continuas muestras de datos proporcionados por la facilidad de parar el reloj del codificador.

### 4.4 Proceso de telemetría

El proceso de telemetría en las estaciones TTC consta de tres etapas:

- acondicionamiento del tren PAM en una forma adecuada para utilizarlo en el control lógico del telemando;

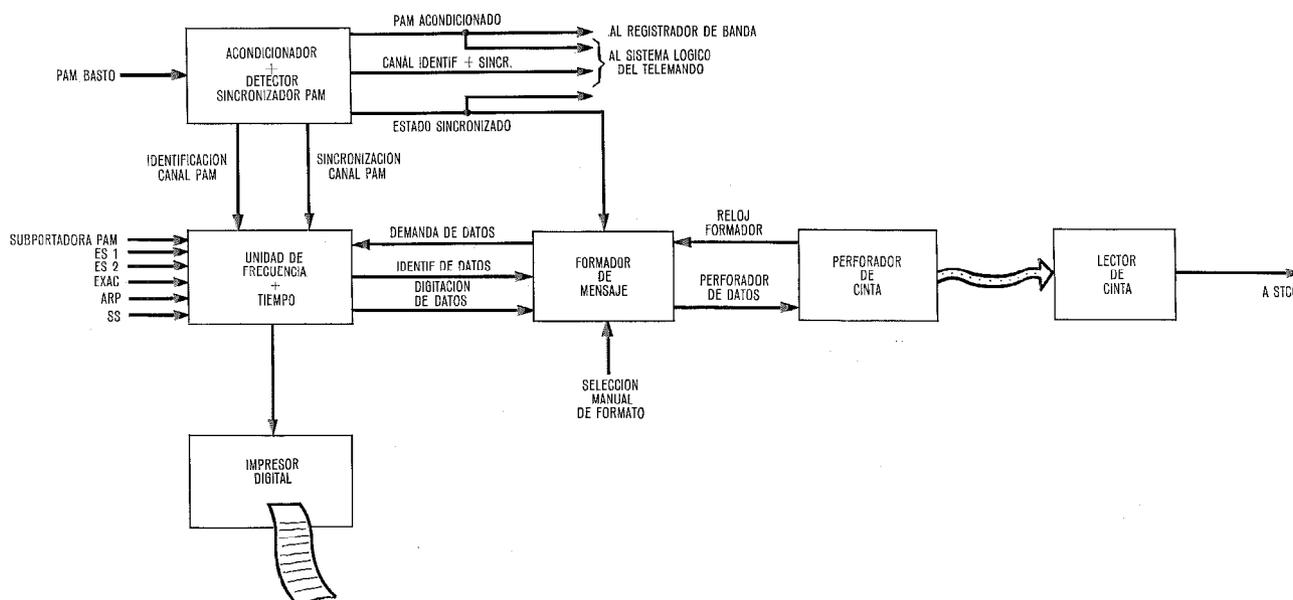


Fig. 6 Proceso de telemetría.

Tabla 2 - Contenido del bloque PAM

Canal	Título y contenido
1, 2	<i>Sinc. del bloque</i> Canal 1 siempre 100% amplitud, 100% duración. Todos los demás canales 50% duración. Canal 2 siempre 100% amplitud
3	<i>Calibración fondo escala</i> Siempre 100% amplitud
4	<i>Calibración cero escala</i> Siempre 0 amplitud
5	<i>Presión del tanque propulsor A</i> Analógico, escala 0-600
6	<i>Presión del tanque propulsor B</i> Igual que 5
7	<i>Posibilidad telemando puerta A</i> Discreto, Indica si la entrada de señal de telemando tiene asequible el decodificador A
8	<i>Posibilidad telemando puerta B</i> Igual que 7 para el decodificador B
9 a 15	<i>Verificación de telemando</i> Cuatro niveles. Discreto. Indican si un telemando dado está o no almacenado en uno, en otro, o en ninguno de ambos decodificadores
16	<i>Electrónico 1 de MDA</i> Discreto. Indica si el dispositivo electrónico 1 de MDA tiene, o no, control de la antena
17 a 22	<i>Identificación de codificador</i> Canales discretos que forman identificación numérica binaria del codificador de emisión
23	Reserva
24	<i>Electrónica 2 de MDA</i> Igual que 16, para el dispositivo electrónico 2 de MDA
25 a 31	<i>Verificación de telemando</i> Segunda subconmutación de los datos almacenados, como 9-15
32	<i>Temperatura del motor de apogeo</i> Analógica, de -23° a +121 °C (-10° a +250 °F)
33	<i>Potencia de salida del AOP 1 de alto nivel</i> Discreta. Indica si el AOP 1 de alto nivel tiene, o no salida de portadora de RF
34	<i>Potencia de salida del AOP 2 de alto nivel</i> Como 33, para el AOP 2
35	<i>Voltaje de ánodo del AOP 1 de alto nivel</i> Discreta. Indica si el AOP 1 de alto nivel tiene, o no, voltaje de ánodo
36	<i>Voltaje de ánodo del AOP 2 de alto nivel</i> Como 35, para el AOP de alto nivel 2
37	<i>Salida de potencia del AOP 1 de bajo nivel</i> Analógica -80 dBm a -65 dBm
38	<i>Salida de potencia del AOP 2 de bajo nivel</i> Como 37, para el AOP 2 de bajo nivel
39	<i>Monitor de la corriente positiva (+) de las pilas solares</i> Analógica. Cero a 0,65 A. Mide la corriente de salida de la mitad positiva de las pilas solares
40	Reserva no asignada
41 a 47	<i>Verificación de telemando</i> Tercera subconmutación de los datos almacenados, como 9-15
48	Reserva
49	<i>Voltaje de las barras principales</i> Analógico, 21 V a 32 V. Mide el voltaje de las barras principales de CC del satélite

Canal	Título y contenido
50	<i>Voltaje monitor en derivación</i> Analógico 0 a 16 V. Mide el voltaje en la carga en derivación del sistema de alimentación
51	<i>Voltaje de la batería</i> Analógica, normal 20 V a 30 V; cuando la batería está en condición de descarga (telemando 17) 0 V a 30 V
52	<i>Temperatura de la batería</i> Analógica, -6,5° a +54 °C (+20 a +130 °F)
53	<i>Corriente del motor de MDA</i> Analógico, 0 a 0,3 A
54	<i>Salida de +15 V del conversor</i> Analógica +12 a +18 V
55	<i>Conversor de alimentación A o B redundante</i> Discreta. Indique qué convertidor está encendido
56	<i>Temperatura de la pila solar</i> Analógica, -65° a +121 °C (-150° F a +250° F)
57 a 63	<i>Verificación de telemando</i> Cuarta subconmutación de los datos almacenados, como 9-15

— medida y digitalización de la frecuencia subportadora PAM, para cada canal PAM y medida y digitalización del intervalo de tiempo entre pares seleccionados de impulsos de tiempo real;

— preparación de formatos de los datos digitales de tiempo real y PAM para transmisión a la STCC.

En la sección 4.2, recepción de telemetría normal, se ha descrito el acondicionamiento básico del PAM. Además, el acondicionador y detector de sincronismo de PAM suministra identificación del canal y señales del sincronismo del canal a la unidad de frecuencia y tiempo (TFU) y al formador de mensajes (ver Fig. 6).

El formador controla las actividades del proceso de telemetría, en lo que se refiere a la preparación para la transmisión de los datos a la STCC. El formador y la TFU, juntamente, pueden preparar una cinta perforada de teletipo que contenga un mensaje completo, incluyendo cualquier combinación de las 81 líneas de los datos relacionados en la tabla 3.

La secuencia del proceso es como sigue:

a) El operador, manualmente, determina la información seleccionable del encabezamiento (estación emisora, número del satélite, fecha) y selecciona las líneas deseadas (cualquier combinación de 00 a 80) y el número de repeticiones de datos deseados en el mensaje.

b) El formador perfora el encabezamiento, y la línea 00 si ha sido seleccionada, luego pide el siguiente tipo seleccionado de línea del formato de la TFU.

c) La TFU mide constantemente la frecuencia subportadora del canal PAM (en intervalos entre señales de tiempo real, según convenga) y envía la frecuencia en forma digital (o datos de intervalo de tiempo) al formador, juntamente con una señal de sincronismo leída coincidente con los canales seleccionados.

d) Cuando el formador percibe la señal de sincronismo leída, actúa de la siguiente forma:

- perfora el número de línea del formato;
- lee tiempo del reloj GMT, convierte ese código bina-

Table 3  
Complete Data Message Format, One Repetition

Text	Explanation
((((	Start of Message
TO COMSAT	Addressee
DE ANDVR2 IS III	Sender, Satellite Number
15 NOV 66 1425Z NR231A	Date Time Group, Message No.
00 2544 123:14	TIME: Minute, Sec., Day, Hour, GMT
01 2545 XXXXXX	T/M 01 Spare
02 2546 XXXXXX	T/M 02 Spare
03 XXXX XXXXXX	T/M 03 Full Scale Calibration
04 XXXX XXXXXX	T/M 04 Zero Scale Calibration
05 XXXX XXXXXX	T/M 05 Data
06 XXXX XXXXXX	T/M 06 Data
07 XXXX XXXXXX	T/M 07 Data
08 XXXX XXXXXX	T/M 08 Data
09 XXXX XXXXXX	T/M 09 Command Verification
10 XXXX XXXXXX	T/M 10 Command Verification
11 XXXX XXXXXX	T/M 11 Command Verification
12 XXXX XXXXXX	T/M 12 Command Verification
13 XXXX XXXXXX	T/M 13 Command Verification
14 XXXX XXXXXX	T/M 14 Command Verification
15 XXXX XXXXXX	T/M 15 Command Verification
16 XXXX XXXXXX	T/M 16 Data
17 XXXX XXXXXX	T/M 17 Telemetry Ident. Bit 0
18 XXXX XXXXXX	T/M 18 Telemetry Ident. Bit 1
19 XXXX XXXXXX	T/M 19 Telemetry Ident. Bit 2
20 XXXX XXXXXX	T/M 20 Telemetry Ident. Bit 3
21 XXXX XXXXXX	T/M 21 Telemetry Ident. Bit 4
22 XXXX XXXXXX	T/M 22 Telemetry Ident. Bit 5
23 XXXX XXXXXX	T/M 23 Data
24 XXXX XXXXXX	T/M 24 Data
25 XXXX XXXXXX	T/M 25 Command Verification
26 XXXX XXXXXX	T/M 26 Command Verification
27 XXXX XXXXXX	T/M 27 Command Verification
28 XXXX XXXXXX	T/M 28 Command Verification
29 XXXX XXXXXX	T/M 29 Command Verification
30 XXXX XXXXXX	T/M 30 Command Verification
31 XXXX XXXXXX	T/M 31 Command Verification
32 XXXX XXXXXX	T/M 32 Data
33 XXXX XXXXXX	T/M 33 Data
34 XXXX XXXXXX	T/M 34 Data
35 XXXX XXXXXX	T/M 35 Data
36 XXXX XXXXXX	T/M 36 Data
37 XXXX XXXXXX	T/M 37 Data
38 XXXX XXXXXX	T/M 38 Data
39 XXXX XXXXXX	T/M 39 Data
40 XXXX XXXXXX	T/M 40 Data
41 XXXX XXXXXX	T/M 41 Command Verification
42 XXXX XXXXXX	T/M 42 Command Verification
43 XXXX XXXXXX	T/M 43 Command Verification
44 XXXX XXXXXX	T/M 44 Command Verification
45 XXXX XXXXXX	T/M 45 Command Verification
46 XXXX XXXXXX	T/M 46 Command Verification
47 XXXX XXXXXX	T/M 47 Command Verification
48 XXXX XXXXXX	T/M 48 Data
49 XXXX XXXXXX	T/M 49 Data
50 XXXX XXXXXX	T/M 50 Data
51 XXXX XXXXXX	T/M 51 Data
52 XXXX XXXXXX	T/M 52 Data
53 XXXX XXXXXX	T/M 53 Data
54 XXXX XXXXXX	T/M 54 Data
55 XXXX XXXXXX	T/M 55 Data
56 XXXX XXXXXX	T/M 56 Data
57 XXXX XXXXXX	T/M 57 Command Verification
58 XXXX XXXXXX	T/M 58 Command Verification
59 XXXX XXXXXX	T/M 59 Command Verification
60 XXXX XXXXXX	T/M 60 Command Verification
61 XXXX XXXXXX	T/M 61 Command Verification
62 XXXX XXXXXX	T/M 62 Command Verification
63 XXXX XXXXXX	T/M 63 Command Verification
64 XXXX XXXXXX	T/M 64 Spare (Not used on INTELSAT III)
65 XXXX XXXXXX	SSR TO SSR
66 XXXX XXXXXX	SSR TO SST
67 XXXX XXXXXX	R/T SPARE
68 XXXX XXXXXX	R/T SPARE
69 XXXX XXXXXX	R/T SPARE
70 XXXX OXXXXX	ES1A TO ES2A:
71 XXXX OXXXXX	ES1A TO ES1B
72 XXXX OXXXXX	ES1A TO ARP
73 XXXX OXXXXX	ES1A TO SSR
74 XXXX OXXXXX	ES1A TO ES1A
75 XXXX OXXXXX	ES2A TO ES1A
76 XXXX OXXXXX	ES2A TO ES2B
77 XXXX OXXXXX	ES2A TO ARP
78 XXXX OXXXXX	ES2A TO SSR
79 XXXX OXXXXX	ES2A TO ES2A
80 XXXX OXXXXX	R/T SPARE
)))	End of Message
15 NOV 66 1427Z	Date Time Group

rio decimal en baudot, y perfora minutos y segundos;  
— lee los datos de la TFU, los convierte de código binario decimal en baudot y los perfora;  
— solicita de la TFU la siguiente línea de datos.

e) Cuando ha sido perforada la última línea PAM seleccionada, el formador solicita de la TFU la primera diferencia de tiempo real seleccionada.

f) La TFU espera para el primer impulso de tiempo, cuenta hasta el segundo impulso de tiempo y envía esta cuenta al formador.

El formador perfora, como en d), solicita luego la siguiente línea de datos de tiempo real seleccionada, como en e). Si no se ha seleccionado ninguna más, o bien repite el ciclo de formato total, como en b) (sin repetir el encabezamiento) o, si se ha completado el número seleccionado de repeticiones, perfora el final del mensaje y se para.

La cinta perforada puede transmitirse a la STCC en cualquier momento. La perforadora es una máquina de 1200 palabras por minuto, pero la velocidad efectiva de generación de la cinta está gobernada por los datos de entrada y el formato seleccionado y su velocidad media es sólo de 100—200 palabras por minuto. La TFU está también conectada a un impresor digital que puede utilizarse para imprimir, para uso local, cualesquiera líneas de datos que se hayan perforado. Con el formador desconectado, el impresor puede conmutarse manualmente para imprimir cualesquiera de las 81 líneas de datos.

Además de los datos digitales procedentes de la TFU y del formador, la STCC recibe transmisiones analógicas de las cinco señales de tiempo real, el tren PAM de reloj parado (cuando se utiliza) y el tren normal PAM.

#### 4.5 Instrucciones de telemando

Una vez que la estación STCC ha recibido datos suficientes y realizado el análisis necesario, emite órdenes a una estación TTC para efectuar una secuencia de telemando. En la tabla 4 se muestra un formato típico de mensaje de telemando.

Cada mensaje de telemando especifica la secuencia del telemando, el tiempo para transmitir cada uno, el ángulo de fase que ha de utilizarse con ciertos telemandos (de manera que alcance el satélite en el punto correcto de su rotación), el número de repeticiones y duración de cada telemando ejecutivo (importante en los encendidos de empuje y en los impulsos de tierra artificial, AEP), y qué soporte de telemetría se requiere.

#### 4.6 Puesta en fase de la iniciación del telemando

La puesta en fase del momento de iniciación de un telemando transmitido desde tierra carece completamente de importancia en cualquier caso, salvo para el impulso

#### NOTAS

- Del 00 al 63:  
El número de línea del formato coincide con el número de canal PAM.  
Del 01 al 64:  
Comunicados como frecuencia subportadora PAM.  
Del 65 al 80:  
Comunicados en milisegundos de intervalo de tiempo.

de tierra artificial y los telemandos de ejecución B (telemando 34, tabla 1). Todos los demás telemandos: los 29 telemandos seleccionados que esencialmente dicen al decodificador del satélite qué función ha de seleccionar para ejecución, los tres telemandos de comprobación que prueban los circuitos de telemetría y telemando, pero que no afectan a ningún otro mecanismo, y los telemandos de ejecución A y reposición, se inician manualmente por instrucción del Centro de Control Técnico de la nave espacial. Normalmente, incluso para operaciones críticas, como encendido del motor de apogeo, el margen de tiempo para tales órdenes dura minutos y no requiere más complicación que una actuación manual. (Ver fig. 7.)

Sin embargo, los telemandos de ejecución B y de impulsos de tierra artificial son ya otra cosa: su iniciación debe estar en fase, de la manera más precisa, con la rotación del satélite, puesto que actúan mecanismos de gobierno de la antena o de encendido de los propulsores que también debe estar sincronizado con la rotación de la estructura del satélite. Se comprende fácilmente que para velocidades de rotación del orden de 100 r.p.m., o de 0,6 grados por milisegundo y precisiones en la fase de 0,1 grado, es necesario un sin-

cronismo automático. Para esta misión se ha desarrollado el controlador de fase y su comprobador asociado (Fig. 8).

La primera tarea del controlador de fase es crear, en la estación terrestre, una réplica en sincronismo con el satélite en rotación. Esto se consigue con el sintetizador, el reloj controlador de fase gobernado por el sintetizador, y el contador de desviación que indica si hay alguna diferencia entre la velocidad del reloj controlador de fase y el tiempo real del satélite para completar una revolución. Este último tiempo se deriva de los impulsos de sincronismo repetitivos proporcionados al contador de desviación por la unidad acondicionadora de señal. Ahí se elige como señal de sincronismo bien ES1A, ES1B, ES2A, ES2B o SSR.

Después de recibida y acondicionada, la señal de sincronismo se utiliza para arrancar el contador de desviación que en ese momento comienza a contar los impulsos del reloj controlador de fase hasta que es parado por el siguiente impulso de sincronismo. Esta cuenta se mantiene en la pantalla hasta que se completa la próxima, en cuyo momento se producirá cambio en la pantalla si dos cuentas consecutivas son diferentes. El

Tabla 4 - Formato de mensaje de telemando del Intelsat III para telemandos tipo II

Asunto: Instrucción de telemando Intelsat III, F-0, n° 1						
1. Objetivo del telemando		Encender el impulsor radial A para una maniobra Velcor en la nave F-0 de Julio de 1968, a las, hora GMT.				
2. Condiciones de la operación		A. Dirección n° 32 B. Verificar telemando 30 en el traductor sin dirección codificada C. Número de telemando, dos y uno D. Angulo de retardo 198° E. Angulo de ejecución 270° F. Impulso de sincronismo SSR G. Anchura del impulso, 102 milisegundos H. Número de impulsos, 13				
3. Secuencia del telemando						
Dirección	Telemando	Función	Tipo	Anchura impulsos	N° impulsos	Tiempo
32	35	Reposición	A			xxxx GMT
32	2	Selecc. mando válvula 1	A			
32	33	EXA				xxxx GMT
32	1	Radial A	B	102 ms	2	
32	34	EXB				xxxx GMT
32	1	Radial A	B	102 ms	13	
32	34	EXB				xxxx GMT
32	35	Reposición	A			
32	11	Mando válvula fuera	A			
32	33	EXA				xxxx GMT
32	30	Telemando 1 OK	A			
32	33	EXA				xxxx GMT
Necesidades de datos:		A. Líneas del formador 1-63, 65-80 en un bloque cada 60 seg. para 5 bloques completos, comenzando en xxxx, tiempo GMT. B. Líneas del formador 65-79 en un bloque cada 30 seg. para 10 bloques, comenzando en xxxx, tiempo GMT. C. Líneas del formador 65, 66, 71 y 72 en un bloque cada 30 seg., comenzando en xxxx, tiempo GMT, hasta 5 minutos después de la secuencia del telemando. D. Se utilizará el teléfono de datos 30 minutos antes del comienzo de la secuencia del telemando para alinear el registro de banda del centro de control técnico de la nave espacial. E. Comienza el informe verbal del sensor de luz solar, intensidad de señal del radiofaro, una vez cada minuto, comenzando en xxxx GMT. F. Repetir las necesidades de datos A al final de la necesidad de datos C.				

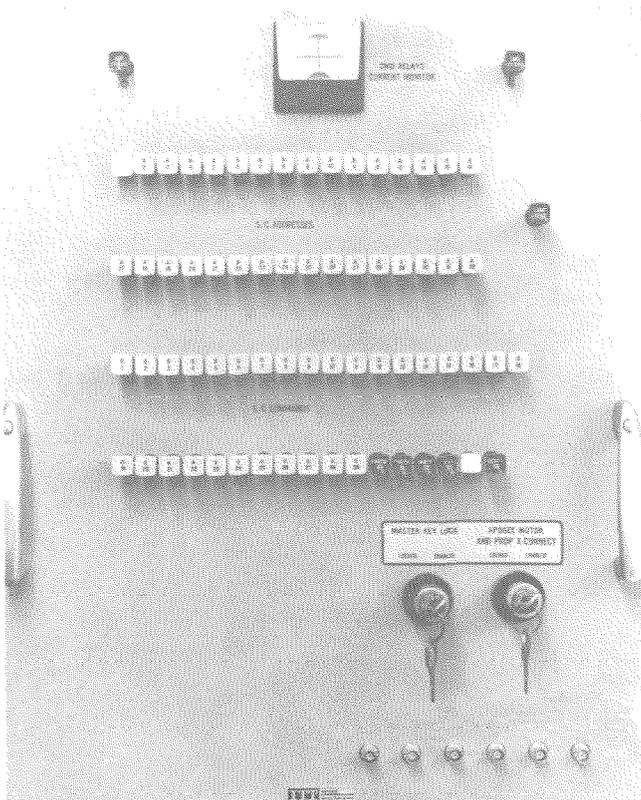


Fig. 7. Codificador de telemando.

operador que observa la pantalla, ajusta la frecuencia de salida del sintetizador hasta que aparece una representación fija. La lectura real no es importante. Puesto que dos ciclos de la señal de salida del sintetizador representan solamente 0,1 grado de rotación, es de vital importancia una precisión extrema en el ajuste, pero el control vernier del sintetizador permite una sintonía final tal que pueden conseguirse errores de desplazamiento totales (rotación total simulada en comparación con la real) del orden de un grado por hora. Esto es muy superior a la disminución de la velocidad de rotación prevista del satélite (quizás 50 r.p.m., en 5 años) pero un grado por hora es completamente trivial para secuencias de telemando que raramente exceden de unos minutos.

Una vez que el reloj y el satélite están sincronizados en frecuencia, sus fases relativas deben determinarse y compensarse. "Relativo" es aquí la palabra operativa, ya que la operación de poner en fase sirve para contestar, para cada impulso de tierra artificial o de ejecución B, una cuestión de máxima importancia: "¿Cuándo, exactamente, se debe iniciar el próximo impulso, de manera que después de viajar las órdenes de telemando unas 24.000 millas (o  $\frac{1}{8}$  de segundo) alcancen el codificador del satélite en el momento en que la estructura del satélite o su antena estén dentro de 0,1 grado de donde deben estar, para el arranque real de la ejecución de este telemando?"

Para responder a esta cuestión, el equipo de puesta en fase debe determinar dos números: el tiempo de programación hasta el satélite y una relación entre el ángulo de fase de rotación instantánea del satélite y el ángulo de fase de rotación instantánea del simulador.

El tiempo de programación se mide enviando un telemando de ejecución al satélite (que tiene un telemando de ejecución almacenado, de manera que, realmente, no se ejecuta función física alguna) y poniendo en marcha el contador de ángulo de retardo en el momento en que se envía el telemando de ejecución. El contador cuenta los impulsos del reloj controlador de fase hasta que es parado por una señal EXAC recibida del satélite. La cuenta acumulada es el tiempo de propagación de ida y vuelta, representada en términos de grados de rotación angular. El equipo de puesta en fase almacena el dato. Opcionalmente, el ángulo de retardo puede, o bien calcularse a partir de los datos orbitales e insertarse manualmente, o medirse como se acaba de describir e introducirlo en el sistema, o bien, puede volverse a medir automáticamente durante cada etapa de una secuencia de ejecución B, regulando cada lectura el comienzo del siguiente impulso.

El otro factor necesario para contestar la aguda cuestión del controlador de fase es la relación de fase instantánea entre la rotación real y la simulada. Esto se consigue reajustando el contador modelo 3600 con el impulso de sincronismo derivado de una de las entradas de impulsos de tiempo real. Hecho esto, el sistema lógico del equipo de puesta en fase, si queremos humanizarlo, razona de la siguiente manera:

a) Acabo de recibir un impulso de sincronismo y ajusto mi contador 3600 a cero.

b) Sin embargo, el impulso de tiempo real que utilizo como sincronismo, fué generado hace medio ángulo de retardo (puesto que un ángulo de retardo completo es el tiempo de propagación de ida y vuelta), y si envío un telemando ahora invertiré otro medio ángulo de retardo en alcanzar el satélite, de manera que 1 sensor de a bordo que originó mi señal de sincronismo habrá progresado un ángulo de retardo completo (más allá del punto en el que generó mi señal de sincronismo), en el momento en que alcance mi próximo telemando.

c) Por tanto, realmente debo iniciar el telemando X grados a partir de ahora, de manera que alcance al satélite cuando mi sensor de señal de sincronismo esté a "retardo más X grados" del punto en el que originó mi señal de sincronismo.

Retardo más X grados (a partir del punto en el que el sensor del satélite origina la señal elegida como sincronismo) es, evidentemente, el punto en el que debe iniciarse el siguiente telemando, de manera que el Centro de Control Técnico de la nave espacial debe informar a la estación de Seguimiento, Telemetría y Telemando, de dos detalles: qué señal debe utilizar para sincronismo y qué valor ha de utilizar para X. (X recibe el nombre de "ángulo de ejecución").

Esta información se envía a la estación de Seguimiento, Telemetría y Telemando en el mensaje de telemando (tabla 4) y el operador inserta el ángulo de ejecución en su correspondiente memoria. Análogamente, el "ángulo de ejecución" para los telemandos de impulso de tierra artificial, llamado "ángulo de impulso de tierra artificial", se inserta también en su correspondiente memoria.

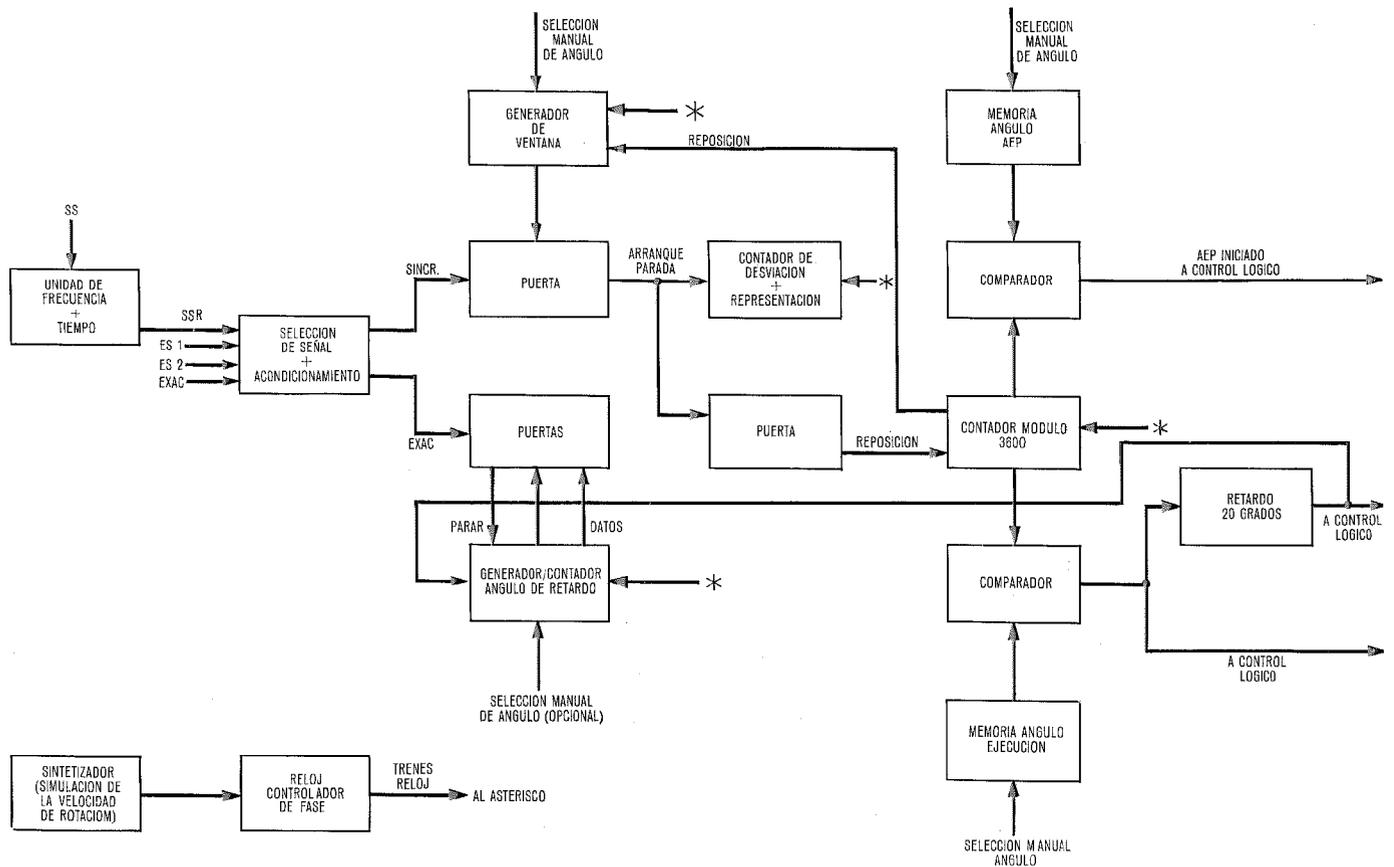


Fig. 8 Puesta en fase del telemando.

Con el ángulo de retardo conocido y almacenado y con los ángulos de ejecución o de impulso de tierra artificial almacenado, o ambos, la operación del equipo de puesta en fase es como sigue:

a) Cada vez que llega la señal de sincronismo elegida, repone el contador módulo 3600.

b) El módulo 3600 cuenta los impulsos del reloj controlador de fase. En algún momento, su cuenta coincide con la de los comparadores de ejecución o de impulso de tierra artificial.

c) Cuando se logra la coincidencia, son enviadas al sistema lógico de control de Telemando las señales de telemando iniciado instantáneo o el impulso de tierra artificial iniciado.

La señal instantánea de telemando iniciado es también retardada 20 grados de revolución (un número derivado de cálculos del decodificador, correspondiente a tiempos de respuesta del decodificador) y es entonces reenviada como señal iniciada retardada.

El equipo de puesta en fase contiene también un generador de ventana, con posición seleccionable manualmente, que puede utilizarse para borrar todo, salvo una posición de 60 milisegundos de las señales ES, sensoras de tierra, de llegada. Se trata de un dispositivo supresor de ruido y es particularmente útil cuando las señales del sensor de tierra están perturbadas por barridos realizados por el sensor a través del sol o de la luna.

#### 4.7 Verificación de telemando, temporización y cuenta

Los procedimientos de verificación, temporización y cuenta correspondientes a los telemandos del Intelsat III varían con el tipo de telemando de que se trate y existen cuatro tipos:

- Telemandos AEP (impulsos de tierra artificial)
- Telemandos de comprobación, reposición y selección
- Ejecución A
- Ejecución B

Para los telemandos de impulsos de tierra artificial, el sistema lógico de control no realiza verificación alguna. Simplemente, el hecho de seleccionar la dirección adecuada del decodificador (para seleccionar correctamente las señales de impulso de tierra artificial y de ejecución de telemando) y habilitar el circuito de telemando de impulso de tierra artificial mediante una llave situada en un panel frontal, permite que los impulsos de iniciación pasen a la entrada de manipulación del oscilador. Si está en funcionamiento el transmisor de la estación de Telemando, Telemetría y Seguimiento, los telemandos de impulso de tierra artificial son enviados. Estos telemandos no son contados ni su ejecución, dentro del satélite, realiza directamente información alguna de telemetría. Sin embargo, si el telemando 13 (tabla 1) ha sido previamente enviado y ejecutado, la observación de la posición relativa de los impulsos de referencia de antena con respecto a un impulso cualquiera ES indicará si la

antena y sus dispositivos electrónicos y de gobierno responden correctamente a los impulsos de tierra artificial.

Para seleccionar, reponer y comprobar telemandos (telemandos 1 a 32 y 35, tabla 1), se realiza alguna verificación. (Toda verificación se elabora en el sistema lógico de Seguimiento, Telemetría y Telemando para evitar la emisión inadvertida de telemandos peligrosos e irremediables).

Específicamente, se utilizan comprobaciones lógicas de puertas NI (NOR) para verificar que:

- está en funcionamiento el transmisor de la estación de Seguimiento, Telemetría y Telemando;
- no han sido seleccionados en el generador de telemando la ejecución A ni la ejecución B.

Además, un conmutador con llave de bloqueo impide que el operador seleccione los telemandos 8 ó 10, a menos que el conmutador esté desbloqueado. Si se cumplen todas estas condiciones, la actuación del botón de iniciación de telemando manual encenderá el generador de impulsos de anchura variable. Este dispositivo es un contador digital capaz de proporcionar un impulso de duración comprendida entre 50 y 1.000.000 milisegundos, ajustable en incrementos de un milisegundo desde un panel frontal. Tanto tiempo como persista la salida del contador, se mantienen abiertos los amplificadores con puerta del generador de telemando y se aplican los telemandos al modulador y al transmisor. De este modo, el telemando se inicia manualmente, sin tener para nada en cuenta la fase rotacional, pero su duración está controlada en tiempo por las instrucciones del Centro de Control Técnico para la nave espacial. Típicamente, los telemandos de selección, reposición y comprobación se envían durante un tiempo no superior a unos centenares de milisegundos.

La respuesta del decodificador al telemando transmitido puede observarse, dentro de los 15 segundos de la transmisión, viendo la siguiente subconmutación del bloque PAM dando cuenta del estado de almacenamiento del decodificador, o leyendo esa misma información en

la representación decimal de los telemandos almacenados, la cual es parte del equipo lógico de control. Cierta personal de la estación de Seguimiento, Telemetría y Control de Comsat, está suficientemente entrenado en la lectura del tren PAM del registrador, de forma que puede encontrar el grupo correcto de 7 canales, leer sus niveles cuaternarios, convertirlos a un código de telemando alfabético y convertir éste a un telemando numérico, todo en segundos. ¡Hazaña no despreciable, si se tiene en cuenta que los canales de siete códigos son capaces de reportar un total de más de 16.000 combinaciones de nivel:

Una verificación más compleja es necesaria para los telemandos de ejecución A, aun cuando el EX A se envía sólo una vez y no requiere puesta en fase. En la figura 9 se muestra un diagrama lógico. Para arrancar, el operador debe haber enviado (como acaba de explicarse) al decodificador de dirección el telemando deseado. Tan pronto como el PAM informa que el telemando seleccionado ha sido almacenado en el decodificador, el equipo lógico de comparación seleccionado-recibido nota que el telemando seleccionado en el generador de telemandos es el mismo que la telemetría recibida ha informado como almacenado y luego fija la memoria de comparación de seleccionado-recibido. Otros circuitos verifican que:

- no hay telemandos en exceso almacenados en los decodificadores de dirección o en los sin dirección;
- el transmisor de la estación de Seguimiento, Telemetría y Telemando está disponible y encendido;
- el detector de sincronismo PAM está en sincronismo con el tren de entrada;
- el telemando de comprobación 30 (y no otro) está almacenado en el decodificador sin dirección;
- la cuenta establecida para el número de impulsos del telemando de ejecución (siempre 1, para ejecución A) no está completa.

Una vez que todos estos puntos han sido positivamente verificados, se habilita la verificación de la puerta Y. Esto enciende los indicadores verdes para advertir al

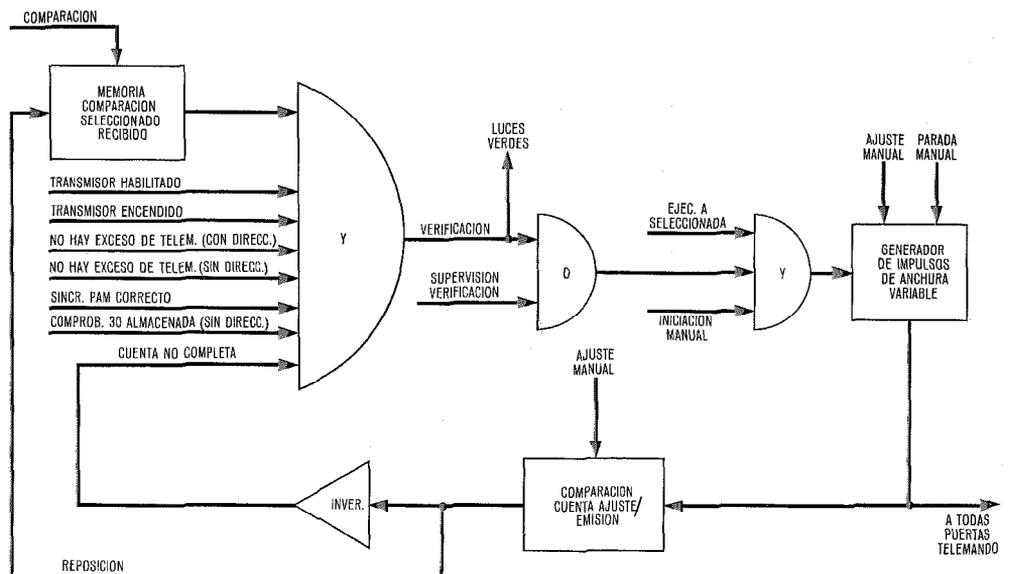


Fig. 9 Verificación de ejecución A, temporización y cuenta.

operador que puede proceder a seleccionar el telemando ejecución A para transmisión. Dada la verificación positiva, o bien el uso opcional (siempre arriesgado) de la señal de prescindir de la verificación, el operador entonces selecciona ejecución A. Esto, naturalmente, cancela la anterior selección del telemando seleccionado deseado, pero la memoria de comparación recuerda que aquella porción del proceso de verificación era válida y así mantiene abierta la puerta de verificación.

A continuación, el operador inicia manualmente el telemando, con lo cual abre la puerta Y final, encendiendo el generador de impulsos de anchura variable que a su vez abre todos los amplificadores de puerta del generador de telemandos y transmite el telemando ejecución A.

Tan pronto como se enciende el generador de impulsos, coloca el contador de emisión en la cuenta de 1. Como esto coincide con la entrada 1 manual del contador de ajuste, se compara ajuste respecto a emisión, y el inversor abre la puerta de verificación mientras que el contador repone la memoria de comparación. Ambas operaciones evitan la transmisión de una segunda ejecución A. Las puertas de telemando permanecen abiertas hasta que el generador de impulsos termina o se para manualmente.

Para la ejecución A, donde no importa la fase del telemando y no se requiere una exquisita precisión de tiempo, se envían simultáneamente tanto el telemando iniciación instantánea como el iniciación retardada. La fase y los impulsos de ejecución repetitiva sólo realizan su función con los impulsos de ejecución B, como se muestra en el diagrama lógico de la figura 10. Ahí, la puerta Y de verificación y la puerta O de revisión son idénticas a las de la figura 9, y la operación es la misma hasta que se selecciona el telemando de ejecución B en el generador de telemando. Al llegar a este punto, la segunda puerta Y verifica, además, que:

- ni el telemando 8 ni el 10 están almacenados en el decodificador de dirección (ejecuciones repetitivas de cualquier telemando de encendido del detonador,

podría causar problemas en el suministro de energía del satélite, si se hubiesen puesto en corto los puentes del detonador);

- se ha seleccionado la ejecución B;
- ni la comparación de cuenta de emisión, respecto a ajuste ni el botón de parada manual están reclamando una función de parada de telemando.

Una vez que se han verificado estos puntos de seguridad adicionales, la actuación de la señal de iniciación manual habilita parcialmente las dos últimas puertas Y.

A continuación de esto, la recepción de un impulso de iniciación instantánea procedente del control de fase abre una puerta Y, encendiendo el dispositivo de disparo único y liberando los telemandos de iniciación instantánea. El dispositivo de disparo único ensancha el impulso de iniciación instantánea desde su anchura normal de 5 milisegundos hasta, aproximadamente, 40 milisegundos. Esto era necesario para llenar el espacio de tiempo existente hasta que el impulso de iniciación retardada abre su puerta Y y enciende el generador de impulsos de anchura variable. Esa unidad, ajustada a la duración deseada del impulso de telemando retardado, abre todas las puertas de telemando durante el período deseado.

Cada impulso de iniciación retardada vuelve a encender el generador y cada encendido es controlado en el comparador de cuenta de emisión respecto a ajuste hasta que se ha enviado el número deseado de telemandos. Entonces el comparador abre tanto la puerta de verificación primera como la segunda y repone la memoria de comparación de seleccionado-recibido, terminando el ciclo de ejecución B.

Nótese que la actuación del botón de parada manual, durante un ciclo de ejecución B, detendrá la transmisión, pero permite restaurarla inmediatamente cancelando la interrupción y reactuando el arranque manual. Este proceso se utiliza algunas veces en ciclos de telemando de propulsión radial, cuando se desea comprobar los resultados de la acción del propulsor antes de que se complete la cuenta total (a veces, centenares de ensayos).

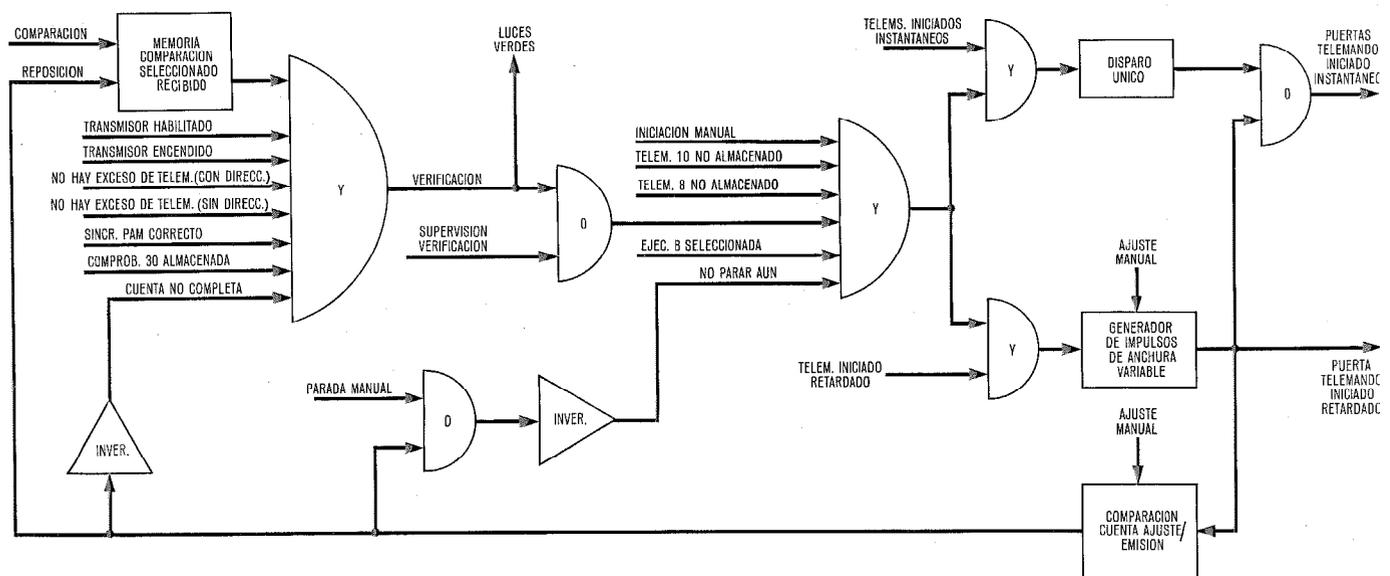


Fig. 10 Verificación de ejecución B, temporización y cuenta.

### 5. Centro de control técnico de la nave espacial y facilidad de computación

El Centro de Control Técnico de la nave espacial está situado en el edificio de Comsat, en Washington, D. C. Está alojado dentro de un área separada adyacente al Centro de Operaciones de Comsat e Intelsat, donde se realiza, día a día, la coordinación del sistema de comunicaciones. Consta de tres sub-áreas principales: la sala del equipo terminal, la sala de control y la sala del computador terminal de entrada y salida.

En la sala del equipo terminal hay equipos, tales como equipo terminal teleimpresor, registradores de banda, impresor de baja velocidad gobernado por ordenador trazador automático de ejes X-Y, generador codificado en tiempo, cámaras de televisión y bastidores que contienen circuitos de control y amplificadores para el sistema de televisión en circuito cerrado, osciloscopio y otros equipos de prueba.

En la sala de control, los monitores de televisión proporcionan una vista de la información trazada o impresa en la sala de equipo terminal. En el centro del área están los tableros que se utilizan durante las maniobras importantes de la nave espacial para representar manualmente datos para análisis de los efectos inmediatos de maniobras de la nave.

Los datos proporcionados por los sensores y la telemetría de la nave se trazan y representan en tableros que pueden verse rápidamente por el personal del Centro. Se utiliza un amplio monitor de televisión de 25 pulgadas como representación para fines generales, donde se muestra el estado de la cuenta atrás y de la secuencia relacionadas con hechos o trabajos especiales que son de general interés.

Una sala con acceso al computador, contiene impresor de alta velocidad, un lector de tarjetas y un terminal de entrada y salida de baja velocidad para interconectar con los ordenadores IBM 360 y 7040.

En la sala de control, la consola del director de control técnico de la nave espacial está equipada con reloj de control remoto GMT y de cuenta atrás, con cuatro monitores de TV (para ver el trazador X-Y, la información impresa del computador, el registrador de banda, etc.) y un módulo de comunicación vocal para facilitar control centralizado y dirección de las actividades del centro y acceso vocal a las estaciones de Seguimiento, Telemetría y Control.

Los tableros de trabajo de análisis técnico y de análisis de observación tienen cada uno cuatro informadores u observadores técnicos y están equipados con 2 monitores de TV que pueden conmutarse a cualquiera de las salidas de la cámara y con cuatro módulos de comunicación local.

El sistema de TV de circuito cerrado consta de cuatro cámaras con varios montajes fijos y un montaje con cazoleta que permite un despliegue flexible para televisar y transmitir a cualquiera de los monitores los datos seleccionados (información impresa del ordenador, trazador X-Y, etc.).

El tablero de fines generales comparte el uso de una de las cámaras y transmite en un amplio monitor datos

generales, tales como programas de cuenta atrás, programa de acontecimientos diarios, etc. Normalmente, esta facilidad se utiliza para acontecimientos dinámicos, y otras informaciones generales se representan en un tablero-boletín.

El tablero de posición y órbita de la nave espacial es un tablero de tres columnas, donde se enumeran los detalles pertinentes a la órbita y posición de la nave: la primera columna contiene los datos de la órbita y posición presentes; la segunda columna, datos de la nueva posición y órbita deseadas; y la tercera columna, la posición y órbita reales.

Las seis posiciones de trazado manual constan de tableros de trazado de  $30 \times 24$  pulgadas ( $75 \times 60$  cm) y módulos de comunicación vocal que permiten una conexión con cualquier estación. Los tableros están situados en el centro del área frontal de la sala, para permitir una fácil visión al director y su personal ayudante.

Las seis amplias representaciones de la información de telemetría proporcionan una cómoda visión de la correspondiente a una semana, un mes y un semestre para un período de seis meses.

En la sala de equipo terminal, el registrador de banda tiene ocho canales para registrar señales PAM, EXAC, etc., así como un canal para indicación de tiempo controlado por el reloj maestro. Está situado en la sala terminal y, a través de una pared de cristal, permite una visión directa o su captación por el sistema de TV.

El trazador automático X-Y es del tipo de plataforma y está diseñado para permitir representar simultáneamente cuatro parámetros independientes de la nave espacial, con los datos de trazado procedentes de una entrada directa de un ordenador remoto. Está situado en la sala terminal y también, a través de una pared de cristal, permite una visión directa o su captación por el sistema de TV.

El ordenador impresor es un IBM 1050 conectado mediante línea al ordenador remoto para proceso y representación de los datos de la nave espacial bajo demanda y en tiempo real (45 segundos de retardo). Está situado en la sala terminal, detrás de la pared de cristal, para permitir su observación directa o su captación por el sistema de TV. Además hay un impresor de alta velocidad en la sala del ordenador adyacente al Centro de Control técnico de la nave espacial.

El sistema computador de Comsat emplea un IBM 7040 como procesador principal, con un IBM 360/30 que actúa como interconexión de entrada-salida para los terminales remotos y terminales de teleimpresor. El sistema proporciona la siguiente ayuda:

- almacenamiento y proceso de datos de telemetría;
- almacenamiento y proceso de datos de seguimiento;
- determinación de la órbita;
- determinación de altitud;
- análisis del encendido del motor de apogeo y determinación del momento de encendido;
- análisis de la maniobra de orientación y posición y generación del mensaje de maniobra;
- predicciones del ángulo de dirección;
- predicciones de visibilidad;

Tabla 5 - Intelsat III - Historia del comportamiento de las estaciones GCS (todos los datos hasta el 23 Abril 1970)

Vuelo satélite n°	Fecha lanzamiento	Longitud presente del satélite	Comentario
1	18 Sept. 68	—	Satélite y vehículo de lanzamiento destruídos pocos minutos después del despegue por el Servicio de Seguridad, después de una primera etapa errática causada probablemente por un fallo en el giróscopo de guía del vehículo de lanzamiento.
2	18 Dic. 68	24,8° O	Atlántico 1. Retransmisores funcionando a pleno rendimiento y en uso. Algunos fallos de comunicación repetidos causados por transferencias en el sistema MDA, probablemente debidos a calentamiento o agarrotamiento de la porción rotatoria de la estructura de la antena. Se observó cierta correlación entre el ángulo solar y el efecto de agarrotamiento térmico.
3	5 Feb. 69	62,9° E	Ahora satélite del Océano Indico, después de una desviación deliberada desde su posición en el Océano Pacífico. Un retransmisor ha perdido, aproximadamente, 15 dB de ganancia, pero ambos pueden funcionar a plena capacidad con un aumento de la potencia radiada efectiva de la estación terrestre. Fallos de comunicación ocasionales debidos a transferencias o conmutaciones en el sistema MDA, diagnosticados como errores en el encendido del decodificador de telemando o en el dispositivo electrónico del sistema MDA que causó un cambio indebido de un equipo electrónico contrarrotacional al otro. Ver telemando 15. El remedio evidente fué memorizar la comprobación 32, en lugar de la Comprobación 30, en ambos decodificadores. Desde entonces, no se han experimentado más "falsas ejecuciones" del Telemando 15.
4	21 Mayo 69	172° E	Satélite del Pacífico. En pleno funcionamiento. No hay noticia de anomalías.
5	25 Julio 69	—	Pérdida de la nave espacial, probablemente en el océano Pacífico, durante la primera órbita de transferencia, al fallar el encendido del motor de la tercera etapa del vehículo de lanzamiento.
6	14 Enero 70	—	Atlántico 2.
7	23 Abril 70	—	Atlántico 3. En sustitución del retirado Atlántico 1 del vuelo 2.
8	—	—	Lanzamiento planeado para el verano de 1970. Probablemente, Pacífico 2.

- ángulo de aspecto, ángulo de visión y predicciones de intensidad de la señal;
- predicciones del tiempo del impulso del sensor de tierra y sol;
- proceso de datos de telemetría de tiempo real durante la maniobra y otros períodos críticos.

## 6. Historia de la calidad de funcionamiento

Hasta el 23 de Abril de 1970, la estación de control terrestre descrita en este artículo, se ha utilizado en siete lanzamientos del satélite Intelsat III. La historia de los mismos se resume en la tabla 5. Hay que hacer notar que Comsat no ha informado de caso alguno en el que el sistema de control terrestre no haya asistido plenamente a cualquiera de los siete lanzamientos hasta la fecha, ni de que se haya producido fallo alguno a lo largo de la vida de los cinco satélites en órbita. Este admirable record pone de manifiesto la categoría técnica del personal que atiende al Centro de Control Técnico de la nave espacial y las estaciones de Seguimiento, Telemetría y Telemando.

## 7. Agradecimiento

El autor quiere rendir tributo de agradecimiento a las fundamentales contribuciones de varias personas, sin los cuales no hubieran podido existir ni el equipo de la estación de control terrestre, ni este artículo: señores W. McKee, C. O. Lepage y F. Weber de COMSAT; W. F. Sheehan y D. Stone de TRW Systems; y P. T. Domanico y M. Chartoff de ITT Defense Communications Division.

Además, debe reconocerse la valía del trabajo de las numerosas personas que contribuyeron al documento *Operaciones de Lanzamiento y Plan de Control del Satélite Intelsat III*, publicado por Comsat, Washington, D. C., que ha servido como referencia principal de este artículo y del que se han extraído los datos correspondientes al Centro de Control Técnico de la nave espacial.

## 8. Dedicación

Este artículo va dedicado, respetuosamente, a la memoria de los ya desaparecidos Messrs. Morris Feigen de TRW, John Price de Comsat, Henry Yosel de Datametrics, y Donald Woodall de ITT Defense Communications Division. Cada uno de ellos fué un ingeniero activo, un respetado miembro de su organización y cada uno ofrendó realmente su vida al programa Intelsat III.

**Joel E. Drucker** nació en Nueva York en 1928. Obtuvo el grado BS en ingeniería eléctrica en 1951 en el Instituto Politécnico de Brooklyn.

De 1951 a 1955 sirvió como primer teniente en el Cuerpo de Señales del Ejército EE.UU. Los dos años siguientes estuvo empleado por la Compañía Sperry Gyroscope.

En 1957 ingresó en ITT, en Nutley, New Jersey, trabajando en sistemas de comunicaciones para la defensa. Fué responsable de la programación técnica, operaciones y análisis de datos del proyecto Trade Post, un programa de comunicaciones por satélite para el Departamento de Defensa. Fué director de programación de varias estaciones terrestres para satélites diseñadas y fabricadas por la ITT Defense Communications Division y posteriormente director del programa de una estación terrestre para satélites diseñada y fabricada por ITT Space Communications Inc. para la República de Colombia. Actualmente está asociado con Interspace Corporation, de California.

# Alimentadores de bajo ruido para antenas de comunicaciones por satélite\*

E. J. PERROTTI

ITT Defense Communications Division, Nutley, New Jersey, USA

## 1. Introducción

Una razón fundamental del avance en la tecnología de las antenas a lo largo de la última década han sido las comunicaciones por satélites. Los esfuerzos para incrementar el tráfico a través de estos enlaces dieron como resultado sistemas de bajo ruido. Con anterioridad a la aparición de los receptores de bajo ruido, la temperatura de ruido de la antena tuvo un efecto de segundo orden y la ingeniería concentró sus esfuerzos principalmente en la obtención de la máxima ganancia posible. Con la llegada de la primera etapa de bajo ruido, resultó esencial reducir la temperatura de ruido de la antena ya que la antena pasó a ser un elemento importante en cuanto a la contribución de ruido se refiere. Como resultado de lo anterior se concentró el estudio en los medios para lograr una ganancia máxima y una temperatura de ruido mínima de la antena en los dos casos de apertura continua y discreta. Los resultados indican que los sistemas de apertura continua son más eficaces para las estaciones terrenas de comunicaciones por satélite de tipo comercial con grandes antenas. Un factor de la mayor importancia para lograr una relación G/T máxima en dB ( $G/T = \text{Ganancia}/\text{Temperatura de ruido}$ ) es el diseño del alimentador, si bien se debe recalcar que los esfuerzos abarcan el diseño tanto del alimentador como del reflector. Es, por lo tanto, imposible tratar el alimentador como una entidad separada del resto, dentro de un sistema de antena.

Este artículo presenta un resumen de la evolución de las técnicas de producción de antenas de alta eficacia y bajo ruido. Varias de las técnicas que se analizan en detalle fueron introducidas durante los últimos cinco años.

## 2. Antena

Las antenas que se utilizan para las comunicaciones por satélite, en su aspecto comercial, trabajan en dos bandas de frecuencia fundamentales. La banda de recepción se extiende desde 3,7 a 4,3 GHz, mientras que la banda de transmisión se extiende de 5,925 a 6,425 GHz. Los ángulos de elevación van del cenit a + 5 grados por encima del horizonte. Las necesidades de polarización han cambiado con la evolución de los satélites. Con anterioridad al Intelsat III, la polarización fué lineal, ortogonal entre la transmisión y la recepción. Los sistemas ortogonales linealmente polarizados exigían que el ajuste de polarización fuese incorporado al diseño del alimentador. Esto, en la mayoría de los casos, consistía en un servosistema controlado a distancia de modo que la polarización se pudiese ajustar para obtener una transmisión máxima a través del satélite. Con la llegada del

Intelsat III, se utilizó polarización circular ortogonal. Con anterioridad al lanzamiento muchos de los sistemas de antena que habían de utilizar el Intelsat III tenían que cambiar al nuevo sistema añadiendo un conjunto adecuado de elementos en el cambio de satélite. Se utilizaron muchas técnicas para reducir al mínimo el tiempo de corte. Implicaban la inclusión de polarizadores circulares en guíaondas o polarizadores en la transmisión, que pudiesen ser desconectadas rápidamente. En este artículo se analizará un sistema que utiliza polarizador en la transmisión.

Además de los problemas inherentes a la polarización se investigaron técnicas para minimizar los efectos ambientales predominantes. Algunos de éstos fueron ventiladores de apertura y sistemas deflectores para la lluvia; revestimientos tales como el teflón tanto sobre el reflector principal como sobre el subreflector, calentadores del alimentador y del reflector situados dentro de los radomes y de las cubiertas contra las inclemencias del tiempo, tanto de los alimentadores como de los reflectores; y finalmente radomes que cubrían la antena totalmente.

La efectividad de estos elementos diversos sigue siendo dudosa en el momento actual y está siendo objeto de evaluación todavía.

## 3. La evolución de los sistemas alimentadores de antena actuales de alto rendimiento en los diseños de apertura continua

Durante muchos años ha sido normal comparar el rendimiento de una antena con el de una antena normal de reflector parabólico alimentada en su foco. Este reflector alcanza, en el mejor de los casos, una eficacia del 55 % referido a la entrada de su sistema alimentador. El diseño normal adolece, además, de una temperatura de ruido excesivo, incluso con ángulos de elevación elevados, debido al desbordamiento hacia la parte posterior de la antena y a las grandes longitudes de líneas del sistema receptor. Se han realizado algunos esfuerzos para eliminar el problema de estas longitudes excesivas situando el receptor cercano al foco. Esto trae consigo la inaccesibilidad del receptor para su ajuste y reparación, e incrementa la masa de la estructura soporte y el bloqueo de la apertura de la antena. Sin embargo la antena parabólica alimentada en su foco, ha sido utilizada en las comunicaciones por microondas. La primera mejora sobre el sistema analizado fué la antena Cassegrain.

### 3.1 La antena Cassegrain

La antena Cassegrain típica eliminó muchos de los defectos del reflector parabólico con alimentación focal, ya que el alimentador era un elemento frontal que iluminaba un reflector secundario (subreflector) el cual a su vez iluminaba el reflector principal (reflector). Como resultado de este sistema de doble reflexión, tanto el

\* Este artículo se basa en los trabajos desarrollados bajo el patrocinio de International Telecommunications Satellite Consortium (INTELSAT). Las opiniones expresadas son las de sus autores y pueden no coincidir con las de INTELSAT.

alimentador como el receptor podían ir situados detrás del vértice del reflector principal. Se redujeron las longitudes de las líneas por tanto, y el desbordamiento excesivo hacia la parte posterior quedó eliminado ya que el reflector principal iluminaba la parte delantera del subreflector. Por ejemplo, la intensidad del lóbulo posterior (a 180 grados), en una antena Cassegrain, es hasta 30 dB menor que el lóbulo correspondiente de una antena con alimentación final. A pesar de estas mejoras pronto se comprobó que la antena Cassegrain normal no era la óptima para las comunicaciones por satélite. Los diseños más convencionales del tipo Cassegrain utilizaban alimentadores compuestos por grupos de cuatro a cinco bocinas para el seguimiento. El problema pasó a ser el excesivo desbordamiento hacia adelante que elevaba la temperatura de ruido de la tierra con pequeños ángulos de elevación de 20 grados o menos. Además, este diseño básico tenía una limitación de su eficiencia del 55% aproximadamente con referencia a la salida del canal suma. A continuación de este diseño se ensayaron dos cambios radicales en el diseño. El primero fué el reflector en forma de bocina, y el segundo fué el primero de muchos diseños de alimentadores multimodo.

### 3.2 Sistema reflector en bocina

El reflector en forma de bocina es único ya que en realidad la apertura radiante es una extensión del sistema alimentador, localizado en su vértice. El reflector en bocina está formado por la intersección de un paraboloide de revolución, un cono de revolución y un cilindro. La antena más famosa de este tipo, en operación, es la de Andover, Maine.

Tanto la ganancia como la temperatura de ruido de esta antena vienen determinadas por el ángulo del vértice del cono de revolución. Por ejemplo, para ángulos más pequeños del vértice del cono, el rendimiento de la antena se aproximará a su límite máximo del 82% aproximadamente y la mayoría de los lóbulos laterales se acercan a un diagrama ideal. Resulta evidente, sin embargo, que si el ángulo del cono se hace muy pequeño

(es decir, casi nulo) la bocina se va haciendo infinitamente larga y la antena deja de ser práctica. Como solución de compromiso, se utiliza un ángulo de cono de 32 grados aproximadamente. Esta geometría proporciona una eficacia de la antena superior al 70% y las temperaturas de ruido de la antena son casi las menores que pueden obtenerse con cualquier diseño incluyendo las más modernas del tipo Cassegrain deformadas ("shaped"). Además de todo lo anterior, tanto el transmisor como el receptor son accesibles, ya que están situados en la parte posterior del vértice del cono. Este sistema tiene, sin embargo, claros inconvenientes. Por ejemplo, la longitud total de la antena es de 54 metros aproximadamente, para una apertura efectiva de 20,7 metros.

### 3.3 Alimentador sincrónico de modo múltiple en una antena Cassegrain típica

Las ventajas del alimentador sincrónico de modo múltiple pertenecen a dos áreas diferentes. Por un lado reducen la temperatura de ruido y por otro incrementan la ganancia; esto se consigue empleando modos de orden superior para configurar el modo básico  $TE_{1,0}$ . Los modos de orden superior suprimen los lóbulos laterales e incrementan la pendiente del borde del haz principal del alimentador primario. Una fotografía de nuestro alimentador sincrónico de modo múltiple puede verse en la figura 1. El alimentador trabaja con polarización lineal doble. Además, las funciones de seguimiento en recepción se obtienen por un comparador típico de dos planos monopulso. Tanto la señal de transmisión como la de recepción son conducidas a una sección de modo común a través de una sección de salida de modos ortogonales, que es un dispositivo de dos por dos guíaondas alimentados con polarizaciones lineales ortogonales.

La polarización de la transmisión se introduce en ángulos rectos dentro de la sección de salida de modos ortogonales por un circuito divisor de potencia de uno a cuatro, mientras que las polarizaciones de la recepción se introducen en línea por el comparador. La sección de salida de modos ortogonales está, a su vez, conectada

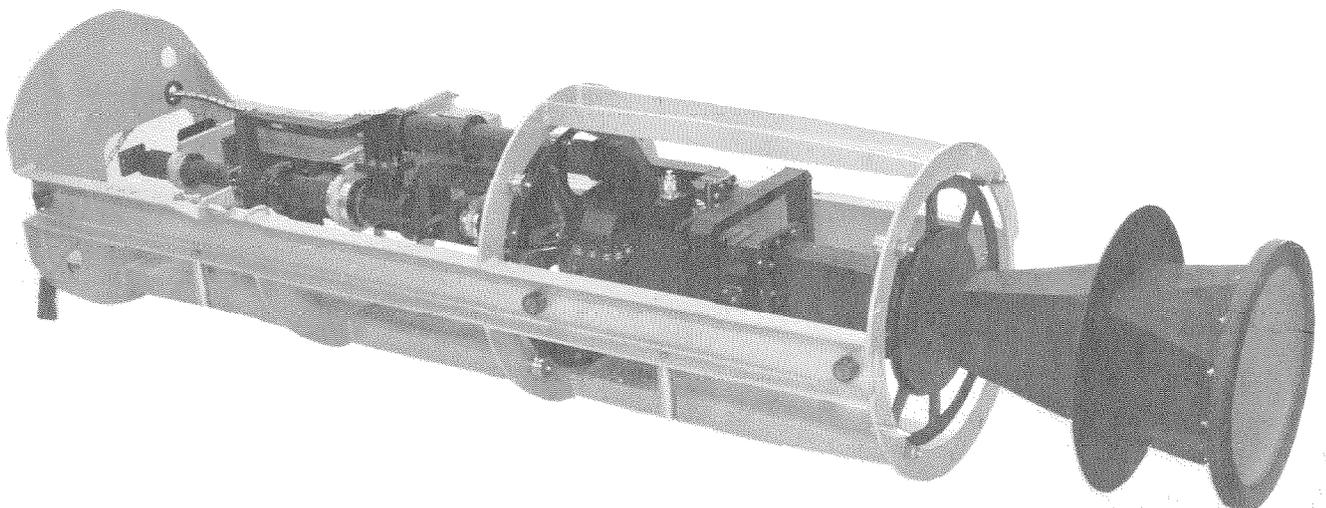


Fig. 1 Alimentación sincrónica multimodo.

directamente a una sección cuadrada sobredimensionada interpuesta entre la sección de modos ortogonales y el alimentador de modo múltiple de apertura única. Este alimentador lleva aletas en el plano E del modo de transmisión para reducir la apertura de la señal transmitida y obtener el mismo ancho de banda para la transmisión y para la recepción. Como la polarización de la señal recibida es perpendicular a las aletas, éstas apenas afectan a las señales recibidas. Los modos típicos a través de varias partes del alimentador de modo múltiple pueden verse en la figura 2.

Las cuatro entradas al comparador trabajan en el modo  $TE_{1,0}$ , y la fase relativa entre dichas entradas determinan la función de la señal; por ejemplo, las funciones suma y recepción de comunicaciones se obtiene con todas las entradas en fase. Los planos E y H de las funciones diferencia se obtienen con los pares apropiados de entradas de señal desfasadas tal y como puede verse en la figura 2a. La figura 2b muestra la configuración de modos existentes en el cuello de la bocina como resultado de la interposición de la sección configuradora de los modos entre la bocina y el circuito comparador. Básicamente, por tanto, el plano H diferencia se obtiene vía el modo  $TE_{2,0}$ , mientras que el plano E diferencia se obtiene de la combinación de un modo  $TE_{1,1}$  y un modo  $TM_{1,1}$ . El diagrama del modo suma viene configurado por la combinación de los modos  $TE_{1,0}$ ,  $TE_{1,2}$  y  $TM_{1,2}$  como puede verse. El resultado de esta combinación es ensanchar el pico del haz suma, igualar los diagramas de los planos E y H hacer los límites del haz principal más definidos. Esto incrementa la ganancia y disminuye el "spillover" (energía perdida) en el sentido de la propagación si se compara con un alimentador convencional, con el efecto de mejorar la relación G/T de un sistema de antena Cassegrain convencional.

Según nuestra experiencia, la eficacia de la antena en la banda de recepción, con este alimentador, es del

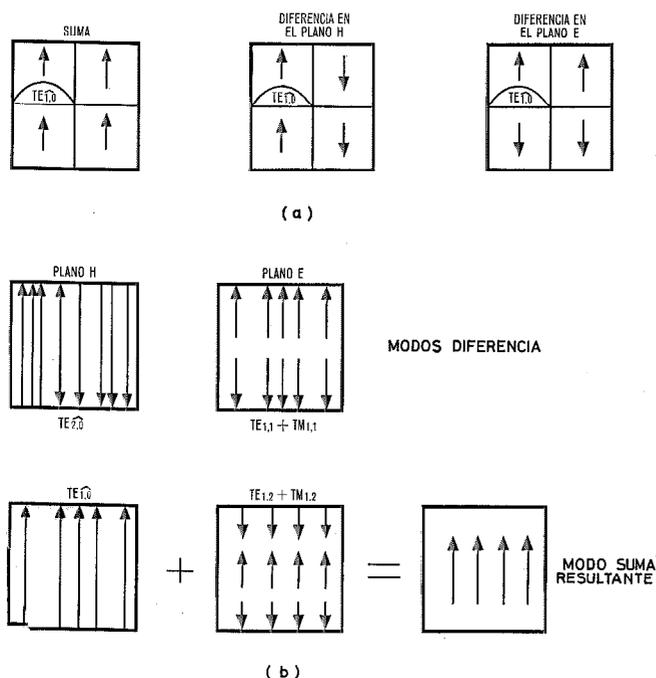


Fig. 2 Multimodos

a) Entradas al comparador b) Modos del cuello de la bocina

orden del 65%, para una antena Cassegrain convencional. En el momento de su diseño (unos dos años y medio antes del lanzamiento del Intelsat III), este sistema tenía el defecto principal de la limitación del ancho de banda en el que se pudiese obtener buen rendimiento. Resultaba difícil obtener una configuración adecuada del diagrama primario, la supresión de los lóbulos laterales principales y las condiciones de acoplo en las bandas, muy separadas, de transmisión y recepción. Además esta construcción resultó ser muy cara ya que los modos de orden superior eran sensibles a las irregularidades de las superficies, tanto en lo que se refiere a pureza como a las fases. Esto resultó especialmente cierto en las secciones configuradoras de los modos de aluminio con baño de bronce. Las irregularidades de la superficie aparecían en dichas secciones debido a la desigualdad del enfriamiento y extracción posteriores al proceso del baño de bronce. A pesar de estas dificultades, este sistema alimentador, utilizado en la Estación terrena de Maspalomas (Canarias) resultó ser un éxito.

Para aliviar los problemas inherentes al alimentador de modo múltiple en aquel momento, se ensayó una técnica alternativa para la antena de 25,7 metros de Buitrago (Madrid). Básicamente este diseño no utilizaba las técnicas de modo múltiple para la configuración del haz, sino que usaba excitaciones discretas entre capas de la bocina del alimentador.

### 3.4 La bocina tabicada del alimentador en una antena Cassegrain típica

Los intentos para conseguir mejorar las características tanto en la banda de transmisión como en la de recepción, dieron como resultado el sistema alimentador mostrado en la figura 3, usado en la antena Cassegrain de 25,7 metros de Madrid. Con este diseño se conseguía lo siguiente:

- la bocina y el cuello de la sección de salida eran menos críticos;
- el funcionamiento del alimentador no se basaba en los modos múltiples;
- los modos de orden superior quedaban eliminados, con excepción del modo  $TE_{2,0}$ , que se utilizaba en el plano H para el seguimiento;
- proporcionaba control de los diagramas primarios sobre una amplia banda;
- resultaba menos caro fabricarlo en cantidad ya que podía emplearse para todo el aluminio bañado en bronce.

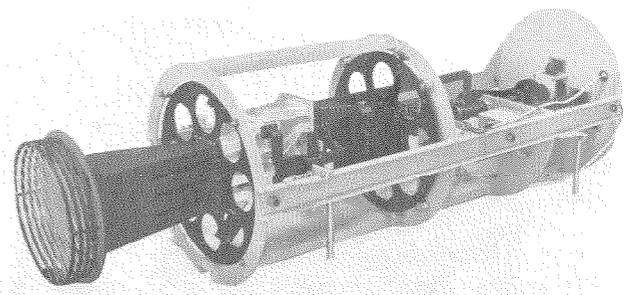


Fig. 3 Sistema de alimentación, descubierto.

El diseño del alimentador supone una novedad ya que es capaz de proporcionar tanto polarización circular (Intelsat III) como lineal (Intelsat II). La polarización circular se obtiene con el polarizador de transmisión que aparece en la figura 3, que va sujeto con cuatro tornillos. De esta forma el alimentador puede cambiarse de polarización lineal a circular en cuestión de pocos minutos.

El polarizador está constituido por varillas de 1/8 de pulgada apoyadas en aros redondos. No se utilizaron soportes dieléctricos entre las varillas para asegurarse de que la estructura del polarizador pudiese soportar 10 kilovatios. Las características del polarizador se optimizaron para la banda de recepción. Un efecto interesante del polarizador fué que proporcionaba mayor rendimiento de antena que el modo lineal, debido a que producía un achatamiento del diagrama primario que iluminaba más uniformemente el reflector principal. El achatamiento se cree debido al modo introducido por las varillas del polarizador. El incremento del rendimiento obtenido se estima en el 5 por ciento aproximadamente.

La bocina del alimentador está dividida en cuatro secciones como puede verse en la figura 4. Al igual que en el alimentador de modo múltiple, las aletas constriñen la apertura del modo de la transmisión para obtener haces casi igualados. Para introducir el modo  $TE_{2,0}$ , la entrada a cada una de las cuatro secciones tiene casi una anchura doble de la de un guíaondas normal. Esta bocina se construyó en su totalidad de chapa de aluminio, siendo soldada y luego bañada en bronce como un único elemento. Después del baño de bronce, todo el conjunto se limpió y la superficie interna de la bocina se plateó.

En la figura 3 puede verse un conjunto de salida de modos ortogonales, detrás de la bocina del alimentador. Esta red proporciona los medios para que las cuatro secciones de la bocina sean excitadas en el modo de recepción. En el modo de transmisión existe sólo las dos secciones centrales, con una polarización ortogonal

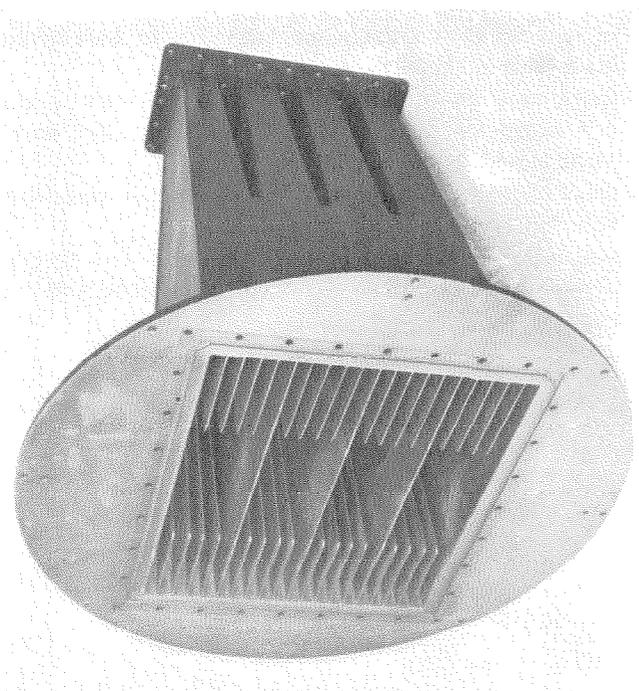


Fig. 4 Bocina de excitación.

a la de recepción. En la parte posterior del sistema alimentador, un circuito divisor de la energía recibida va intercalado entre las entradas del comparador y el conjunto de salida de modos ortogonales. Esta red proporciona una etapa en el plano E para suprimir el nivel de los lóbulos laterales del plano E. Esta supresión es del orden de 20 dB por debajo del pico del lóbulo principal. El circuito comparador acepta todas las señales de recepción y seguimiento y proporciona las salidas de las mismas. Estas señales son guiadas a la parte posterior del conjunto alimentador a través de una junta giratoria.

El circuito de transmisión está compuesto de un sistema divisor de potencia, de 1 a 4, que conecta las puertitas de transmisión equilibradas al conjunto de salida de modos ortogonales. El extremo opuesto del circuito de transmisión va conectado a una junta giratoria de alta potencia, en la parte posterior del alimentador. De esta forma todas las conexiones de transmisión y recepción van situadas en una placa común en la parte posterior del alimentador. Todos los componentes de microondas giratorios tienen un mismo eje, de modo que el alimentador completo pueda girar. El alimentador gira por medio de un motor con una potencia de fracción de caballo, que engrana la rueda dentada. El ángulo del alimentador se controla por medio de un servosistema de bucle abierto, cuyos conmutadores van situados en la consola de antena, normalmente alojada en el edificio de antena. La forma típica de trabajo de este sistema alimentador puede verse en la figura 5.

Las excitaciones en recepción pueden verse en la figura 6. Estas excitaciones son obtenidas por el comparador, el circuito divisor de recepción y el conjunto de salida descritos previamente.

El diagrama suma de recepción, en el plano E, es una función escalón como puede verse. Las cuatro secciones de la bocina y de la sección de salida están en fase. Las excitaciones son tales que si la intensidad de las secciones centrales la consideramos normalizada (igual a 1), las intensidades de las secciones exteriores es igual a  $\frac{1}{\sqrt{3}}$ .

La relación resultante para el diagrama suma en el plano E es:

$$E = 0,577 A \hat{\gamma}_2(\pi X) + 0,423 A \hat{\gamma}_2\left(\pi \frac{X}{2}\right)$$

donde:

$$A \hat{\gamma}_2(\pi X) = \frac{\text{sen } \pi X}{\pi X}$$

$$X = l \text{ sen } \frac{\theta}{\lambda}$$

$l$  = dimensión de la apertura en el plano E,  
 $\theta$  = ángulo formado con la normal a la apertura,  
 $\lambda$  = longitud de onda en el espacio libre.

El diagrama suma del plano H es simplemente una distribución cosenoidal como resultado del modo  $TE_{1,0}$  y es bien conocido.

El diagrama diferencia del plano H se obtiene del modo  $TE_{2,0}$ .

El diagrama diferencia del plano E se obtiene por medio de un par de secciones en contrafase con el segundo par

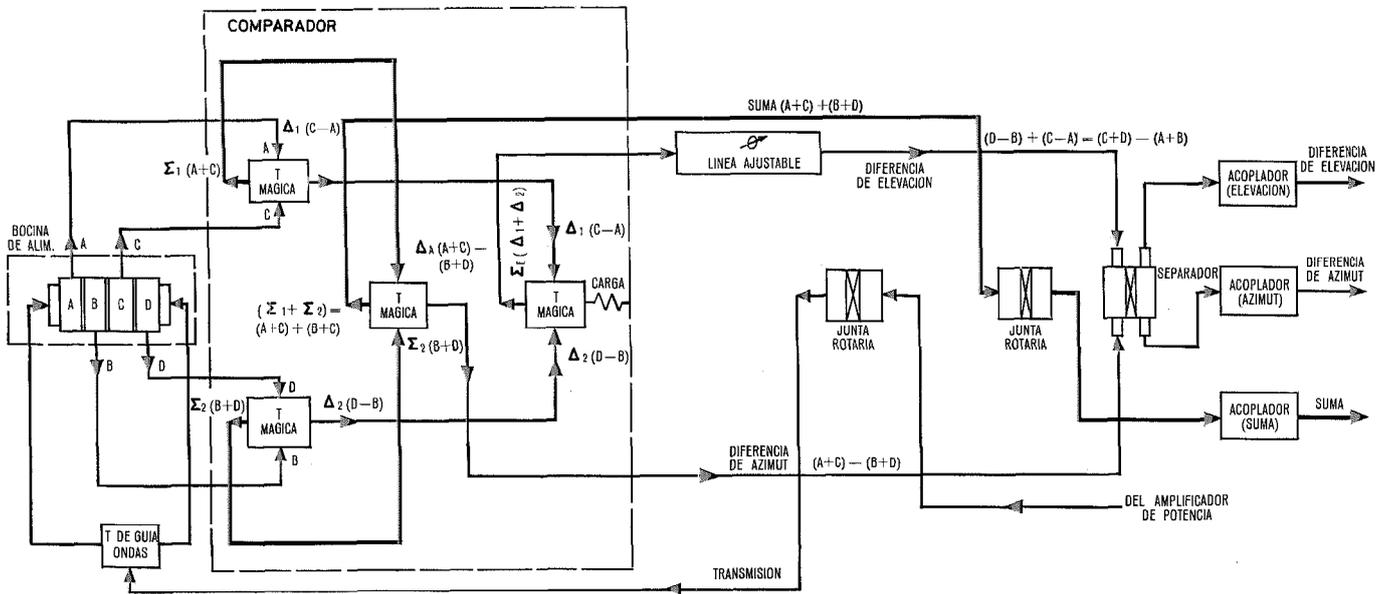


Fig. 5 Sistema de alimentación. Diagramas de bloques de la antena de seguimiento de 26 m.

de secciones. Por tanto cada mitad de la excitación está escalonada de acuerdo con la relación  $\frac{1}{\sqrt{3}}$ , ya que viene dada por el circuito divisor de recepción. La ecuación del diagrama diferencia del plano E es:

$$E = 0,423 \Delta H \hat{y}_2 \left( \pi \frac{X}{2} \right) + 0,577 \Delta H \hat{y}_2 (\pi X)$$

donde:

$$\Delta H \hat{y}_2 (\pi X) = \frac{1 - \cos \pi X}{\pi X}$$

y X ya fué definido.

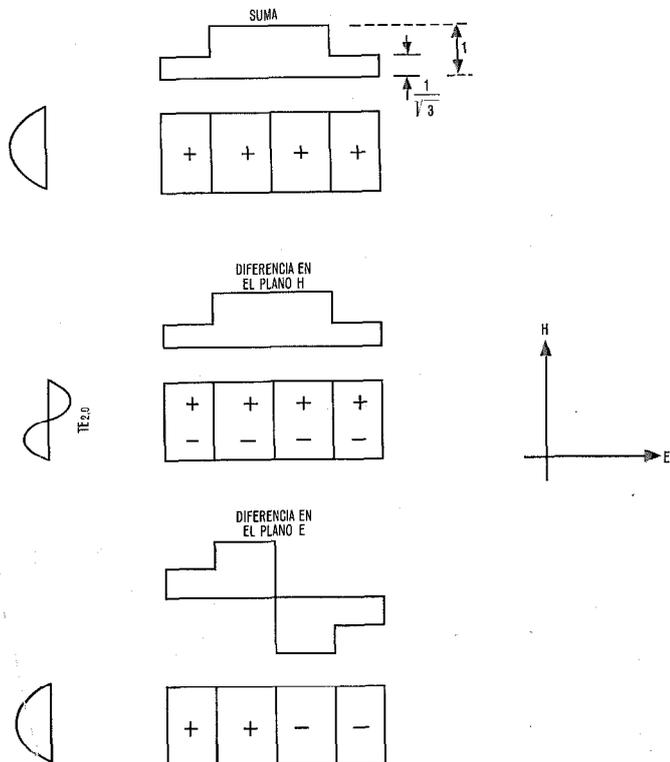


Fig. 6 Modos de excitación de recepción de 4 GHz para alimentación fraccionada.

En las figuras 7, 8 y 9 pueden verse medidas típicas de los diagramas suma y diferencia de recepción. Esos diagramas están de acuerdo con los previstos por las ecuaciones dadas anteriormente.

Para obtener anchuras de haz comparables en la transmisión, las secciones de la bocina llevan aletas en el plano E de la transmisión y sólo se excitan las dos secciones centrales. La excitación se divide por 4 en un circuito divisor de potencia de 1 a 4, que conecta la sección de salida a la junta giratoria de alta potencia en la parte posterior del alimentador. La red excita las dos secciones centrales de la bocina en un modo equilibrado. La polarización del plano E en transmisión es ortogonal a la polarización del plano E en recepción. La configuración equilibrada es necesaria ya que el modo  $TE_{1,0}$  se mantiene con el campo E paralelo a la dimensión mayor del guíaondas de doble anchura.

La excitación en transmisión es, por tanto, el resultado de la de dos elementos cuya excitación individual es cosenoidal, de modo que las intensidades de campo nulas están situadas al lado una de la otra. La ecuación del diagrama del plano H para esta excitación es:

$$E = \frac{1 + \cos \pi d}{1 - d^2}$$

donde,  $d = L \sin \frac{\theta}{\lambda}$ ,

L = longitud de la apertura en el plano H de la transmisión,

$\theta$  = ángulo formado con la apertura,

$\lambda$  = longitud de onda en el espacio libre.

La excitación en transmisión produce lóbulos laterales primarios mayores que la excitación suma en recepción. Puede verse teóricamente que el primer lóbulo lateral en el plano H está, aproximadamente a 7,5 dB por debajo del pico del lóbulo principal. El primer lóbulo lateral en el plano E está aproximadamente 13 dB por debajo. Los diagramas primarios representativos de la transmisión vienen dados en las figuras 10 y 11. Los lóbulos laterales

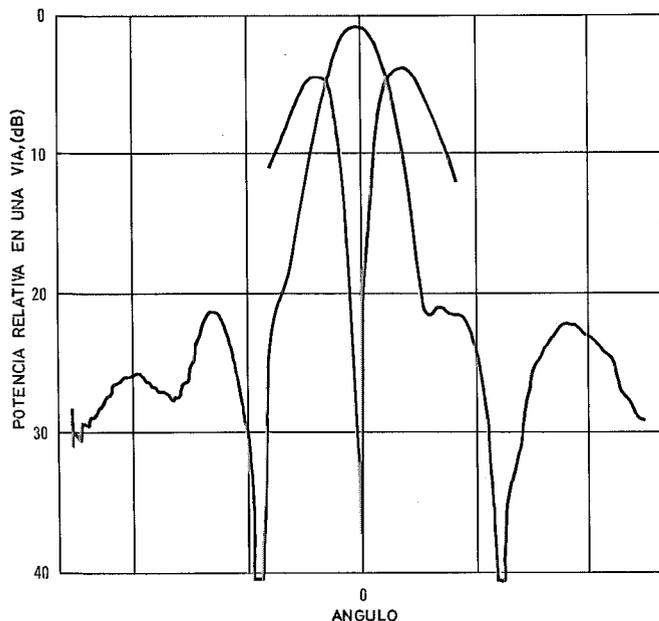


Fig. 7 Diagrama en el plano E a 4 GHz para la recepción en Madrid.

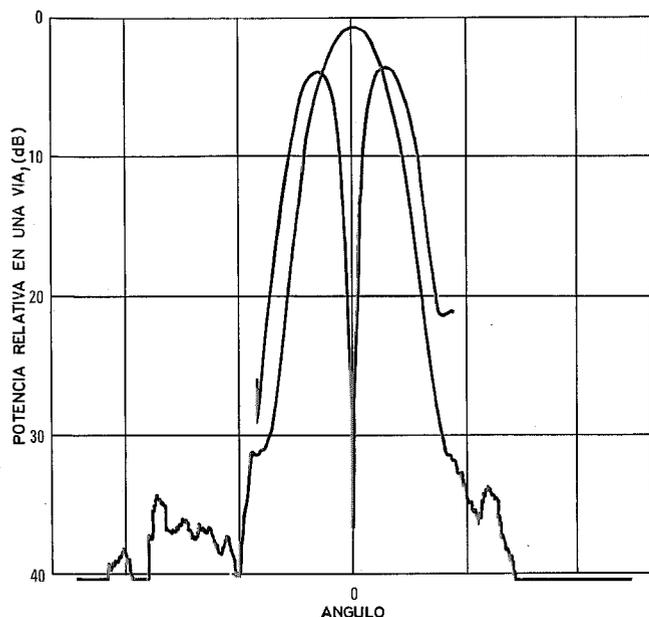


Fig. 8 Diagrama en un plano a 46° a 4 GHz para la recepción en Madrid.

están de acuerdo con los valores esperados. Resulta evidente, por comparación de los diagramas, que el alimentador es menos eficaz en transmisión que en recepción. El rendimiento resultante en transmisión de la antena Cassegrain típica varía entre 45 y 50 por ciento, mientras que en recepción es de aproximadamente 60 por ciento. Esto no suponía ningún problema ya que la eficiencia en recepción es más importante que en transmisión, y la potencia de salida de transmisión no constituye una limitación.

Las medidas de las pérdidas del circuito de transmisión dieron como resultado 0,4 dB, aproximadamente, mientras que para el circuito de recepción dieron 0,2 dB aproximadamente. Estas pérdidas incluían la bocina del alimentador.

Tras muchas pruebas se determinó que cuando el alimentador trabajaba en transmisión aparecía un modo

transversal en la sección de salida. Este modo transversal disminuía el rendimiento del sistema de antena a un 30 por ciento aproximadamente para la transmisión e incrementaba drásticamente la relación axial de 2 dB a 10 dB aproximadamente. Para explicar la razón de este modo transversal, nos referiremos a la figura 12 que representa el circuito de salida de transmisión-recepción en detalle. Las entradas a la bocina son los cuatro guíaondas de doble ancho del extremo derecho de la figura. Estos guíaondas se prolongan hacia atrás (hacia la izquierda en la figura) hasta un punto en el que se dividen en dos guíaondas de ancho normal. En transmisión sólo las dos secciones centrales son alimentadas a través de las entradas equilibradas de guíaondas. Así cada uno de los cuatro guíaondas de ancho normal se alimenta por un guíaondas de entrada. Por simplicidad y para hacer el conjunto más compacto, las secciones de guíaondas de ancho normal se hicieron algo cortas (alrededor de 5 centímetros) y de altura normal. Esta construcción no permite que el modo formado a la entrada desaparezca y da como resultado la formación del modo transversal. Una forma de eliminar el modo transversal sería reducir la altura de los guíaondas de ancho normal por secciones transformadoras o aletas, y alargar las secciones de ancho normal 10 centímetros aproximadamente.

Al final de esta instalación se descubrió que las características óptimas de la antena habían de obtenerse adaptando la forma de las superficies del reflector al diagrama del alimentador. Esto no solo proporciona mayor ganancia por medio de una iluminación más eficaz, sino que además proporciona un medio de limitar la pérdida de energía en el sentido de la propagación al 7 por ciento o menos.

### 3.5 Diseños Cassegrain deformados de alta eficacia

En el diseño tipo Cassegrain deformado las superficies, tanto del reflector principal como del secundario, difieren del paraboloide y del hiperboloide respectiva-

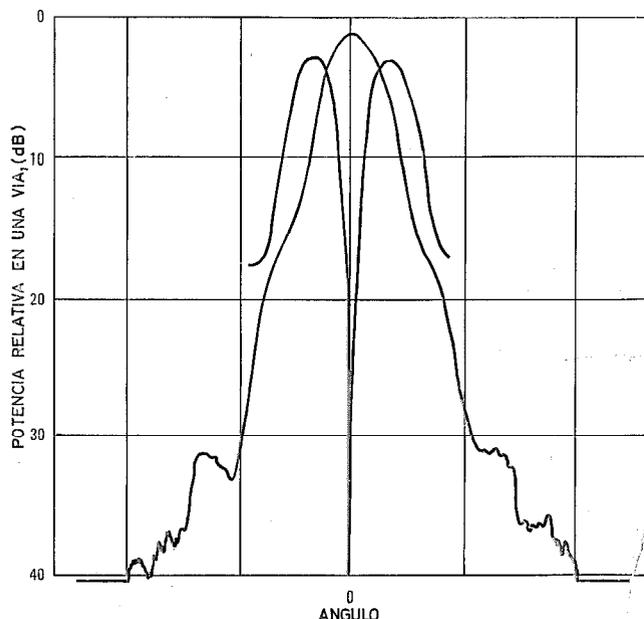


Fig. 9 Diagrama en el plano H a 4 GHz para la recepción en Madrid.

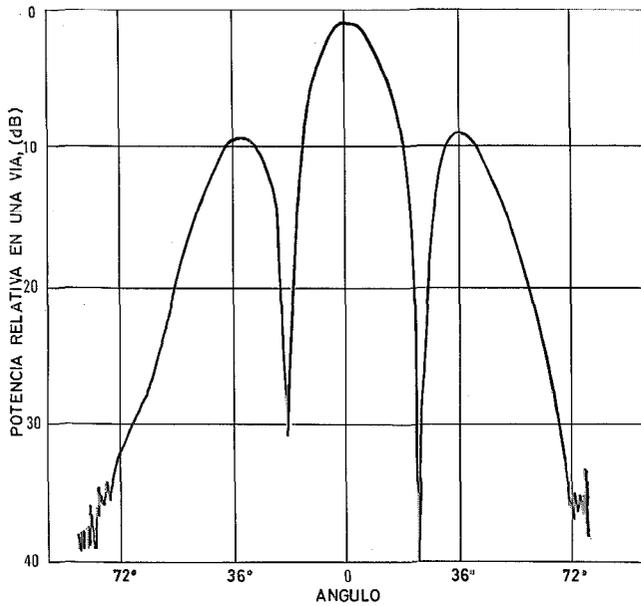


Fig. 10 Diagrama en el plano H a 6,425 GHz para la transmisión en Madrid.

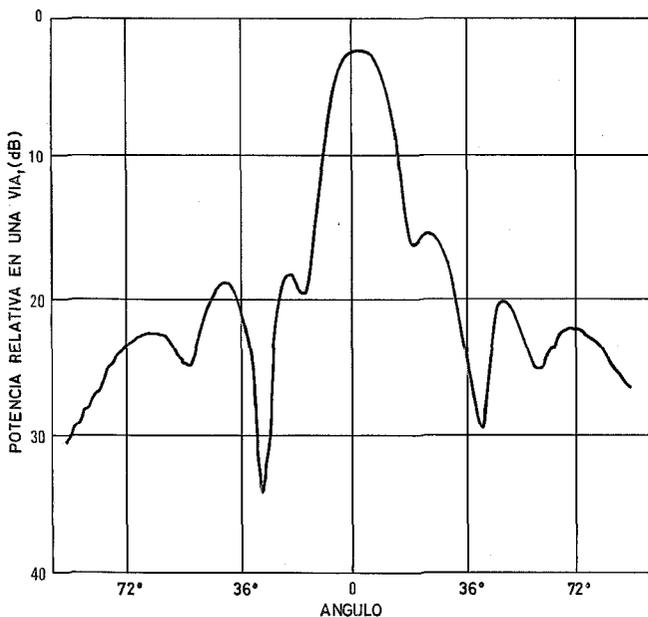


Fig. 11 Diagrama en el plano E a 6,425 GHz para la transmisión en Madrid.

mente. La deformación permite al diseñador usar el subreflector para interceptar la señal de radio-frecuencia cerca de los puntos en que el haz principal se anula y mantener una iluminación casi uniforme. Esto produce una ganancia máxima con una temperatura de ruido mínima.

La eficiencia de la iluminación del sistema de antena se hace máxima, muy cercana al 100 por ciento utilizando una técnica adecuada de iluminación. Uno de los criterios más importantes para el diseño de deformación para iluminación efectiva, es obtener una anchura del haz igual en los digramas de alimentación de los planos focales principal e inclinado. Además la pérdida de energía ("spillover") principal después del subreflector debe ser minimizado para obtener una alta eficacia contra el "spillover", así como una contribución pequeña a la temperatura de ruido debida a este efecto.

La pérdida de energía principal después del subreflector está controlada por la anchura del haz y por el ángulo formado desde el foco del alimentador con el subreflector. El subreflector a su vez está deformado respecto del hiperboloide con objeto de hacer máxima la eficacia de iluminación de la apertura secundaria, y de mantener la igualdad de fase en el conjunto reflector-subreflector, de acuerdo con la deformación complementaria del reflector principal.

Para el cálculo de las coordenadas del reflector deformado se utilizan los métodos analíticos de la óptica geométrica. La sección bidimensional del sistema puede verse en la figura 13. Las ecuaciones del sistema se desarrollarán en coordenadas rectangulares y supondremos que las superficies son de revolución. La solución de las ecuaciones dadas a continuación nos dá reflectores que tienen teóricamente una amplitud uniforme y una distribución de fase también uniforme en toda la apertura.

Aplicando la ley de Snell a los rayos reflejados desde el reflector principal, obtenemos:

$$\frac{dy_1}{dx_1} = \text{tg} \frac{\theta_1 - \theta_2}{2}$$

Análogamente, para el subreflector:

$$\frac{dy_2}{dx_2} = -\text{tg} \frac{\theta_2}{2}$$

Para que la fase sea igual en toda la apertura exigiremos que la longitud del camino seguido por la señal sea constante:

$$C = r_1 + r_2 + r_3$$

Además, podemos escribir una condición para la energía. Suponiendo el diagrama simétrico respecto del eje Y, la energía total radiada por el alimentador será:

$$\int_0^{\theta_s} I_1(\theta_1) \text{sen} \theta_1 d\theta$$

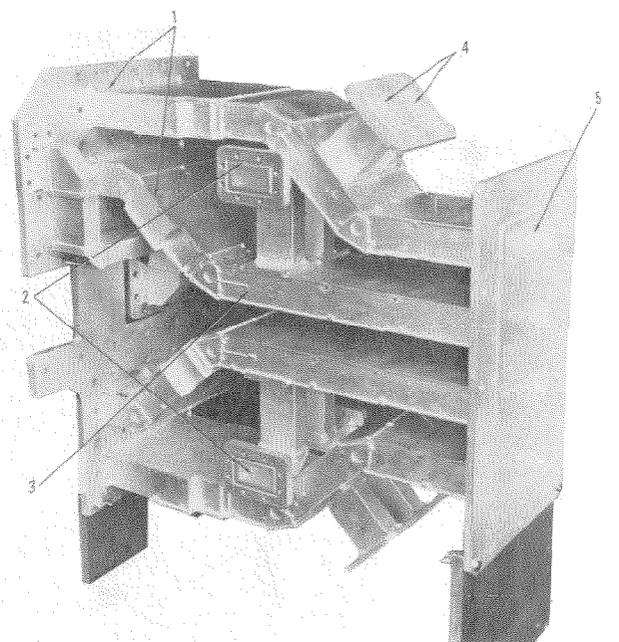


Fig. 12 Red de transmisión-recepción.

- 1 - Salida de recepción
- 2 - Entradas equilibradas
- 3 - Sección de guía de ancho normal
- 4 - Cargas
- 5 - Entradas de alimentación. Guía de ancho doble.

donde  $I_1(\theta_1)$  = diagrama de radiación de potencia del alimentador,

$\theta_s$  = apertura del subreflector.

Siguiendo el mismo razonamiento, si  $I_3(x_2)$  es la función de la iluminación de la apertura principal, la energía total en un incremento  $dx$  de la apertura, será:

$$I_3(X_2) 2\pi x_2 dx_2.$$

La energía total contenida en la apertura  $X_2$  será, por tanto:

$$\int_0^{X_2} I_3(X_2) 2\pi x_2 dx_2.$$

Si  $I_3(x_2)$  es uniforme, y la energía del diagrama del alimentador dentro del ángulo  $\theta_1$  corresponde a la energía en la apertura  $X_2$ :

$$2\pi I_3(X_2) \int_0^{X_2} x_2 dx_2 = \int_0^{\theta_1} I_1(\theta_1) \sin \theta_1 d\theta_1.$$

Dividiendo por la energía total y simplificando, resulta:

$$\frac{X_2^2}{x_2^2} = \frac{\int_0^{\theta_1} I_1(\theta) \sin \theta d\theta}{\int_0^{\theta_s} I_1(\theta_1) \sin \theta_1 d\theta_1}.$$

La solución simultánea de las 4 ecuaciones resultantes nos dan las coordenadas  $x$  e  $y$  de los puntos que definen el reflector y el subreflector en un espacio bidimensional.

La introducción de la deformación no dará un rendimiento de iluminación del 100 por ciento por diversos motivos. El primero de ellos porque la deformación se hace despreciando los efectos de bloqueo del alimentador, del subreflector y de su estructura soporte. Una segunda razón es que la anchura del haz del alimentador no es la misma en todos los planos a pesar de que los diseños de los alimentadores tratan de producirla. Por tanto la iluminación del reflector debe ser una solución de compromiso para reducir el "spillover" a un valor menor del 10 por ciento.

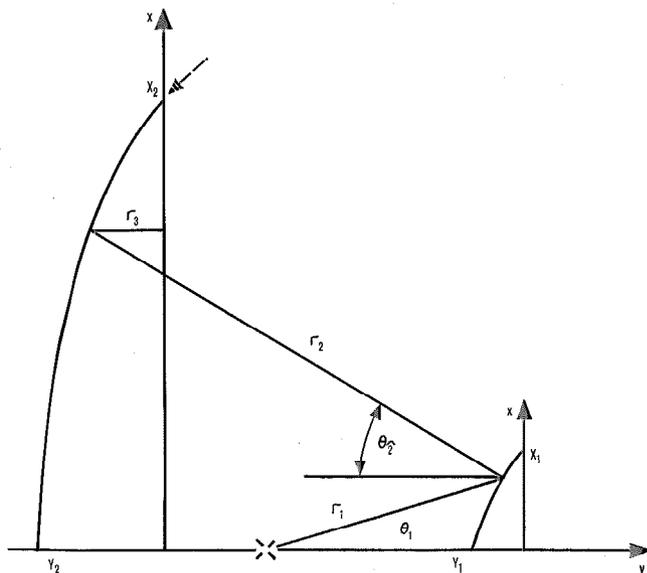


Fig. 13 Sección transversal del sistema de doble reflector.

El problema que se plantea es, pues, hasta qué punto la función de la iluminación puede alejarse de la condición de uniformidad y satisfacer las condiciones para que la eficacia total de la antena sea todavía del 75 por ciento aproximadamente.

La experiencia ha demostrado que puede permitirse que la eficacia de iluminación se degrade a un valor del 96 por ciento en los diseños prácticos. Con este criterio, para hallar la función de la iluminación, tomaremos una forma general de la misma:

$$f(x) = A + B_m \left(1 - \frac{x^2}{X_2^2}\right)^P$$

donde,  $A + B_m = 1$ ,

$A$  = parte uniforme de la función de la iluminación,

$B_m$  = parte en que  $A$  es ajustada,

$x$  = un radio cualquiera en el plano de la apertura,

$X_2$  = radio de la parte exterior del borde de la apertura.

El rendimiento de la iluminación:

$$\alpha_{il} = \frac{G_P}{G_u} = \frac{\text{área efectiva de la apertura}}{\text{área de la apertura}}$$

$$4\pi \left| \int_0^{X_2} f(x) 2\pi x dx \right|^2$$

$$\text{donde } G_P = \frac{\int_0^{X_2} |f(x)|^2 2\pi x dx}{\lambda^2}$$

Sustituyendo  $f(x)$  en  $G_P$  e integrando:

$$G_P = \frac{4\pi^2}{\lambda^2} \left[ A^2 + \frac{2AB}{P+1} + \frac{B^2}{(P+1)^2} \right]$$

$$G_m = \frac{4\pi X_2^2}{\lambda^2}$$

que es la ganancia direccional de una apertura iluminada uniformemente.

Por tanto el cuadrado del radio efectivo de la apertura es:

$$R^2 = \frac{A^2 + \frac{2AB}{P+1} + \frac{B^2}{(P+1)^2}}{A^2 + \frac{2AB}{P+1} + \frac{B^2}{2P+1}}$$

Por definición:

$$\frac{R^2}{X_2^2} = \alpha_{il} = \frac{\text{área efectiva de la apertura}}{\text{área de la apertura}}$$

Si normalizamos  $X_2$  a 1 (es decir, hacemos  $X_2 = 1$ ), obtendremos:

$$\alpha_{il} = \frac{A^2(P+1)^2 + 2AB(P+1) + B^2}{(P+1)^2} = \frac{(2P+1)(P+1)A^2 + (2P+1)(2AB) + (P+1)^2B^2}{(2P+1)(P+1)} = \frac{(2P+1)[A(P+1) + B]^2}{(P+1)[(2P+1)(P+1)A^2 + (2P+1)(2AB) + (P+1)^2B^2]}$$

La tabla 1 nos da el rendimiento de la iluminación para valores típicos de  $A$  y  $P$ .

Esta tabla indica que, para valores dados de  $A$  y  $P$ , la intensidad de iluminación en el borde del reflector principal puede ser menor que la intensidad en el centro en casi la mitad ( $A = 0,5$ ). La experiencia ha demostrado

Tabla 1 - Rendimiento de iluminación para valores de A y P

A	P		
	1,0	1,5	2,0
0,5	0,962	0,955	0,951
0,6	0,979	0,976	0,974
0,7	0,989	0,987	0,986

que los valores de la tabla son prácticos y que en la mayoría de los casos el valor del 96 por ciento se ha superado.

Los diagramas de alimentador descritos anteriormente, se han utilizado en proyectos de deformación para calcular los diagramas de diseño de antenas de 30 metros, deformadas. En las figuras 14 y 15 pueden verse diagramas típicos de las funciones suma y diferencia de recepción y de transmisión, respectivamente, calculados aplicando las ecuaciones de la deformación y los parámetros de la tabla 2.

3.6 Estado actual de los diseños de alimentadores

Después del trabajo descrito anteriormente, se han logrado muchas mejoras en el diseño de alimentadores de modo múltiple. Los anchos de banda en que los alimentadores trabajan se han ampliado para cubrir las bandas completas de transmisión y recepción. Un diseño

que ha tenido gran éxito es el que utiliza una bocina cuadrada alimentada por un transductor ortogonal polarizado circularmente, y una sección formadora de modos para las señales suma de recepción y de transmisión. Para el seguimiento en azimut y elevación se utilizan acopladores ortogonales. La señal suma de recepción se extrae en la misma forma que se ha descrito anteriormente en el primer diseño de modo múltiple. La diferencia más importante es que la señal suma no se extrae por medio de un circuito comparador sino por una simple puerta. Otra diferencia que permite anchuras de banda mayores, es que los modos  $TE_{1,2}$  y  $TM_{1,2}$  se forman en la sección de formación de modos de la bocina en un punto tal, que la diferencia de velocidad entre  $TE_{1,0}$  y  $TE_{1,2}/TM_{1,2}$  es pequeña.

En la banda de transmisión, se consigue el control independiente de la formación del haz en el plano E por una sección convertora del modo  $TE_{1,0}$  en el modo  $TE_{1,2}/TM_{1,2}$ . También se utiliza la compensación de fases para los modos  $TE_{1,0}$  y  $TE_{1,2}/TM_{1,2}$  dentro de dicha sección convertora.

La extracción de las señales de seguimiento también difiere de la usada en los alimentadores descritos anteriormente, en los que se utilizan acopladores del modo ortogonal  $TE_{2,0}$  en lugar de circuitos comparadores. El resultado final es un alimentador de modo múltiple con anchos de banda tan amplios como los conseguidos con

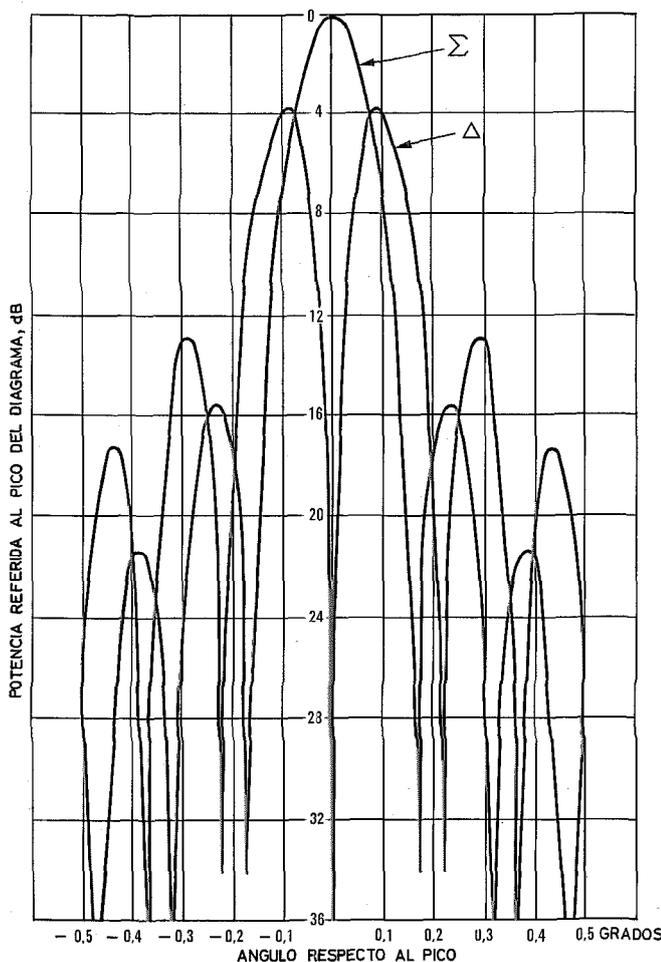


Fig. 14 Diagrama suma y diferencia de antena de recepción Cassegrain modificada por ITT para 3,8 GHz.

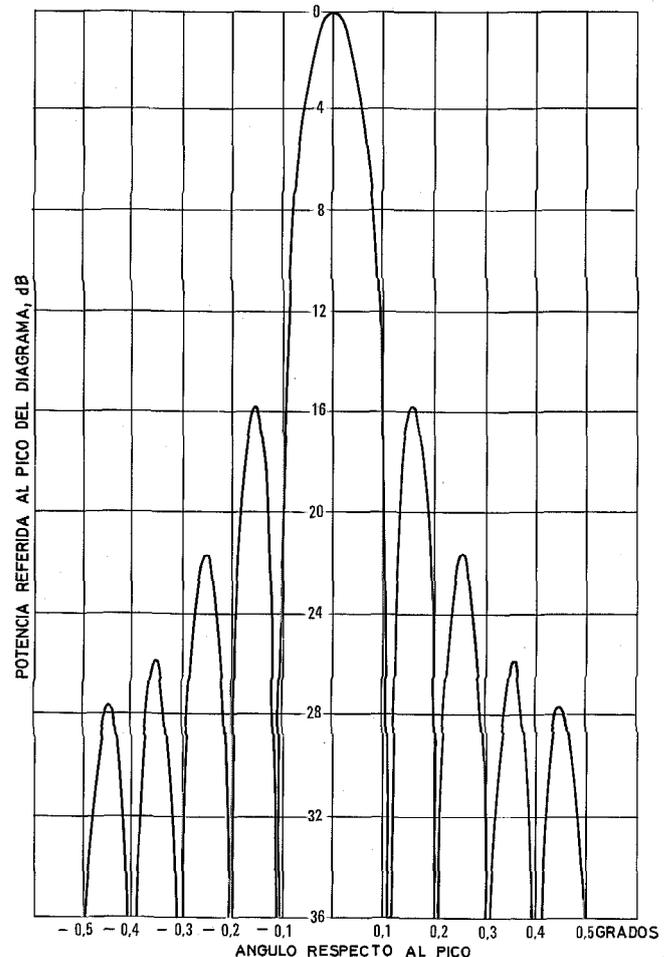


Fig. 15 Diagramas secundarios suma y diferencia de antena de transmisión modificada por ITT para 6,125 GHz.

Tabla 2 - Diseño clásico Cassegrain

El diseño ITT para reflector de 30 metros de diámetro con óptica Cassegrain clásica y el alimentador de ITT NUS 11 304 (alimentador de Buitrago) tiene los parámetros siguientes:	
<i>A. Alimentador</i>	
1) Bocina del alimentador. Estructura rectangular de 4 bocinas de	25,4 × 30,5 cm
2) Subreflector hiperbólico	
Diámetro de la apertura $D_s$	2,6 m
Tolerancia de superficie (fabricación + desviación de operación)	0,3 mm desv. típica
<i>B. Reflector principal</i>	
Forma	parabólica
Diámetro de la apertura ( $D_m$ )	30 m (97 pies)
Distancia focal ( $F_m$ )	11 m
Tolerancia de superficie (fabricación + desviación de operación)	1 mm desv. típica
<i>C. Sistema completo</i>	
Separación focal ( $F_c$ )	4,8 m
Distancia del vértice del paraboloide al centro del alimentador	6,2 m
Angulo real de apertura del alimentador ( $\Phi_r$ )	17 grados
Angulo virtual de apertura del alimentador ( $\Phi_v$ )	67,93 grados
Ganancia del alimentador ( $M$ )	4,51
Distancia focal equivalente ( $F_e$ )	50,57 m
Soporte del subreflector	tetrápodo
Pérdida en recepción de los guíaondas ( $L_r$ )	0,14 dB
Relación de onda estacionaria del alimentador en la puerta suma	1,40 máx.
Temperatura de ruido del sistema en recepción $T_r$	25 °K
Los errores de alineación del alimentador compuestos de errores de instalación y de trabajo, pueden suponerse (referidos al vértice y/o al eje focal del reflector principal), como sigue:	
<i>Bocina del alimentador</i>	
Axial	± 3,2 mm
Transversal	± 1,53 mm
<i>Subreflector</i>	
Axial	± 1,53 mm
Transversal	± 1,53 mm

el diseño sincrónico, pero con menores lóbulos laterales y mayor simetría de haz.

Estas características superiores se obtienen a costa del precio de fabricación que es aproximadamente el doble que el de los diseños descritos previamente. Sin embargo esta diferencia en precio queda ampliamente compensada si se tiene en cuenta que el costo del alimentador es tan sólo un pequeño porcentaje del costo total de la antena.

Como consecuencia de los excelentes diagramas primarios logrados, se han diseñado y construido aperturas circulares iluminadas casi uniformemente utilizando estos alimentadores en antenas del tipo Cassegrain deformadas. Como valores típicos, podemos afirmar que el desbordamiento de energía primario, que rebasa el sub-

reflector, es menor del 7 por ciento en la banda de recepción, y menor del 6 por ciento en la banda de transmisión. El rendimiento, en la banda de recepción, con relación a la entrada del canal suma en el alimentador, es mayor del 75 por ciento. En transmisión, por otra parte, se han obtenido rendimientos de, al menos, el 63 por ciento. La temperatura de ruido de la antena con un ángulo de elevación de 5 grados, está por debajo de los 55° Kelvin, para aperturas mayores de 26 metros.

#### 4. Conclusiones

La aparición de los satélites de comunicaciones de gran capacidad ha fomentado la necesidad de sistemas de antena de bajo ruido y alto rendimiento. En el momento actual, puede afirmarse que las antenas Cassegrain deformadas de apertura continua tienen las mejores características posibles para las comunicaciones por satélites sincrónicos o casi sincrónicos. Puede, asimismo, afirmarse que los diseños del alimentador y de la superficie reflectora son inseparables. Después de muchos ensayos en las técnicas de diseño de alimentadores en el momento actual, el tipo de modo múltiple ofrece las características mejores de entre los alimentadores construidos hasta la fecha.

#### 5. Reconocimiento

El autor desea dar las gracias a las siguientes personas, por sus valiosas contribuciones durante los proyectos Intelsat: Harry Scheiner, Robert Kein, Philip Avruch, Ira Stein, Robert Boris y Marc Spellman.

E. J. Perrotti recibió el BME en el City College de Nueva York en Febrero de 1958 y el BS en EE en la Universidad Johns Hopkins en Junio de 1962. Asistió también a la Westinghouse Engineer School en 1958.

Es jefe de proyecto del Programa Avanzado en Antenas de Comunicaciones por Satélite y responsable del diseño y desarrollo de antenas impresas polarizadas circularmente, modularizadas, tácticas, que constituyen este programa.

Fué también el que estableció conceptos de diseño de las antenas polarizadas circularmente y antena de comunicaciones y seguimiento en super altas frecuencias y ondas milimétricas en el programa de estudio de control del satélite recientemente patrocinado por las fuerzas aéreas americanas.

Antes de ingresar en ITT Defense Communications Division, Mr. Perrotti estuvo empleado en la división de radar de Westinghouse, donde se ocupó del diseño y desarrollo de antenas orientables electrónicamente. Tuvo responsabilidad completa en la puesta en fase de la antena AN/SPG-59, lo que incluía diseño de cables de interconexión especiales, conectores y equipo de prueba.

Anteriormente se ocupó del diseño de antenas de instalación rápida, dispositivos de sintonía de Klystrons y componentes de microondas para el sistema AN/TRC-66 de radio Comunicaciones Tácticas y el AN/MRC-71. Con anterioridad a esto fué técnico de laboratorio en el City College de Nueva York en donde enseñaba procesos de fabricación, termodinámica y medida de flujo de fluidos. El Sr. Perrotti sirvió en el Cuerpo de Ingenieros del Ejército americano en 1958.

# Estación terrena de Buitrago\*

V. SAN MIGUEL

Compañía Telefónica Nacional de España, Madrid, España

D. E. HERSHBERG

H. E. STRUCK

ITT Space Communications Division, Ramsey, New Jersey, USA

## 1. Introducción

La Estación Terrena de Buitrago fué construída para la Compañía Telefónica Nacional de España (CTNE) por ITT Defense Communications Division y CTNE conjuntamente. Diseñada inicialmente para operación a través de satélites de la serie Intelsat II entre España y Estados Unidos, fué posteriormente modificada para operar con satélites tipo Intelsat III y ampliada para permitir enlaces simultáneos con hasta 12 naciones diferentes en el área del Océano Atlántico. En su etapa inicial la Estación entró en servicio en Enero de 1968 y ya modificada y ampliada en Enero de 1969. CTNE e ITT han construído para CTNE una segunda Estación Terrena utilizada para establecer enlaces directos con países del área del Océano Indico (Medio y Extremo Oriente). La segunda Estación estaba programada para entrar en servicio en Abril de 1970. Ambas Estaciones Terrenas son propiedad de CTNE y están operadas y conservadas por personal de esta Compañía. La distribución de edificios y estructuras de antena dentro de la parcela, ha sido planificada

\* Este artículo se basa en los trabajos desarrollados bajo patrocinio de International Telecommunications Satellite Consortium (INTELSAT). Las opiniones expresadas son las de sus autores y pueden no coincidir con las de INTELSAT.

de forma que en el futuro pueda instalarse una tercera Estación Terrena.

La Estación Terrena está situada cerca de la villa de Buitrago, de la que recibe su nombre, 78 km al Norte de Madrid en una parcela de aproximadamente 150.000 metros cuadrados de superficie. El conjunto de edificios se ha diseñado para cumplir dos funciones independientes.

Aunque su función fundamental, es alojar los equipos que permitan establecer comunicaciones a través de satélites, tiene también otra misión adicional muy importante como es la de servir como centro de reuniones, estudio y planeamiento para el personal de alto nivel de la Compañía Telefónica. Una vista general de la Estación se muestra en la figura 1. La figura 2 muestra la distribución de edificios, canalizaciones y pedestales de antena dentro de la parcela.

El conjunto se compone de dos grandes pedestales para las antenas, un edificio principal, otro de fuerza, uno pequeño adosado al pedestal de la antena del Atlántico y un garaje. Cada pedestal incluye en su interior una gran sala para alojar equipos. Estos edificios junto con los pedestales de antenas e incluyendo los caminos de acceso suponen una superficie edificada superior a los 6700 metros cuadrados.

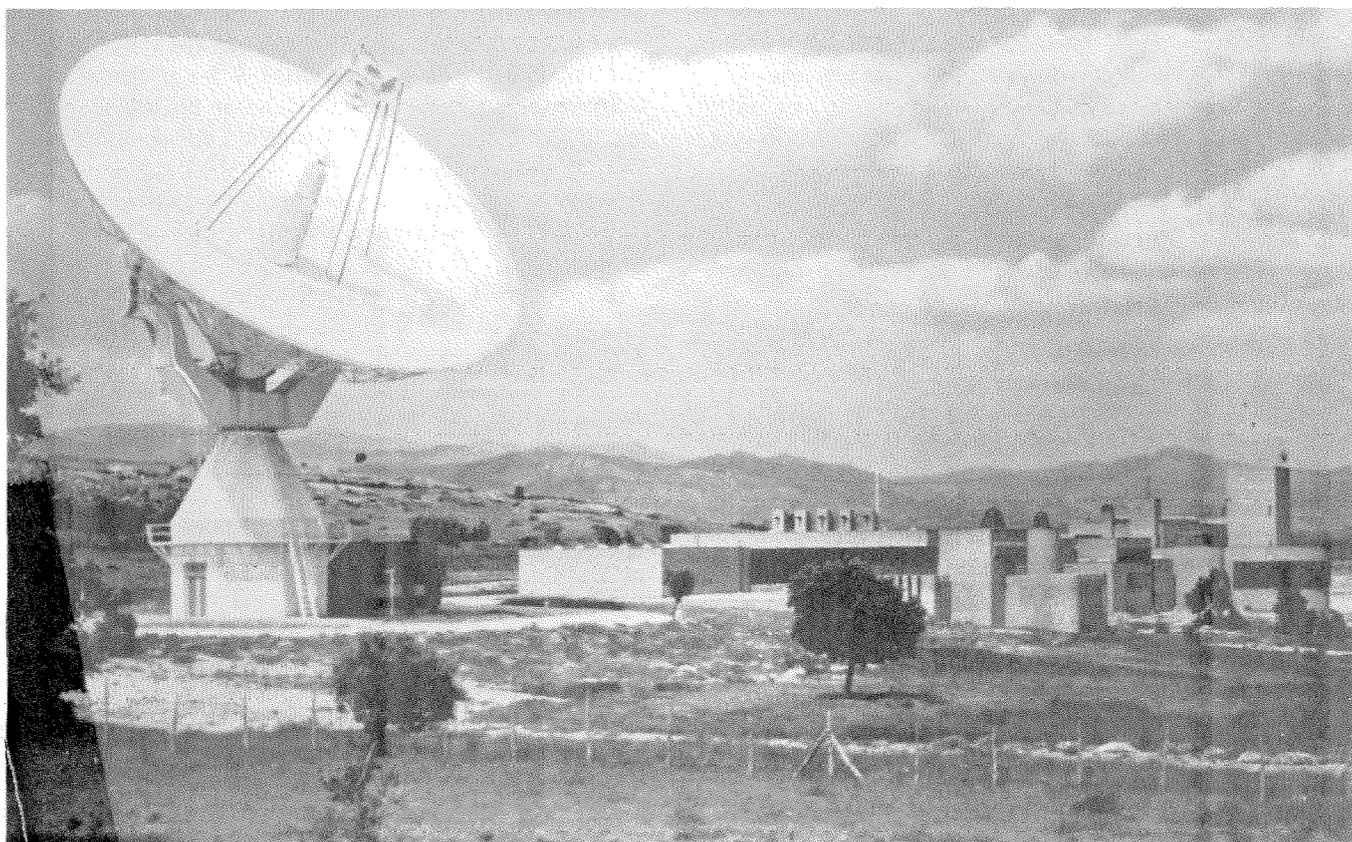


Fig. 1 Vista panorámica de la Estación Terrena.

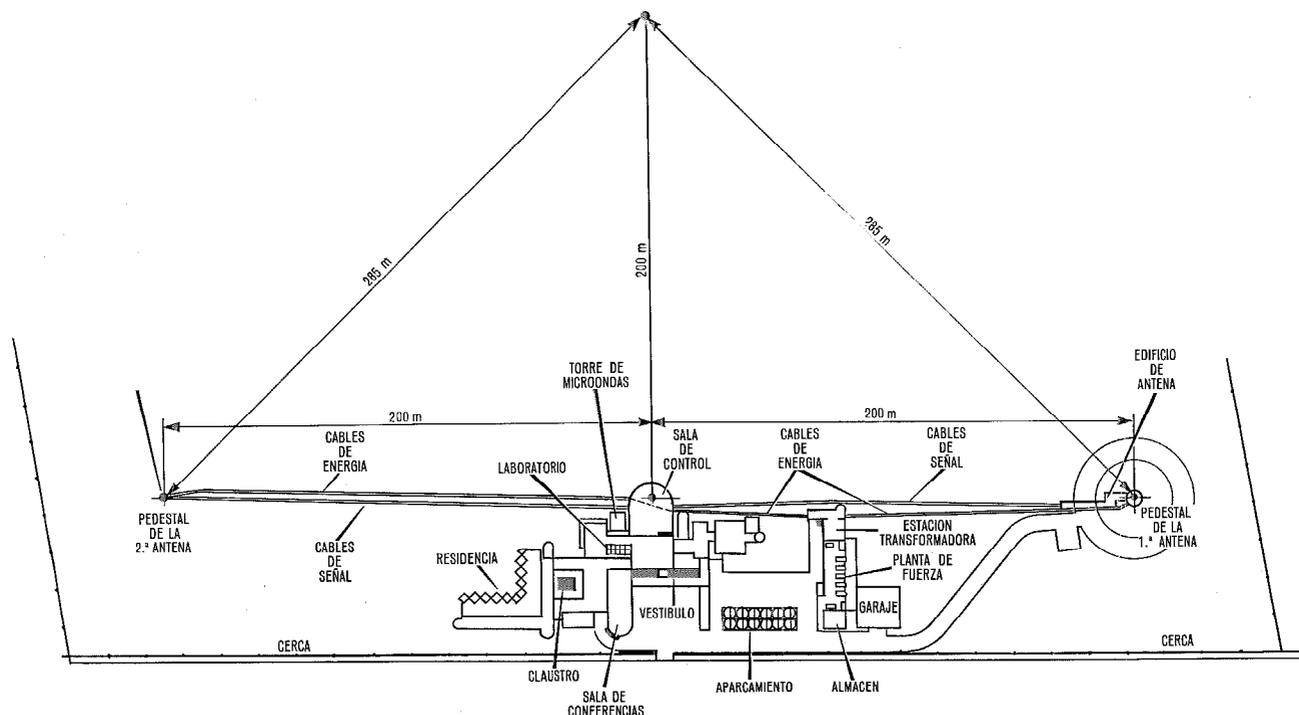


Fig. 2. Distribución general de la parcela.

Los edificios se han construido de ladrillo y son de un estilo arquitectónico tradicional español. La madera, el cristal y adornos de cobre son elementos decorativos de los mismos. Son aspectos sobresalientes del edificio principal, el arco de entrada con sus estanques iluminados, fuentes y jardines; el vestíbulo principal y el pequeño claustro, sala de exposiciones y espaciosos despachos adyacentes al mismo; la gran sala de control con sus ventanales curvados mirando al pantano del Lozoya y la sierra de Guadarrama; y la torre cuadrada adosada, cuyo interior sirve como depósito regulador de agua y sobre la que se ha montado una antena para enlace de microondas con Madrid.

Los ventanales de la sala de control permiten que ambas antenas puedan ser vistas desde la consola de control (Véase Fig. 3).

El edificio principal consta de tres plantas. A la planta baja se entra por un gran vestíbulo, que sirve también como sala de recepción y espera. Una gran sala de conferencias tiene su entrada por el mismo. El cuerpo central del edificio lo constituye la sala de control de la Estación, pieza básica dentro del complejo de la misma a la que se ha dotado de un acondicionamiento estructural y ambiental para acomodar el delicado equipo electrónico en ella instalado (Fig. 4). En la planta primera y en su parte central se ha situado la sala de exposiciones. El sótano aloja los servicios de calefacción, aire acondicionado y dormitorios de servicio para el personal del edificio.

En el ala oeste del edificio ocupan dos plantas diversos despachos, entre ellos los del personal de la Estación, y áreas de servicio, como Servicio Médico, almacén de material, archivo, etc.

En el ala opuesta se halla la residencia, formada por

un pequeño claustro, en torno al cual se encuentran salas de reuniones y seminarios, la biblioteca y sus dependencias, el laboratorio, tres plantas de dormitorios, el comedor-cafetería y zona de estar, cocina y servicios asociados.

El edificio de fuerza está situado al oeste del edificio principal. Tiene una sola planta y en él se han emplazado la estación transformadora, la sala de grupos y armario de maniobra, la sala de baterías y un pequeño taller. Como anejos a este edificio figuran un muelle y una rampa que facilita la entrada y salida del equipo pesado instalado en el mismo.

A poca distancia de este edificio y subterráneos se han instalado los tanques de gasoil para alimentar los grupos.

La primera antena está situada al oeste del edificio principal, a 220 metros de distancia del centro de la sala de control, y está unida a aquel por una carretera. La

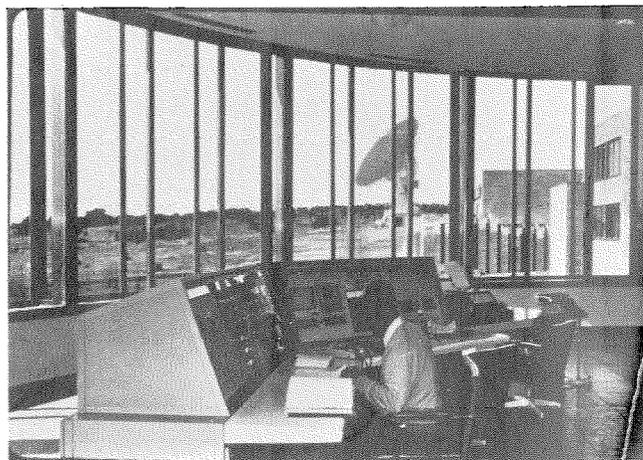


Fig. 3. Sala de control. La fotografía sólo muestra una antena.

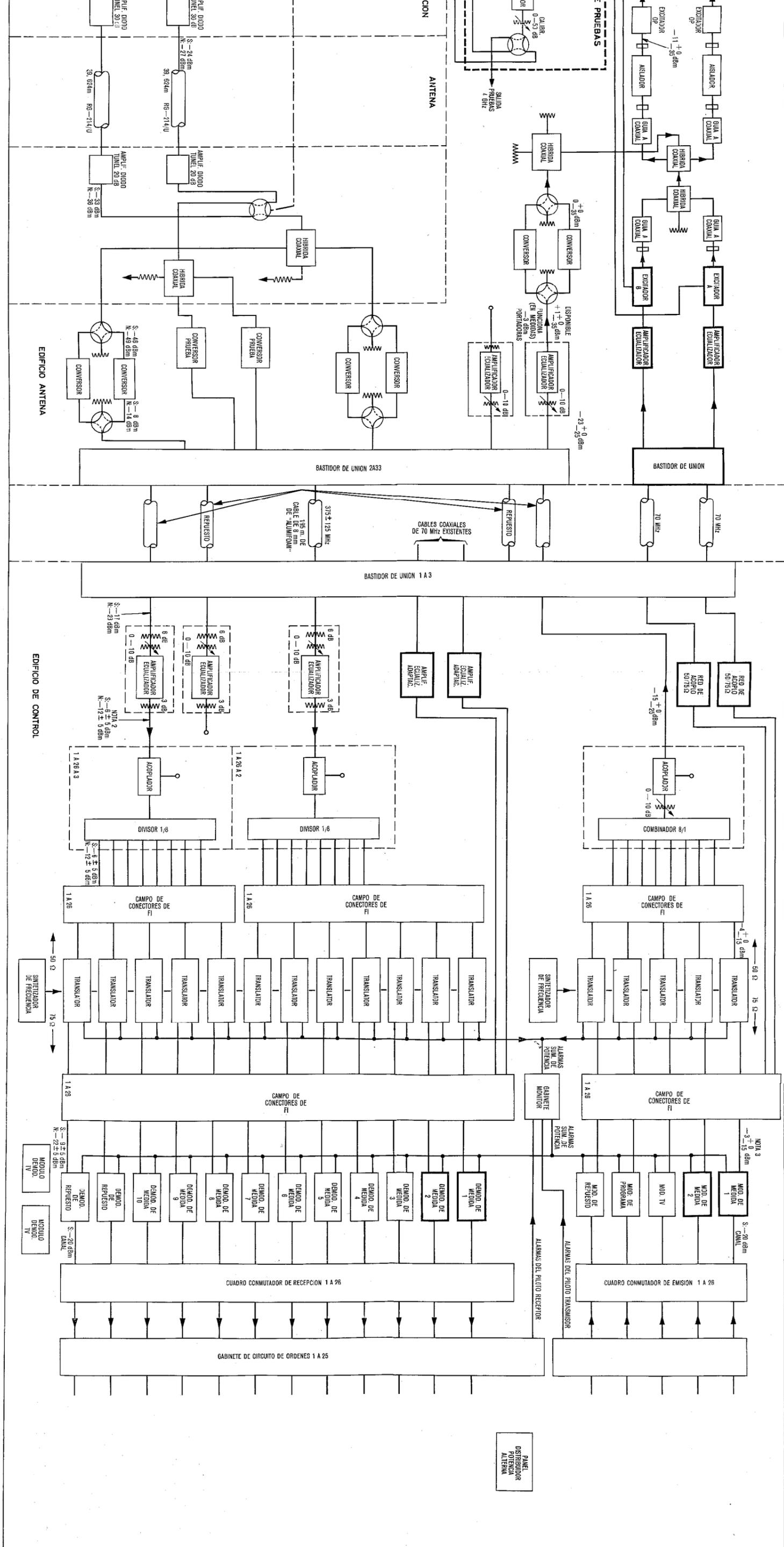


Fig. 6 Diagrama de bloques del sistema de Butrago.



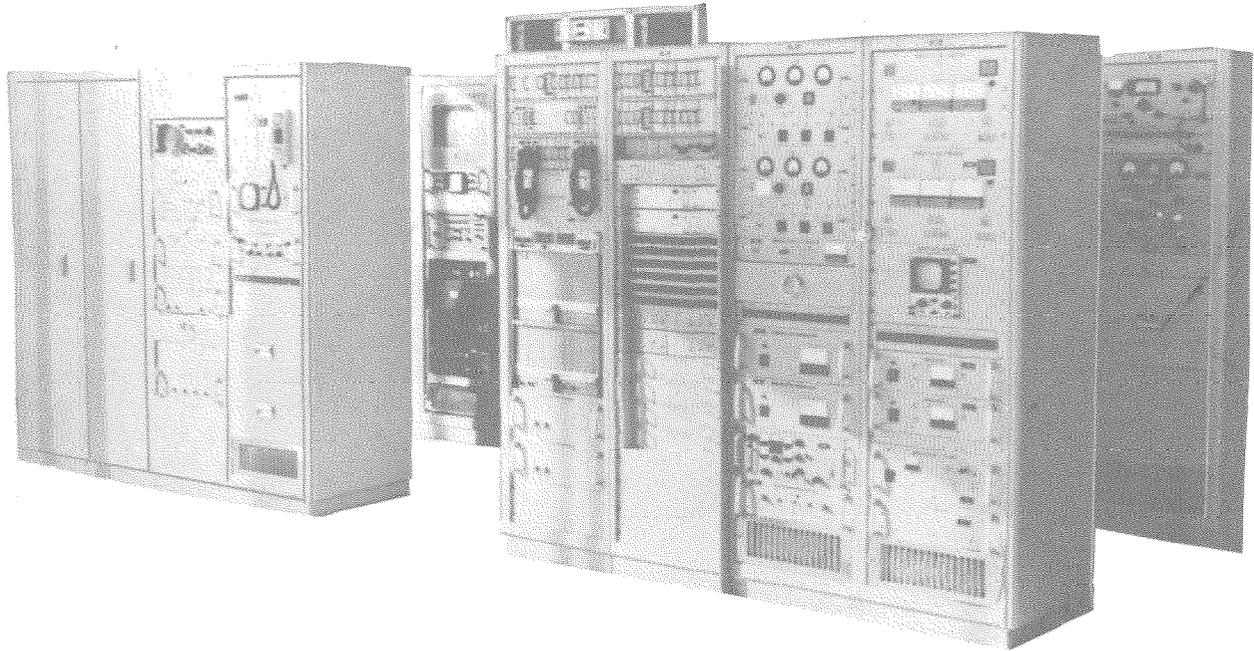


Fig. 4 Equipo de la sala de control.

base del pedestal de la antena construida en hormigón aloja en su interior el sistema de movimiento de la antena y equipo asociado, mientras que parte del equipo de comunicaciones de la Estación se ha instalado en el pequeño edificio adosado, dotado de aire acondicionado (Fig. 5). Las etapas de bajo ruido de los receptores se alojan en el cono alimentador de antena.

La segunda antena está situada 220 metros al este del edificio principal, a 220 metros del centro de la sala de control y se une a aquel por una carretera. Posee también una gran sala en el interior de la base del pedestal conteniendo los sistemas de movimiento de antena. Pero, a diferencia de la anterior, no existe edificio adosado, y parte del equipo de comunicaciones se aloja en una sala situada arriba en la estructura de antena, a nivel del eje de elevación de la misma, y con acceso desde el suelo mediante un ascensor.

Ambas antenas y salas de equipo asociadas están eléctricamente enlazadas con edificio de fuerza y sala de control mediante cables de energía y señal tendidos en canalizaciones.

## 2. Características técnicas

La antena utilizada en la Estación (ver fig. 6)\* es plenamente orientable, de 25,6 metros de diámetro, con una ganancia de 61 dB en la banda de transmisión (5925—6425 MHz) y

58 dB en la banda de recepción (3700—4200 MHz). La Estación está equipada con dos vías de transmisión, cada una de las cuales utiliza en su etapa final klystron Varian 384-C como amplificadores de potencia. Un tercer amplificador de potencia de reserva, amplificador de ondas progresivas Varian 666-B, puede ser conmutado a cualquiera de las dos vías de transmisión. La vía de recepción totalmente duplicada en sus etapas de radiofrecuencia y primera frecuencia intermedia utiliza amplificadores paramétricos criogénicamente refrigerados y amplificadores a diodo túnel. Un receptor de seguimiento y el equipo asociado de servomecanismos orientan con precisión la antena hacia el satélite. La Estación está también provista de equipos de control próximo y remoto, una planta de fuerza capaz por si sola de abastecer de energía a toda la Estación, equipo multicanal, un enlace de microondas que enlaza la Estación con Madrid y una



Fig. 5 Edificio de antena.

### \* NOTAS A LA FIGURA 6:

1. Los niveles inferiores de señal de enlace se dan para un nivel de señal de entrada de  $-90$  dBm. Los niveles de ruido se dan para una temperatura de ruido del sistema de  $50$  °K.
2. Las tolerancias sobre los niveles son la variación obtenible con los atenuadores de ajuste.
3. Los niveles superiores de señal de enlace se dan como nivel máxima posible con indicaciones de tolerancia equivalente al margen total de ajuste.
4. Las líneas gruesas indican equipo que existe.

## Estación terrena de Buitrago

torre de calibrado con equipo asociado de medida y pruebas.

La Estación tiene capacidad para transmitir simultáneamente dos portadoras de 132 canales y las de televisión (imagen y sonido) y recibir al mismo tiempo 12 portadoras de hasta 132 canales cada una y las de televisión. El equipo multicanal se ha diseñado de acuerdo con esta capacidad.

### 3. Sistema de antena

La antena parabólica utiliza el montaje acimut-elevación, que la permite orientarse en cualquier dirección y puede, si fuera necesario, seguir satélites no síncronos. El conjunto de órganos móviles está formado por el reflector principal de 25,6 metros, sub-reflector hiperbólico cassegrain y cono alimentador de antena.

Los movimientos del conjunto móvil en acimut y elevación se producen mediante dos grandes ruedas dentadas. La rueda de acimut de 5,2 metros de diámetro se halla colocada en un plano horizontal. Es movida por dos motores de corriente continua, de 40 hp cada uno, situados en puntos opuestos de la rueda y energizados por convertidores de corriente alterna a corriente continua. Estos convertidores a su vez obedecen a señales generadas por el sistema de servomecanismos. Las señales de entrada a este sistema se pueden generar localmente o provenir del receptor de seguimiento.

Sobre la rueda de acimut se ha montado un cilindro vertical y solidario a la misma, al que se unen dos piezas gemelas que forman el yugo. En los extremos de dichas piezas se apoya un eje horizontal que, en su centro y en plano vertical, lleva la rueda de elevación. Esta rueda es también movida por dos motores de corriente continua de 40 hp, energizados por convertidores, similares a los de acimut, controlados, por el sistema de servomecanismos.

Bucles en el sistema de cableado y juntas rotatorias permiten la rotación de cables y recorridos de guíaondas que llegan al cono alimentador de antena.

Las especificaciones del sistema de antena son como sigue:

Diámetro	25,6 m
Ganancia a 4 GHz	58 dB
Ganancia a 6 GHz	61 dB
Tipo	Cassegrain
Exactitud de seguimiento	0,042° para vientos de 72 km/h (velocidad promedio)
Exactitud de apuntamiento	0,059° para vientos de 72 km/h (velocidad promedio)
Velocidad de seguimiento	0,001°/seg. a 1,6°/seg.
Aceleración de seguimiento	1°/seg <sup>2</sup>
Cubrimiento angular:	
Elevación	-2° a +92°
Acimut	0 a ± 330°
Supervivencia	Para vientos de 200 km/h
Temperatura de operación	-26° C a 52° C
Modos de seguimiento	Manual, automático o programado

### 4. Sistema receptor

El sistema receptor de la Estación Terrena ha sido diseñado para asegurar la mejor calidad y máxima fiabilidad.

Las señales originadas en las Estaciones distantes, vía satélite, llegan al cono alimentador amplificadas por la ganancia de la antena y luego de un corto recorrido en guíaondas, a los amplificadores paramétricos, normal y reserva, ambos refrigerados por helio hasta una temperatura de unos pocos grados kelvin, a través de un conmutador que selecciona el amplificador paramétrico de servicio.

La salida del amplificador paramétrico, ya en cable coaxial, se lleva a un amplificador a diodo túnel, y de aquí luego a un conmutador que permite seleccionar cualquiera de las dos vías de recepción.

Estas señales en 4000 MHz llegan a los primeros convertidores de frecuencia, pasando a señales en 1ª FI — 375 MHz —. Estos convertidores son de banda ancha, 250 MHz, y se usan dos en cada vía de recepción. Uno de los convertidores traslada en frecuencia las señales recibidas en la banda 3700—3950 MHz a la banda 250—500 MHz; el otro traslada en frecuencia las señales recibidas en la banda 3950—4200 MHz a la banda 250—500 MHz. Las señales procedentes de estos primeros convertidores son encaminadas en cable coaxial a la sala de control, amplificadas, ecualizadas, posteriormente multipladas cada una de ellas, en las catorce salidas de un separador. Cada salida será luego trasladada nuevamente en los segundos convertidores a la 2ª FI — 70 MHz —, demoduladas y procesadas, ya en banda base.

Para tráfico telefónico los demoduladores utilizados son del tipo "extensión de umbral" y para televisión (imagen) del tipo "convencional". Todos los elementos del sistema receptor tienen una adecuada redundancia.

Las catorce salidas de los separadores, mencionados anteriormente, en su procesamiento, proporcionarán simultáneamente las siguientes señales:

- a) 12 portadoras de telefonía multipladas,
- b) imagen de televisión (blanco y negro o color),
- c) sonido de televisión y circuitos de coordinación,
- d) circuitos telefónicos de órdenes para cada enlace de TV y telefonía con señalización en banda,
- e) circuitos telegráficos de órdenes.

De la banda base se extraen en frecuencia vocal los circuitos de órdenes, telefónicos y telegráficos, incorporando el resto, tras una adecuada combinación y concentración, al radioenlace de microondas que lleva las señales a la terminal Madrid—Leganés y de allí mediante cable coaxial al Centro Internacional de operación de Madrid—Gran Vía.

El equipo multicanal transforma la banda base en circuitos telefónicos de frecuencia vocal.

Demoduladores FM (características de umbral):

Capacidad en nº de canales	Nivel de ruido en PWP	C/T dbw/°K
24	8.400	-154,8
	50.000	-158,8
60	8.400	-151,3
	50.000	-155,3
132	8.400	-148,5
	50.000	-152,5

Las especificaciones del sistema receptor son como sigue:

Bandas de frecuencias	3700 a 4200 MHz
Anchura de banda a 1 dB	500 MHz
Temperatura de ruido	Inferior a 50° K para una elevación de antena de 10°
Amplificador paramétrico	
Temperatura de ruido	18° K
Ganancia	30 dB
Relación señal/ruido en canal	50 dBmOp
Señal de imagen (T. V.)	
Ruido (ponderado) en banda base	55 dB
Anchura de banda a 0,25 dB	20 Hz a 5 MHz

## 5. Sistema transmisor

El sistema transmisor incluye cuatro vías de emisión, capaz cada una de ellas de procesar una señal de banda base, modular con ella una portadora de 70 MHz y trasladar en frecuencia esta señal modulada a la banda 250—500 MHz. Las señales individuales así obtenidas son luego combinadas y la señal compuesta enviada por cable coaxial al edificio de antena, donde es amplificada, ecualizada y trasladada posteriormente en frecuencia a la banda de los 6000 MHz mediante convertidores de banda ancha; cada uno de ellos cubre la mitad de la banda completa de transmisión 5925—6425 MHz. Un subsistema de amplificación de potencia, que consta de excitadores duplicados (amplificadores de onda progresiva) y tres amplificadores de alta potencia junto con elementos asociados de conmutación en radiofrecuencia, amplifican la señal en 6000 MHz, procedente de los convertidores, hasta alcanzar los 6,5 kW de potencia.

Las salidas de cualesquiera dos de los tres amplificadores de alta potencia son entonces combinadas y enviadas al cono alimentador de antena por recorrido de guíaondas.

Las especificaciones del sistema transmisor son como sigue:

Banda de frecuencia	5925 a 6425 MHz
Anchura de banda a 1 dB	500 MHz para alimentador de antena, guíaondas, excitador y amplificador de ondas progresivas de alta potencia. 70 MHz para amplificador klystron de alta potencia. 500 MHz para convertidores, en dos segmentos de 250 MHz. (La Estación actualmente está solo equipada con el convertidor que cubre la mitad superior de los 500 MHz)
Potencia de salida, final	6,5 kW
Pérdidas de transmisión en guíaondas	2,5 dB
Ganancia de antena en 6000 MHz	61 dB
Capacidad	2 portadoras de telefonía y las de TV simultáneamente.

## 6. Sistema de órdenes

El sistema de circuitos de órdenes incluye equipo multicanal y de señalización para cada vía de transmisión y recepción, proporcionando sobre cada una de ellas dos canales en frecuencia vocal, diez canales telegráficos y señalización en banda para 2280 Hz.

Las entradas en frecuencia vocal de los circuitos de órdenes a cada vía de transmisión son previamente tras-

ladadas en frecuencia y combinadas en un equipo multicanal de dos canales que proporciona una banda base en la banda 4—12 kHz. Esta banda base es luego combinada con cada una de las de telefonía o de sonido de TV siguiendo posteriormente el mismo tratamiento que éstas. En la recepción, las señales de órdenes procedentes de otras Estaciones son separadas de las bandas base de telefonía o sonido de TV mediante híbridas y filtros y luego encaminadas, ya en la banda 4—12 kHz, al equipo multicanal de órdenes mencionado anteriormente.

La Estación Terrena de Buitrago transmite sus canales de órdenes en la misma frecuencia de portadora a todas sus Estaciones corresponsales, mientras que los recibe desde ellas en frecuencias de portadora diferentes. El origen de las llamadas de órdenes de entrada se muestra en paneles indicadores situados en la consola de control.

### 6.1 Plan de frecuencias de la Estación

Las frecuencias de portadora en recepción y transmisión son determinadas por los segundos convertidores que trasladan en frecuencia las señales en la banda de 375 MHz, donde cada frecuencia de portadora tiene su asignación, a la frecuencia fija de 70 MHz o viceversa, permitiendo de este modo una gran flexibilidad para cambios de frecuencia. La tabla 1 muestra la configuración de la banda base de telefonía para cada capacidad en canales de los enlaces.

Tabla 1 — Bandas base de telefonía.

Capacidad (canales)	Banda base (kHz)
12	12 a 60
24	12 a 108
36	12 a 156
48	12 a 204
60	12 a 252
84	12 a 348
132	12 a 552

Estas capacidades en canales pueden modificarse para satisfacer una densidad de tráfico mayor o menor reemplazando los filtros paso bajo y las redes de preénfasis y de énfasis en la vía de transmisión o recepción apropiada.

## 7. Sistema de seguimiento

La antena sigue automáticamente al satélite mediante su sistema de seguimiento, del tipo mono-impulso sensible en amplitud, que recibe y procesa una señal faro de frecuencia fija emitida por el satélite. El sistema alimentador de antena con su comparador asociado extrae de la señal faro tres señales componentes: suma, diferencia de acimut y diferencia de elevación. La señal suma se separa de la señal de comunicaciones mediante híbridas y filtros, mientras que las dos señales diferencia salen ya discriminadas del comparador. Estas tres señales, después de trasladadas en frecuencia a 70 MHz en el cono alimentador, llegan por cables coaxiales al receptor de seguimiento en la sala de control. Este procesa las señales y genera a partir de ellas señales de error en acimut y elevación, las cuales, atacando al

sistema de servomecanismos de antena, hacen corregir de forma continua el apuntamiento de la misma para que sea exacto. Los controles para apuntar manualmente la antena están instalados en la consola de control, así como también indicadores y conmutadores de selección de los diversos modos de operación.

Las especificaciones del sistema de seguimiento son como sigue:

Tipo	Mono-impulso sensible en amplitud
Banda de frecuencias	3700 a 4200 MHz
Factor de ruido en los canales diferencia	8 dB
Frecuencias de trabajo	3967 y 3933,2 MHz
Anchura de banda en F. I.	1 MHz (en la F. I. de 9,8 MHz)
Anchura de banda en el bucle de control de fase	500 a 4000 Hz
Margen de enganche	$\pm 0,15$ MHz
Umbral	-140 dBm
Exactitud de rastreo	0,042 para vientos de 72 km/h (velocidad promedio)

### 8. Consola de control

La consola o pupitre de control (Fig. 7) es el centro de operaciones de la Estación. Desde ella se puede supervisar y controlar los equipos de transmisión y recepción, la planta de fuerza y la operación de la antena.

La consola incluye:

#### a) Para supervisión de la antena

Selectores de modos de operación, mandos de posición y movimiento de antena e indicadores analógicos y digitales de posición.

#### b) Para supervisión de la planta

Sistema completo de alarmas indicadoras, indicador de adquisición del satélite e indicadores de límites de movimiento.

#### c) Para control del equipo emisor-receptor y planta de fuerza

Supervisión automática y control remoto de la planta

de fuerza. Indicación de estado de las vías de emisión en servicio, indicación de estado de las vías de recepción en servicio, conmutadores para selección de canales de órdenes, indicadores del control automático de ganancias y receptores, control de todo el sistema de guíasondas y conmutadores coaxiales, control del generador de modos de prueba utilizado en la Estación para pruebas internas en bucle.

Sobre la consola un reloj digital muestra la hora exacta GMT.

### 9. Planta de fuerza

La planta de fuerza se ha proyectado para una operación continua de veinticuatro horas diarias e incluye un sistema automático de arranque de los generadores diesel de reserva, así como otro de no interrupción que asegura un suministro de energía sin cortes.

La planta de fuerza está constituida por tres generadores diesel de 310 kVA cada uno, que constituyen el sistema de reserva del suministro de energía eléctrica comercial. En caso de fallo de la energía comercial, el sistema de no interrupción, energizado por baterías, tomará la carga de los equipos de comunicaciones hasta que los generadores diesel arranquen automáticamente y sincronicen en frecuencia a la de línea.

Como sistema de reserva para la nueva Estación que se instalará, se están añadiendo dos nuevos generadores diesel y un segundo sistema de no interrupción.

Cuando se equipe completamente, la planta de fuerza consistirá, por consiguiente, en cinco generadores diesel gemelos de 310 kVA y dos sistemas de no interrupción. La línea de alta tensión para el suministro de energía eléctrica comercial, 66.000/20.000 voltios y con capacidad para suministrar un mínimo de 1500 kVA, procede de San Agustín a 40 km de la Estación. Los 20.000 voltios de línea son transformados a 208 voltios para su utilización en la Estación en la planta transformadora asociada al edificio de fuerza de la misma.

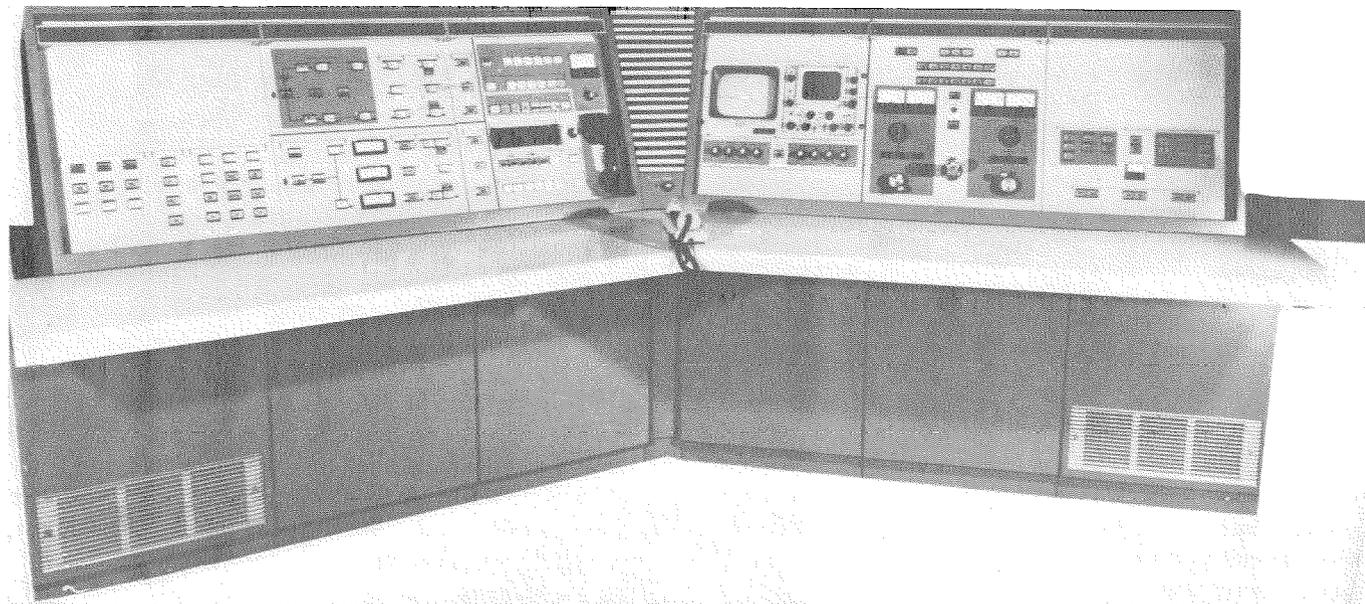


Fig. 7 Consola de control.

### 10. Radioenlace Buitrago — Madrid (Leganés)

La conexión de la Estación de Buitrago con Madrid se hace por un radioenlace de microondas, operando en la banda de los 7000 MHz, equipado en transmisión y recepción con dos vías de 3000 canales cada una. Por cualquiera de estas vías puede cursarse un canal de televisión monocromática o en color, con su programa de sonido y circuitos de órdenes asociados.

Para tener visibilidad con la Estación terminal de Leganés se utiliza un repetidor. Situado en Matachines a 11 km de la Estación, este punto sirve al mismo tiempo como estación de calibrado para la antena.

El equipo terminal de microondas de Buitrago, alojado en la sala de control, enlaza, por recorrido guíaondas, con la pegueña antena parabólica, situada en la torre adosada, a la que entrega 1 vatio de salida aproximadamente.

Las antenas de la estación repetidora de Matachines, compuestas por reflectores pasivos situados en su torre y parabólicas a nivel de suelo — para evitar pérdidas en guíaondas — relevan, amplifican y envían las señales a la estación terminal de Leganés, asimismo equipada con antena parabólica montadas sobre una torre metálica.

Por estar situada la estación repetidora de Matachines en una cota de 1145 metros donde la nieve y la lluvia pudieran acumularse en las parabólicas, se ha protegido a éstas mediante unas cubiertas cónicas de plástico, con elementos calefactores en su interior.

En la estación terminal de Leganés las señales son encaminadas por cable coaxial al Centro Internacional de operación de Madrid — Gran Vía, donde el equipo multicanal convierte la banda base en circuitos de frecuencia vocal.

Las especificaciones básicas del radioenlace son como sigue:

Potencia del Transmisor	1 vatio
Factor de ruido del receptor	12 dB máximo
Frecuencia intermedia	70 MHz
Anchura de banda en F. I.	25 MHz

**Vicente San Miguel** nació en Vitoria (Alava), España, en 1934 y es Ingeniero Superior de Telecomunicación.

Incorporado en 1962 a la Compañía Telefónica Nacional de España (CTNE), ha sido Jefe de la Estación Terrena de Griñón durante su participación en el Proyecto Relay, director de proyecto para las Estaciones de Maspalomas y Buitrago-Atlántico y ha participado activamente, representando a CTNE, en numerosas reuniones internacionales, a nivel europeo y mundial, relacionadas con las comunicaciones por satélite, y en especial en las del Comité Interino de Intelsat.

Actualmente y desde 1969 es Sub-Director del Servicio Internacional de CTNE, siendo responsable entre otras funciones, de la supervisión de proyectos de enlaces internacionales por satélite, onda corta y cable submarino.

**David E. Hershberg** nació en Albany, Nueva York, en 1937. Obtuvo el grado BS en ingeniería eléctrica en el Rensselaer Polytechnic Institute y el grado MS en la Universidad de Columbia, más el grado MS en ciencia de la dirección en el Stevens Institute.

Ingresó en ITT Federal Laboratories en 1959 y trabajó en el diseño, instalación y pruebas de estaciones terrenas de comunicaciones por satélites y transmisores de microondas de alta potencia.

El Sr. Hershberg es actualmente Director asociado de ingeniería de ITT Space Communications Division.

**Henry E. Struck** nació en Newark, New Jersey, en 1926. Obtuvo el grado de B. S. en Ingeniería Eléctrica en la Bucknell University y el grado M. S. en el Newark College of Engineering.

Ha servido en las fuerzas aéreas de USA desde 1944 a 1946.

Ingresó en ITT en 1949 como ingeniero y llegó a jefe de proyecto en 1956. Su puesto actual es director de proyecto de la estación terrestre en España en nombre de ITT Space Communications Division.

# Estación terrena de Indonesia\*

D. E. HERSHBERG

ITT Space Communications Division, Ramsey, New Jersey, USA

## 1. Introducción

La estación terrena de Madrid descrita en un artículo anterior es una estación completa diseñada para operar con satélites Intelsat II y modificada posteriormente para trabajar con satélites Intelsat III. La estación terrena de Indonesia descrita aquí fue la primera construida desde un principio para el sistema Intelsat III.

La estación terrena de Indonesia fue construida por ITT Defense Communications Division mediante un contrato de PT Indosat Corporation, compañía subsidiaria de ITT World Communications.

La estación terrena está diseñada para operar con satélites Intelsat III formando parte de la red global de comunicaciones por satélite administrada por International Telecommunication Satellite Consortium (Intelsat).

La estación está situada en Yatiluhur, en la isla de Java, aproximadamente a 48 kilómetros al sudeste de

Yakarta, Indonesia. Funcionará inicialmente con el satélite Intelsat III F3 que será colocado sobre el océano Indico a  $62^\circ$  oeste, aproximadamente.

La estación comunicará con estaciones en Europa, sudeste de Asia, Australia y Japón con telefonía de alta calidad, registro y servicio de televisión.

Una vista general de la estación se muestra en la figura 1 y un diagrama de bloques en la figura 2.

## 2. Equipo

El terminal terreno completo consta de los elementos principales siguientes:

- subsistema de antena,
- equipo de comunicaciones terreno,
- subsistema múltiplex y de canales de órdenes,
- subsistema terrestre,
- energía y equipo auxiliar de la estación.

El subsistema de antena consiste en un reflector, con capacidad de movimiento total, de 27,5 metros de diámetro montado en una configuración azimutal. La antena

\* Este artículo se basa en los trabajos desarrollados bajo el patrocinio de International Telecommunications Satellite Consortium (INTELSAT). Las opiniones expresadas son las de sus autores y pueden no coincidir con las de INTELSAT.

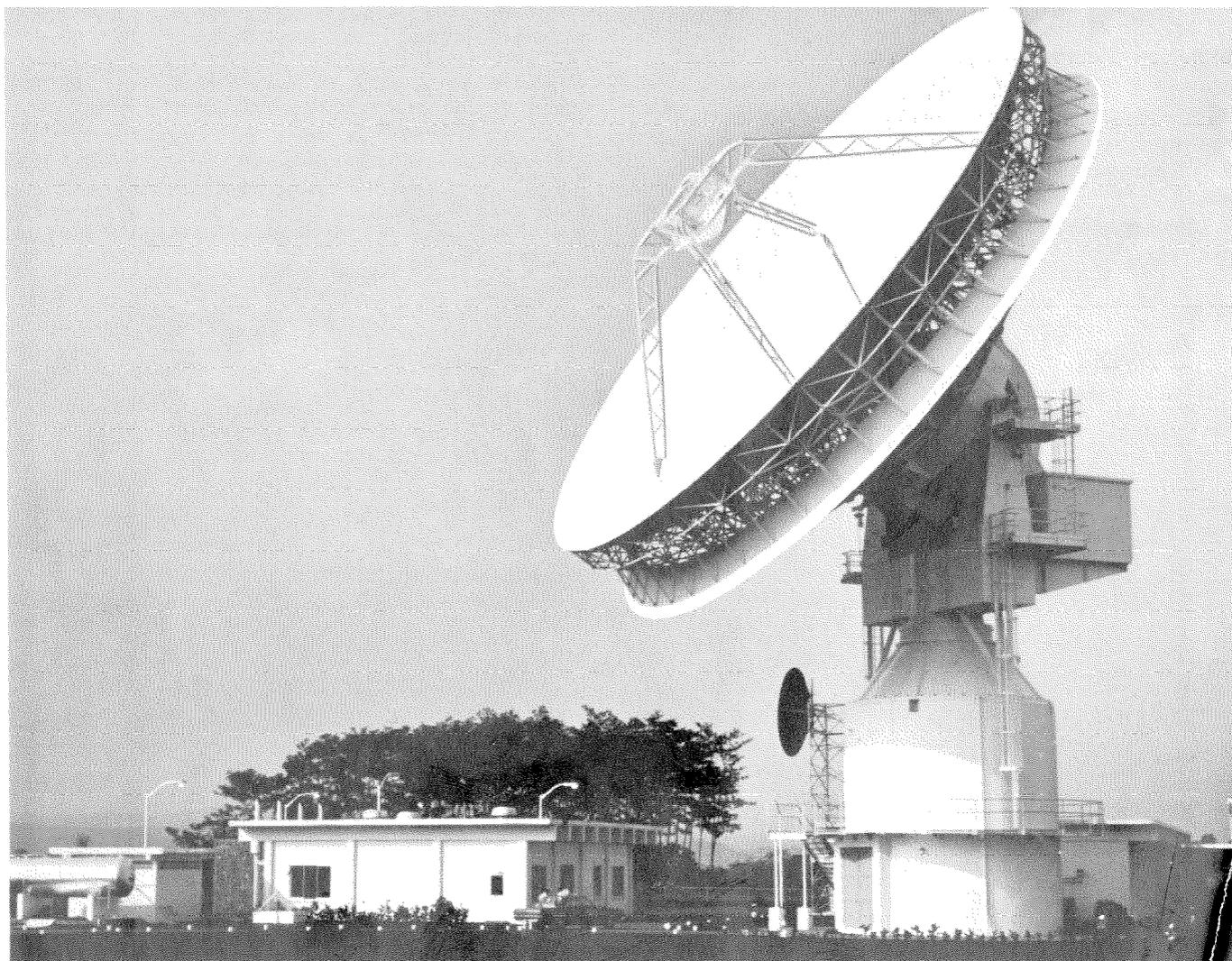


Fig. 1 Estación terrena de Indonesia.

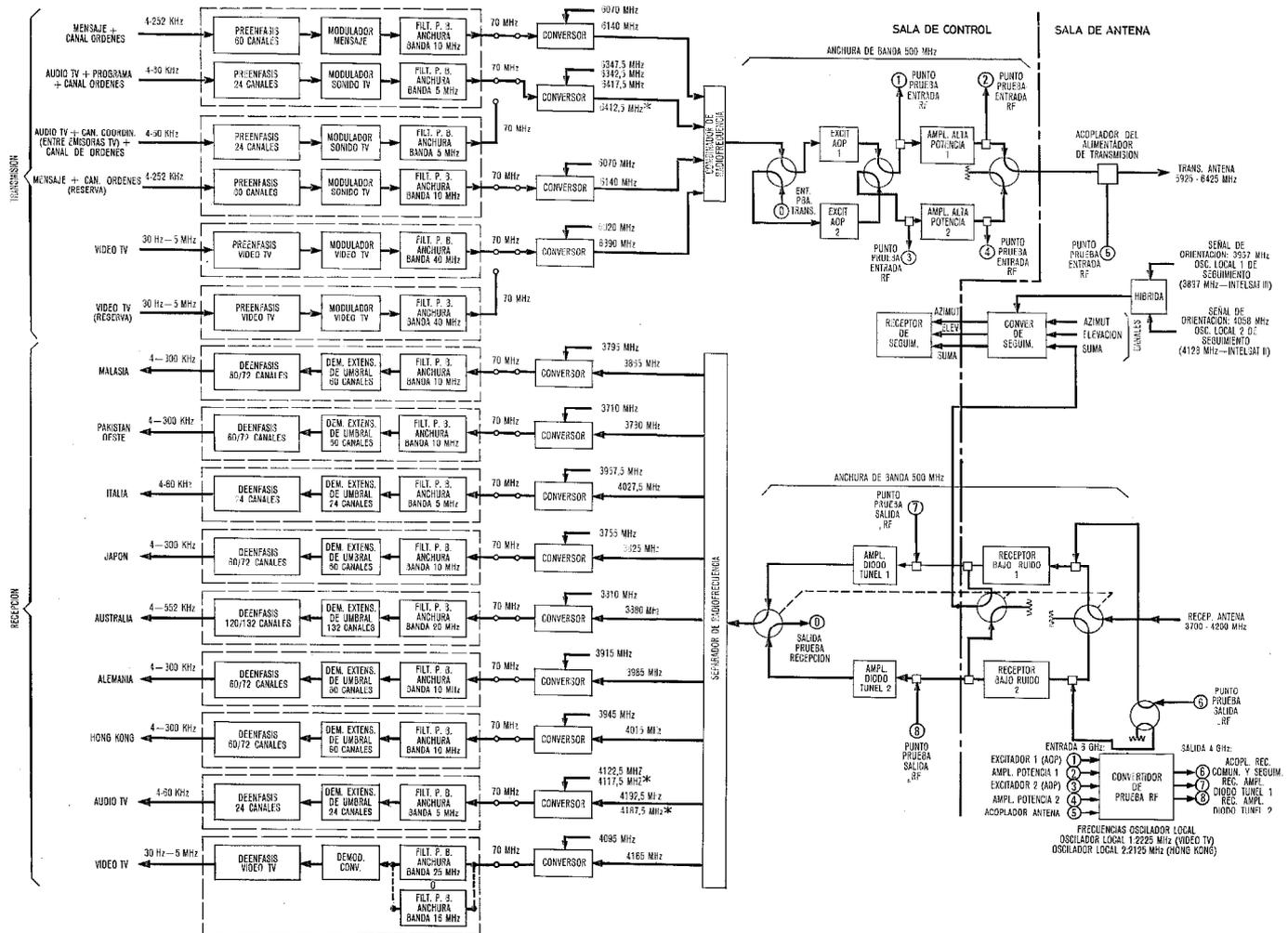


Fig. 2 Diagrama de bloques.

\* Utilizado para canal de coordinación cuando está presente la portadora de programa audio TV.

NOTA: Eventualmente la frecuencia de seguimiento del oscilador local 2 (3863,4 MHz) será alternativa para la frecuencia de la señal de orientación del Intelsat III en el océano Indico (3932,4 MHz) o reserva para el oscila-

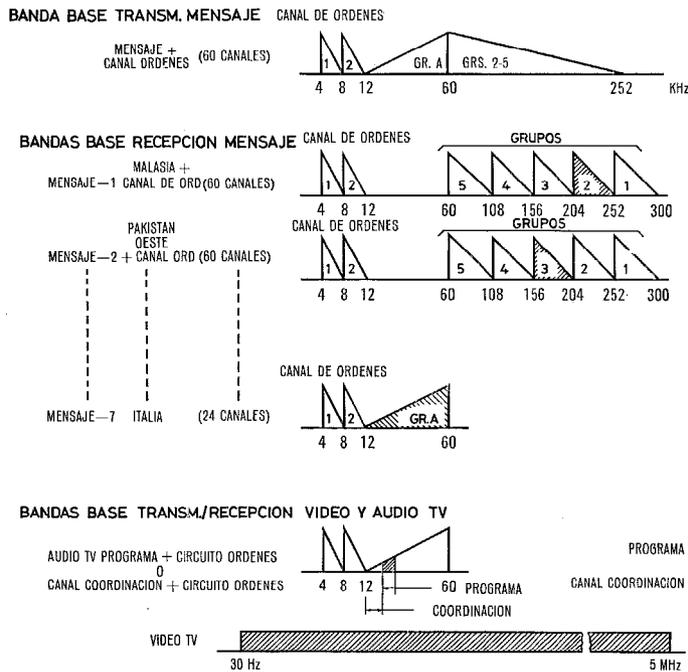
dor local 1. Para el satélite Intelsat III del Pacifico utiliza una frecuencia del oscilador local de seguimiento de 3863,198 MHz para una frecuencia de señal de orientación de 3933,198 MHz.

emplea reflectores primario y secundario modificados (respecto de la antena Cassegrain típica) junto con un alimentador de gran eficacia, lo que permite obtener un rendimiento del 70% y una característica de bajo ruido. Las señales recibidas se amplifican primero en un amplificador paramétrico de bajo ruido montado en una habitación situada directamente detrás del vértice de la antena. Con objeto de tener redundancia se han suministrado dos amplificadores paramétricos. La temperatura de ruido del amplificador es de 20° Kelvin aproximadamente. La relación de ganancia a temperatura de ruido del sistema (G/T) es superior a 40,7 dB con ángulos de elevación de 5° o superiores. Los amplificadores están situados en una placa plana unida al reflector y que puede girar en elevación. Esta placa se encuentra situada a través de la habitación de equipo superior la cual está fija en elevación y puede girar en azimut. Posteriormente, las señales recibidas se amplifican en amplificadores de diodo tunel y se transmiten mediante un enlace de guíaondas a la sala de control situada junto a la estructura de antena. La anchura de banda recibida es de 3,7 a 4,2 GHz.

En la sala de control un divisor de potencia separa la señal recibida en 16 caminos distintos. 8 convertidores a menores frecuencias están conectados al divisor para recibir 6 portadoras de mensaje, una portadora TV video y una portadora TV sonido, y para convertir las señales recibidas a la frecuencia intermedia de 70 MHz. Cada portadora recibida representa una portadora de destino múltiple transmitida desde un país distinto. Las portadoras TV video y TV sonido son las mismas para todas las estaciones y utilizadas por todas ellas. Para demodular a banda base las portadoras recibidas, se utilizan 7 demoduladores de extensión de umbral de capacidad de canales ajustable y que emplean modulación de frecuencia con realimentación. Para TV video se utiliza un demodulador convencional.

En la figura 3 se muestra el esquema de modulación de banda base y en la figura 4 el plan de frecuencias. La estación terrena envía todo su tráfico sobre una banda base única con capacidad hasta 132 canales y la estación distante demodula la banda base completa y demultiplexa cualquiera de aquellos canales dedicados al tráfico de Indonesia. Cada portadora contiene dos cir-

# Estación terrena de Indonesia



PORTADORAS RECEPCION FRECUENCIAS	PORTADORAS TRANSMISION FRECUENCIAS
	6140 MHz
3865 MHz	
3780	
4027,5	
4192,5	6417,5
4187,5	6412,5
4165	6390

Fig. 3 Esquema de modulación de la banda base.

cuitos de canales de órdenes de voz y hasta 10 circuitos de canales de órdenes de teletipo. Se han proporcionado siete conjuntos de equipo de canales de órdenes con un sistema de conmutación telefónico y de teletipo.

Las bandas base de mensaje recibidas son repetidas desde el canal de órdenes y trasladadas a frecuencias bucle de 60 a 108 kHz mediante modems de supergrupo. Cada grupo se procesa a través de un filtro paso bajo y a continuación se traslada a una banda base única mediante más modems de supergrupo para su transmisión a Yatiluhur, vía un sistema de microondas de dos tramos que también se ha suministrado.

La banda base de transmisión se junta en Yatiluhur y se envía a la estación mediante un enlace de microondas. En la estación se añade el canal de órdenes a la banda base de mensaje, junto con una señal de dispersión automática de la energía que mantiene constante la carga de la banda base. La banda base modula una portadora de 70 MHz que a continuación se convierte a frecuencias superiores en la región de los 6 GHz. Se han proporcionado moduladores de mensaje y convertidores a altas frecuencias redundantes. Un combinador híbrido añade las portadoras de TV a la portadora de mensaje para la transmisión simultánea a través del subsistema amplificador de alta potencia. El subsistema amplificador de alta potencia consiste en un excitador de 25 vatios y un amplificador de tubo de ondas progresivas de 8 kW operado a una salida máxima de 2 kW. La salida del transmisor se conecta a través de un conjunto de guíaondas al alimentador de transmisión, que junto con el sistema reflector tiene una ganancia de 62 dB.

Se ha proporcionado un sistema completo de energía para casos de emergencia, consistente en cuatro generadores de 311 kVA y equipo de conmutación asociado.

En la tabla 1 se da un conjunto de especificaciones de Intelsat que deben cumplir todas las estaciones terrenas actualmente en construcción. La estación terrena de Indonesia cumple o excede todos estos requerimientos.

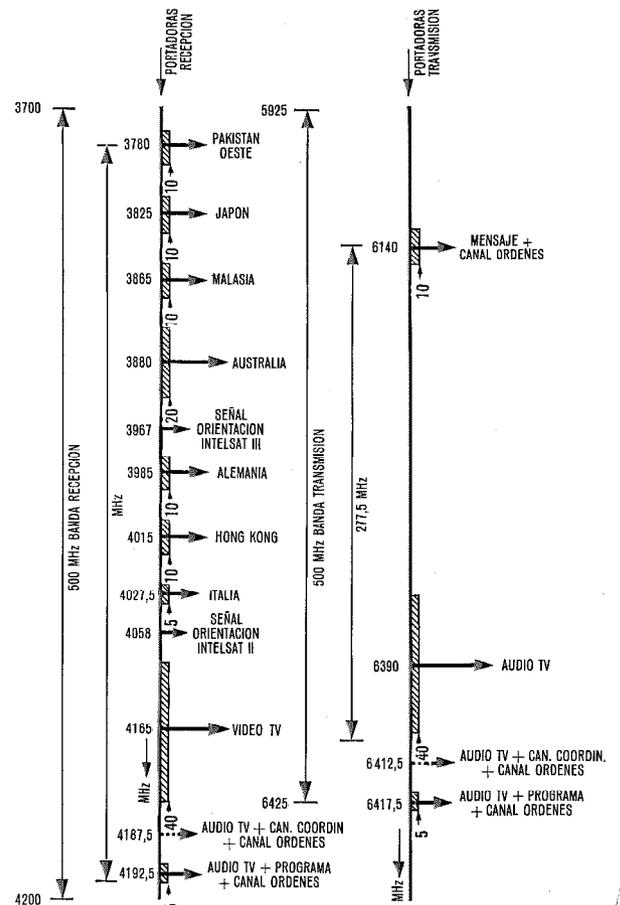


Fig. 4 Estación terrena de Indonesia. Portadoras comunes.

Tabla 1 - Resumen de especificaciones

Especificación	Especificación* ICSC		Especificación ITT	
Relación ganancia a temperatura de ruido a 5° de elevación	40,7 dB		41,5 dB	
Ganancia de la antena en recepción a 4 GHz	57 dB		59,5 dB	
<i>Diagrama de lóbulos laterales de la antena</i>				
Primer lóbulo lateral de transmisión	-14 dB		-14 dB	
Lóbulos laterales de transmisión a más de 1°	-29 dB		-29 dB	
Primer lóbulo lateral de recepción	-14 dB		-14 dB	
Lóbulos laterales de recepción a más de 1°	-26 dB		-26 dB	
<i>Polarización de antena</i>				
Capacidad de movimiento de la antena	Circular ±10° cada eje		Circular Cubrimiento total en ambos ejes	
<i>Anchura de banda del sistema receptor</i>				
	3,7 a 4,2 GHz		3,7 a 4,2 GHz	
<i>Anchura de banda del sistema transmisor</i>				
	5,925 a 6,425 GHz		5,925 a 6,425 GHz	
Potencia radiada isotrópica efectiva (EIRP) 132 canales	82,2 dBW		97 dBW disponibles	
Potencia radiada isotrópica efectiva (EIRP) TV	86,0 dBW		97 dBW disponibles	
<i>Tolerancia de frecuencia</i>				
Mensaje	±150 kHz		± 80 kHz	
TV	±250 kHz		±150 kHz	
<i>Salida de RF en emisión fuera de banda</i>				
Espúreos	+ 4 dBW		+ 4 dBW	
Intermodulación	+20 dBW		+20 dBW	
	+23 dBW		+25 dBW	
<i>Características del demodulador</i>				
	8400 pW por grado Kelvin	50.000 pW por grado Kelvin	8400 pW por grado Kelvin	50.000 pW por grado Kelvin
24 canales	-154,8	-158,8	-154,8	-158,8
60 canales	-151,3	-155,3	-151,3	-155,3
132 canales	-148,5	-152,5	-148,5	-152,5
<i>Retardo de grupo</i>				
	Lineal ns/MHz	Parabólico ns/MHz <sup>2</sup>	Lineal ns/MHz	Parabólico ns/MHz <sup>2</sup>
5 MHz	6	1,0	6	1,0
10 MHz	1,2	0,7	1,2	0,7
20 MHz	0,3	0,1	0,3	0,1
40 MHz	0,1	0,025	0,1	0,025

\* Interim Communication Satellite Consortium.

Se ha suministrado un equipo de pruebas integrado en la estación, que consiste en un simulador de satélite capaz de muestrear una señal de salida y convertirla a la banda de recepción para inyectarla en distintos puntos del receptor. Se ha proporcionado un equipo de medida del ruido del sistema y un juego completo de equipo de pruebas típico de microondas, de comunicaciones y de medida en general. Se han proporcionado medios para interconexión de equipo para pruebas y para conexión del equipo redundante.

**David E. Hershberg** nació en Albany, Nueva York, en 1937. Obtuvo el grado BS en ingeniería eléctrica en el Rensselaer Polytechnic Institute y el grado MS en la Universidad de Columbia, más el grado MS en ciencia de la dirección en el Stevens Institute.

Ingresó en ITT Federal Laboratories en 1959 y trabajó en el diseño, instalación y pruebas de estaciones terrenas de comunicaciones por satélites y transmisores de microondas de alta potencia.

El Sr. Hershberg es actualmente Director asociado de ingeniería de ITT Space Communications Division.

# International Telephone and Telegraph Corporation compañías principales y subsidiarias

## NORTE-AMERICA

### Fabricación - Ventas - Servicio

#### Canadá

- ITT Canada Limited, Guelph and Toronto, Ont. (1946)  
Telecommunications: Edmonton, Alta.; Regina, Sask.; Winnipeg, Man. Defense: Guelph, Ont.  
Barton Instruments Ltd. (Canada), Calgary, Alta. (1962)  
Cannon Electric (Canada), Ltd., Toronto, Ont. (1951)  
ITT Industries of Canada, Ltd., Guelph, Ont. (1967)  
General Controls Company (Canada), Ltd., Guelph, Ont. (1953)  
Gremar (Canada), Ltd., Toronto, Ont.  
Lustra Lighting Ltd. (Canada), Toronto, Ont. (1959)  
Royal - Canada, St. Jerome, P. Q. (1958)  
Wakefield Lighting Ltd. (Canada), Londres, Ont. (1953)

#### Estados Unidos

- American Electric Manufacturing Corporation, Southaven, Miss. (1954)  
ETC, Incorporated, Cleveland, Ohio (1955)  
Federal Electric Corporation, Paramus, N. J. (1945)  
ITT Technical Services, Inc., Paramus, N. J. (1958)  
Intelx Systems Incorporated, Paramus, N. J. (1947)  
Grinnell Corporation, Providence, R. I. (1850)  
International Standard Electric Corporation, New York, N. Y. (1918)  
International Telephone and Telegraph Corporation, Sud America, New York, N. Y. (1929)  
ITT Abrasive Products Company, Triffin, Ohio (1899)  
ITT Advanced Mechanization Laboratory, Freehold, N. J. (1967)  
ITT Aerospace/Optical Division, San Fernando, Calif. y Fort Wayne, Ind. (1957)  
ITT Arctic Services, Inc., Paramus, N. J. (1969)  
ITT Arkansas Division, Camden, Ark. (1962)  
ITT Avionics Division, Nutley, N. J. (1967; pred. co. 1909)  
ITT Blackburn, St. Louis, Mo. (1932)  
ITT Cable Division, San Diego, Calif. (1970)  
ITT Cannon Electric (division), Los Angeles, Santa Ana y Burbank, Calif.; Phoenix, Ariz.; Monroe, La. (1915)  
ITT Gremar, Woburn, Mass. (1947)  
ITT Commercial Services Inc., Paramus, N. J. (1969)  
ITT Communications Equipment and Systems Division, New York, N. Y. (1969)  
ITT Controls and Instruments Division (General Controls), Glendale, Calif. (1966)  
Aerospace Controls, Burbank, Calif. (1930)  
Residential and Industrial Controls, Glendale, Calif. (1930)  
ITT Data Equipment and Systems Division, East Rutherford, N. J. (1969)

- ITT Data Services (division), Paramus, N. J. (1965)  
ITT Defense Communications Division, Nutley, N. J. (1967; pred. co. 1909)  
ITT Electron Tube Division, Easton, Pa.; Roanoke, Va.; Fort Wayne, Ind.; San Fernando, Calif. (1962)  
ITT Electro-Physics Laboratories Inc., Hyattsville, Md. (1966)  
ITT Environmental Products Division, Philadelphia, Pa. (1966)  
Barton Instruments, Monterey Park, Calif. (1925)  
ITT Snyder, Houston, Tex. (1948)  
Hammel-Dahl, Warwick, R. I. (1940)  
Henze Service, Moonachie, N. J. (1939)  
Nesbitt, Philadelphia, Pa. (1917)  
Hayes, Torrance, Calif. (1941)  
Reznor, Mercer, Pa. (1888)  
ITT Export Corporation, New York, N. Y. (1962)  
ITT Federal Support Service Inc., Richland, Wash. (1965)  
ITT Fluid Handling Division, Morton Grove, Ill. (1966)  
Bell & Gosset Hydronics, Morton Grove, Ill. (1916)  
Jabsco, Costa Mesa, Calif. (1941)  
Marlow, Midland Park, N. J. and Longview, Tex. (1924)  
Peters & Russel Inc., Springfield, Ohio (1928)  
Stover, Freeport, Ill. (1907)  
ITT Gilfillan Inc., Los Angeles, Calif. (1912)  
ITT Industries Inc., New York, N. Y. (1963)  
ITT Jennings (division), San José, Calif. (1942)  
ITT Lamp Division, Lynn, Mass. (1968)  
Champion, Lynn and Danvers, Mass.; Kezar Falls, Me. (1900)  
Lustra Lighting, East Rutherford, N. J. (1934)  
ITT Lighting Fixture Division, Vermilion and Cleveland, Ohio; Long Island City, N. Y. (1906; pred. co. 1882)  
ITT Mackay Marine (division), Clark, N. J. (1927)  
ITT Mobile Communications, Clark, N. J. (1970)  
ITT Rayonier Incorporated, New York, N. Y. (1937)  
ITT Richland, Richland, Wash. (1965)  
ITT Royal Electric Division, Pawtucket and Woonsocket, R. I. (1921)  
ITT Semiconductors (division), West Palm Beach, Fla. and Lawrence, Mass. (1962)  
ITT Space Communications Inc., Ramsey, N. J. (1968)  
ITT Surprenant Division, Clinton, Mass. (1946)  
ITT Telecommunications (division), New York, N. Y.; Corinth, Miss.; Milan, Tenn.; Raleigh, N. C.; Oak Brook, Ill. (1952)  
ITT Terryphone Corporation, Harrisburg, Pa. (1946)  
ITT Thompson Industries Inc., Southfield, Mich. (1915)  
Pennsylvania Glass Sand Corporation, Berkeley Springs, W. Va. (1869)  
Transportation Displays, Incorporated (TDI), New York, N. Y. (1938)  
U. S. Telephone and Telegraph Corporation, New York, N. Y. (1965)

## Jamaica

- ITT Standard Electric of Jamaica Ltd., Yallahs (1963)

## México

- ITT de México, S. A. de C. V., México City (1966)  
Industria de Telecomunicación, S. A. de C. V., Naucalpan y Toluca (1957)  
ITT Industrial, S. A. de C. V., México City, Monterrey, Tlalnepanila (1949)  
Standard Eléctrica de México, S. A., México City (1953)

## Panamá

- ITT Standard Electric of Panama, S. A., Panama City (1963)

## Puerto Rico

- ITT Caribbean Manufacturing Inc., Rio Piedras (1962)  
ITT Caribbean Sales and Service Inc., Rio Piedras (1961)

## Operaciones telefónicas

### Islas Virgenes

- Virgin Islands Telephone Corporation, Charlotte Amalie (1959)

### Puerto Rico

- Puerto Rico Telephone Company, San Juan (1914)

## SUD-AMERICA

### Fabricación - Ventas - Servicio

#### Argentina

- Compañía Standard Electric Argentina, S. A. I. C., Buenos Aires (1919)  
ITT Latin America Inc. (Area Headquarters), Buenos Aires (1967)

#### Bolivia

- International Standard Electric of New York Limited (Bolivia), La Paz (1968)

#### Brasil

- Standard Eléctrica, S. A., Río de Janeiro (1937)

#### Chile

- Compañía Standard Electric, S. A. C., Santiago (1942)

#### Colombia

- ITT Standard Electric de Colombia, S. A., Bogotá (1963)

#### Ecuador

- International Standard Electric of New York Limited (branch), Quito (1962)

#### El Salvador

- ITT de Centro América, S. A., San Salvador (1968)

#### Perú

- ITT del Perú, S. A., Lima (1968)

#### Surinam

- ITT Standard Electric Surinam N. V., Paramaribo (1965)

**Uruguay**

ITT Standard Electric of New York Limited (branch), Montevideo

**Venezuela**

ITT de Venezuela C. A., Caracas (1957)

**Operaciones telefónicas****Chile**

Compañía de Teléfonos de Chile, Santiago (1930)

**EUROPA****Fabricación - Ventas - Servicio****Alemania Federal**

Deutsche ITT Industries GmbH, Freiburg (1952)  
 Dräger GC Regelungstechnik GmbH, Essen (1958)  
 Intermetall GmbH, Freiburg (1952)  
 Standard Elektrik Lorenz Aktiengesellschaft, Stuttgart (1879)  
 Graetz Kommanditgesellschaft, Altena (1947), y otras subsidiarias  
 Alfred Taves GmbH, Frankfurt (1906)  
 Dr. Hermann E. Mueller Metallwarenfabrik, Bergneustadt (1930)  
 Grohe Handels GmbH, Frankfurt (1911)  
 Friedrich Grohe GmbH Armaturenfabrik KG, Hemer (1948)

**Austria**

ITT Austria - Internationale Telephon und Telegraphen Gesellschaft mbH, Viena (1884)  
 Radiofabrik Ingelen, Figer & Co., Viena (1966)

**Bélgica**

Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes (1882)  
 IVAC, S. A.; Bruselas  
 Promedia (S. A.), Hoboken (1968)  
 ITT Europe Inc. (Area Headquarters), Bruselas (1960)  
 ITTE - Grupos  
 Componentes, Productos varios, Servicio de datos, Servicio de entrenamiento, Servicio financiero, Productos alimenticios, Productos industriales, Comunicaciones privadas, Semiconductores.  
 ITT Standard, S. A. (branch), Bruselas (1961)

**Dinamarca**

Standard Electric Aktieselskab, Copenhagen (1931)

**España**

Compañía Internacional de Telecomunicación y Electrónica, S. A., Madrid (1961)  
 Compañía Radio Aérea Marítima Española, S. A., Madrid (1931)  
 Marconi Española, S. A., Madrid (1917)  
 Standard Eléctrica, S. A., Madrid (1926)

**Finlandia**

Standard Electric Puhelinteollisuus Oy, Helsinki (1940)

**Francia**

Cannon Electric France, S. A., Toulouse y París (1962)  
 Claude, París (1930)  
 Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, París (1392)  
 Compagnie Générale de Métrologie, Annecy (1942)  
 Graetz-France, Boulogne-Billancourt (1962)  
 Laboratoire Central de Télécommunications, París (1945)  
 Laboratoire Central de l'Eclairage, París (1968)  
 Le Matériel Téléphonique, París (1889)  
 MTI, S. A., París (1940)  
 Océanic-Radio, París y Chartres (1946)  
 Société des Produits Industriels ITT, París (1964)  
 CFRO, París (1954)  
 Société Industrielle de Composants pour l'Electronique, Levallois-Perret (1963)

**Grecia**

ITT Hellas, A. E., Atenas (1965)

**Italia**

Fabbrica Apparecchiature per Comunicazioni Elettriche Standard S. p. A., Milán (1909)  
 Società Impianti Elettrici Telefonici Telegrafici e Costruzioni Edili S. p. A., Florencia (1931)  
 La Base S. p. A., Milán (1961)

**Noruega**

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Oslo (1915)

**Países Bajos**

Nederlandsche Standard Electric Maatschappij N. V., La Haya (1911), y compañías afiliadas

**Portugal**

Standard Eléctrica, S. A. R. L., Lisboa (1932)  
 Fabricação de Conjuntos Electrónicos-FACEL, Cascais (1967)  
 Rabor Construções Eléctricas S. A. R. L., Ovar (1945)

**Reino Unido**

Cannon Electric (Great Britain) Ltd., Basingstoke (1952)  
 Creed and Company Limited, Brighton (1912)  
 Electrical Components (Holdings) Limited, Birmingham (1918)  
 ITT Industries Limited, Londres (1964)  
 Maclaren Controls Limited, Glasgow (1844), y otras subsidiarias  
 Standard Telephones and Cables Limited, Londres (1883)  
 Standard Telecommunication Laboratories Limited, Londres (1945), y otras subsidiarias  
 Submarine Cables Ltd., Londres

**Suecia**

IKO Forsaljnings-Aktiebolag, Grimsas (1947)  
 Joel Olssons Elektriska AB, Estocolmo (1927)  
 AB Eljo Plastindustri, Bastad (1951)

Standard Radio & Telefon AB, Barkarby (1938)  
 Stenberg-Flygt AB, Lindas (1901)

**Suiza**

Intel S. A., Basilea (1961)  
 ITT Standard, S. A., Basilea (1964)  
 Standard Téléphone et Radio, S. A., Zurich (1935)  
 Müller-Barbieri AG, Wettswil (1959)  
 Steiner S. A., Berna (1927)

**AFRICA Y ORIENTE MEDIO****Fabricación - Ventas - Servicio****ITT Africa y Oriente Medio**

(division de ITT Europe Inc.)  
 Area Headquarters, Londres (1966)

**Argeria**

Société Algérienne de Constructions Téléphoniques, Argel (1947)

**Congo**

Bell-Congo, S. C. A. R. L., Kinshasa (1967)

**Irán**

ITT Iran, S. A., Teherán (1955)

**Marruecos**

ITT Maroc, S. A., Casablanca (1967)

**Nigeria**

ITT Nigeria Limited, Apapa (1957)

**República de Sud-Africa**

Standard Telephones and Cables (South Africa) Limited, Boksburg East (1956)  
 ITT Supersonic South Africa (Pty.) Limited, Boksburg (1951)

**Rodesia**

Supersonic Radio Mfg. Co. (Pty.) Limited, Bulawayo (1950)

**Tunez**

ITT Hotel Corporation of Tunisia, Tunez (1967)

**Turquia**

Standard Elektrik ve Telekomunikasyon Limited, Sirketi, Ankara (1956)

**Zambia**

ITT (Zambia) Limited, Lusaka (1967)  
 ITT Supersonic Zambia Limited, Livingstone (1965)

**Oficinas regionales de ITT Africa y el Oriente Medio**

Luanda, Angola; y Beirut, Libano

**EXTREMO ORIENTE Y PACIFICO****Fabricación - Ventas - Servicio****Australia**

ITT Oceania Pty. Limited, Sidney (1966)  
 Standard Telephones and Cables Pty. Limited, Sidney (1895)

**Filipinas**

ITT Philippines Incorporated, Makati, Rizal (1960)

## Compañías de ITT

### Hong Kong

ITT Far East and Pacific Inc.  
(Area Headquarters), Hong Kong (1961)  
ITT Far East Ltd., Hong Kong (1961)  
ITT Rayonier (H. K.) Limited,  
Hong Kong (1970)  
Transelectronics Limited, Hong Kong (1965)

### India

ITT Far East and Pacific Inc. (branch),  
Nueva Delhi (1965)

### Indonesia

ITT Far East and Pacific Inc. (branch),  
Yakarta (1967)  
ITT Rayonier Indonesia PT, Yakarta (1970)

### Japón

ITT Far East and Pacific Inc. (branch),  
Tokio (1961)

### Malasia

ITT Far East and Pacific Inc. (branch),  
Kuala Lumpur (1967)

### Nueva Zelanda

Standard Telephones and Cables  
(New Zealand) Pty. Limited,  
Upper Hutt (1914)

### Singapur

ITT Rayonier Singapore Pty. Limited,  
Singapur (1970)

### Tailandia

ITT Far East and Pacific Inc. (branch),  
Bangkok (1967)  
ITT Thailand Limited, Bangkok (1967)

## COMPAÑÍAS FINANCIERAS Y DE NEGOCIOS VARIOS

Gwaltney Inc., Smithfield, Va.  
(1929; pred. co. 1970)  
Hamilton Management Corporation,  
Denver, Colo. (1931)  
Hartford Fire Insurance Company,  
Hartford, Conn. (1810)  
Intel Finance, S. A., Lausanne (1965)  
Intercontinental Lebensversicherung AG,  
Munich (1969)  
Intercontinentale Assicurazioni S. p. A.,  
Roma (1921)  
ISE Finance Holdings, S. A.,  
Luxemburgo (1966)  
ITT Avis Inc., Garden City, N. Y. (1956)  
ITT Canteen Corporation,  
Chicago, Ill. (1929)

ITT Consumer Services Corporation,  
New York, N. Y. (1966)  
APCOA, Cleveland, Ohio (1954)  
ITT Aetna Corporation, Clayton, Mo. (1918)  
ITT Continental Baking Company,  
Rye, N. Y. (1925)  
ITT Educational Services Inc.,  
Indianapolis, Ind. (1968)  
Speedwriting/Nancy Taylor, New York,  
N. Y. (1941), y otras subsidiarias  
ITT Family Security Sales Corporation,  
St. Louis, Mo. (1970)  
ITT Financial Services Inc.,  
New York, N. Y. (1964)  
Abbey International Corporation  
(50 % interés), Atlanta, Ga. (1964),  
y subsidiarias  
International Telephone and Telegraph  
Credit Corporation,  
Garden City, N. Y. (1961)  
Kellogg Credit Corporation,  
Garden City, N. Y. (1953)  
ITT Hamilton Life Insurance Company,  
St. Louis, Mo. y Denver, Colo. (1955)  
ITT Life Insurance Company of New York,  
Great Neck, N. Y. (1962)  
ITT Service Systems Corporation,  
Cleveland, Ohio (1969)  
ITT Sheraton Corporation of America,  
Boston, Mass. (1937), y subsidiarias  
ITT Thorp Corporation, Thorp, Wis. (1925),  
y subsidiarias  
ITT Variable Annuity Insurance Company,  
St. Louis, Mo. (1970)  
ITT World Directories Inc., New York (1966)  
ITT Caribbean Directories Inc.,  
Hato Rey, P. R. (1970)  
ITT Western Hemisphere Directories Inc.,  
New York; Miami; Hato Rey, P. R.;  
Lima (1967)  
Levitt and Sons Incorporated,  
Lake Success, N. Y. (1929)  
United Homes Corporation,  
Federal Way, Wash. (1956)  
London and Edinburg Insurance Company  
Limited, Londres (1919)  
Howard W. Sams & Co.,  
Indianapolis, Indiana (1946)  
Transatlantische Insurance Co.,  
Hamburgo, Alemania (1860)  
Zwolsche Algemeene Verzekering Mij.,  
Utrecht (1908)

## COMUNICACIONES INTER- NACIONALES – OPERACION

American Cable & Radio Corporation,  
New York (1939)  
All America Cables and Radio Inc. (1878)  
Commercial Cable Company, The (1883)

Globe-Mackay Cable and Radio  
Corporation (1935)  
ITT Central America Cables and  
Radio Inc. (1963)  
ITT Communications Inc.,  
Islas Virgenes (1963)  
ITT World Communications Inc. (1926)  
Press Wireless Inc. (1929)  
Philippine Press Wireless Inc. (1937)  
Press Wireless Uruguay (1942)  
Telerádio Brasileira Limitada (1938)  
ITT Comunicaciones Mundiales, S. A.,  
Buenos Aires (1928)  
ITT Comunicaciones Mundiales, S. A.,  
Santiago (1928)  
ITT Comunicações Mundiais, S. A.,  
Rio de Janeiro (1930)  
PT Indonesian Satellite Corporation,  
Yakarta (1967)  
Radio Corporation of Cuba, Habana (1922)

NOTA: Oficinas internacionales de tele-  
comunicación están funcionando en los  
siguientes países: Antillas, Argentina, Boli-  
via, Brasil, Canadá, Zona del Canal, Chile,  
República Dominicana, Estados Unidos (in-  
cluyendo Guam, Puerto Rico e Islas Vir-  
genes), Filipinas, Haití, Indonesia, Nicaragua,  
Países Bajos, Panamá, Perú, Reino Unido,  
Uruguay.

## COMPAÑÍAS CON PARTICIPACION

Abbey International Corporation,  
Atlanta, Ga. (1964)  
Abbey International Insurance Co. Ltd.,  
Nassau, Bahamas (1965)  
Abbey Leven Nederland, N. V.,  
Amsterdam (1966)  
Abbey Life Assurance Company Ltd.,  
Londres (1961)  
Abbey Life Insurance Company of Canada,  
Hamilton, Ont. (1963)  
Abbey Overseas Insurance Co. Ltd.,  
Nassau, Bahamas (1965)  
Austral Standard Cables Pty. Limited,  
Melbourne (1948)  
Cannon Electric (Australia) Pty. Limited,  
Melbourne (1955)  
Chandris America Lines, S. A.,  
Pireo, Grecia (1970)  
ITT Decca Marine Inc.,  
New York, N. Y. (1969)  
Lignes Télégraphiques et Téléphoniques,  
Paris (1920)  
Società Italiana Reti Telefoniche Interurbane,  
Milán (1921)

Las fechas entre paréntesis indican la de fundación  
de la compañía por ITT o por el predecesor.