# Comunicaciones Eléctricas

Edición española de ELECTRICAL COMMUNICATION
revista técnica publicada trimestralmente por
INTERNATIONAL TELEPHONE and TELEGRAPH CORPORATION

## RESUMEN

VOLUMEN 44 (1969) NÚMERO 4

En este número ..... 310

VOR de estado sólido — Una nueva generación de ayuda a la navegación omnidireccional,
por *H. Popp* ..... 312

*Desarrollos recientes en el sistema de navegación Tacan,*
por *S. H. Dodington* ..... 322

Multiconmutador miniatura,
por *G. Dufresnoy* y *C. Vázquez* ..... 329

Pruebas del multiconmutador miniatura,
por *C. Chiroux* ..... 334

Simulación de sistemas de espera en telefonia — Aplicación del lenguaje GPSS,
por *R. Bernard* y *Ch. Grandjean* ..... 340

Receptor electrónico simétrico para señalización en bucle,
por *D. Fischbuch* y *E. Herter* ..... 352

La sincronización de bloques en los sistemas de modulación por impulsos codificados,
por *H. Haeberle* ..... 361

Transceptores para satélites de comunicaciones,
por *G. Dawson* ..... 371

Valoración de la sonoridad de aparatos telefónicos de abonado por métodos subjetivos y objetivos,
por *G. J. Barnes* ..... 381

Nuevas realizaciones ..... 391

Otros artículos y comunicaciones ..... 399

International Telephone and Telegraph Corporation.
Compañías principales y subsidiarias ..... 402

Premios — Georges Goudet premiado como Presidente de CGCT ..... 360

Personal de ITT premiado por sus inventos o servicios ..... 351

Nuevos libros ..... 390

Indice de los artículos del Volumen 44 por materias ..... I

Indice de los artículos del Volumen 44 por autores ..... IV

Indice de nuevas realizaciones (Volumen 44) ..... VI

Editor principal: Melvin Karsh
Editor para Europa: C. Meuleau
Director en Español: F. Fdez. de Alarcón, Ramírez de Prado 5, Madrid – 7

Gratuito

# En este número

## VOR de estado sólido — Una nueva generación de ayuda a la navegación omnidireccional.

De acuerdo con las recomendaciones de la Organización de Aviaciòn Civil Internacional (ICAO), la aviación civil hace mucho uso de sistemas de alcance omnidireccional en VHF para navegación de corto y medio alcance (sistemas VOR, VHF, Omnidirectional, Ranges).

Gran parte de las instalaciones VOR de tierra actualmente en servicio, se desarrollaron hace más de quince años y su diseño está basado en el uso de válvulas y con elementos móviles por procedimientos mecánicos.

Para poder cumplir las severas exigencias del tráfico aéreo moderno, estas ayudas a la navegación deben caracterizarse por una alta confiabilidad y seguridad en el funcionamiento, en tal forma, que exijan poco mantenimiento y proporcionen seguridad en el manejo de la navegación por radio.

Standard Elektrik Lorenz AG ha desarrollado una nueva generación de balizamientos VOR cuyas características son su diseño de estado sólido y de aplicación de las técnicas más modernas. Este nuevo sistema satisface todas las exigencias de la navegación de un tráfico aéreo en constante crecimiento y además es fácilmente adaptable a cualquier necesidad operacional.

El nuevo VOR de estado sólido (VOR-3) posee un excelente alcance de servicio mediante el uso de una red de antenas apiladas con 5 dB de ganancia para ángulos de pequeña elevación y ha sido diseñado especialmente para trabajar en posiciones, no atendidas, con mantenimiento infrecuente. Esto se ha logrado por la aplicación exclusiva de semiconductores de silicio y circuitos integrados, al mismo tiempo que todas las partes móviles, mecánicamente, se han sustituido por circuitos electrónicos de alta confiabilidad.

El sistema VOR-S terrestre cumple todas las exigencias de la ICAO, como están especificadas en el Anexo 10, 1968, volumen I.

## Desarrollos recientes en el sistema de navegación Tacan.

El sistema Tacan proporciona a un avión, información de distancia y marcación respecto a una estación terrestre seleccionada dentro del margen de visibilidad óptica. Se describió en Electrical Communication en 1956.

En este artículo se exponen las numerosas aplicaciones que el sistema ha tenido desde entonces. Estas comprenden:

— utilización, por unos 20.000 aviones civiles,
— duplicado del número de canales,
— radiofaros terrestres miniaturizados,
— servicio de marcación de 15 Hz,
— Tacan de "modo inverso",
— Tacan aire – aire,
— antenas de radiofaro con reducción de errores de emplazamiento,
— antenas de radiofaro de giro electrónico,
— nuevos equipos civiles, terrestres y aéreos,
— compatibilidad con nuevos sistemas ILS,
— equipos microelectrónicos de a bordo.

Estos nuevos desarrollos, cada uno compatible con el sistema original, han mantenido vivo al sistema, con esperanzas de que su utilización continue por otro par de décadas.

## Multiconmutador miniatura.

Las ventajas de la creación de un nuevo multiconmutador miniatura sobre los equipos existentes, se ha demostrado por los estudios de conmutación electrónica emprendidos por la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques en los últimos años.

El artículo describe el diseño, operación y realización de un nuevo tipo de multiconmutador miniaturizado. Aunque por su geometria matricial pudiera considerarse como perteneciente a la categoria de multiconmutadores de barras cruzadas, es físicamente, un nuevo concepto que conduciría a resultados sobresalientes. Además de su pequeño tamaño y su operación de mucha confianza, sus otras características específicas son su seguridad mecánica, alta velocidad, utilización de hilos de contacto helicoidales y ninguna exigencia de ajuste.

## Pruebas del multiconmutador miniatura.

En otro artículo de este número se describe un nuevo multiconmutador miniatura que es completamente nuevo de concepto, respecto a los materiales empleados, y al diseño del punto de cruce. Esto da la necesidad de someterlo a pruebas de vida y ambientales muy completas principalmente en comparación con el equipo normalizado Pentaconta. En este artículo se exponen las pruebas y medidas de las características mécánicas y eléctricas que se han realizado antes y después de la operación en condiciones severas. Estas pruebas han demostrado su alta resistencia y la calidad de los contactos que son por lo menos tan buenos como los de equipos existentes.

## Simulación de sistemas de espera en telefonia — Aplicación del lenguaje GPSS.

Los métodos de simulación son extraordinariamente útiles para estudiar los sistemas de espera, pero a menudo necesitan mucho tiempo y producen retrasos.

Los lenguajes de simulación se han desarrollado, dentro del campo de investigación operacional para simplificar la programación y por consiguiente, para acortar estos retrasos. Se examinaron algunos de estos lenguajes con la finalidad de estimar la posibilidad de su utilización en telefonía. Se han realizado pruebas con el GPSS, que es un lenguaje muy compacto, fácil de aprender y disponible en muchos computadores. Comparado con lenguajes clásicos tales como el Fortran, se reduce mucho el tiempo de programación, pero por otro lado el tiempo de computador es mayor.

Se ha utilizado el GPSS dentro del cuadro de estudios de desarrollo, los modelos eran de tamaño limitado, las explotaciones relativamente reducidas y los retrasos de obtención de resultados deberían ser cortos. GPSS ha permitido cumplir estos fines y para trabajos de esta naturaleza se ha manifestado como económico.

## Receptor electrónico simétrico para señalización en bucle.

Con la señalización en bucle se elimina el efecto de los voltajes longitudinales inducidos, por medio de circuitos de recepción simétricos.

En este artículo se estudian, circuitos en puente de resistencias, simétricos, con referencia a técnicas anteriormente empleadas y se estudian las más importantes propiedades del circuito que se presenta que son:

— ninguna influencia de las variaciones de voltaje de suministro,
— mediante circuitos discriminadores adecuados se puede conseguir una zona de incertidumbre muy pequeña en la detección de la señalización incluso con grandes variaciones de las resistencias;
— posibilidad de supervisar la salida de cada circuito con un montaje matricial;
— debido a dispositivos de detección con unas bajas corrientes puede construirse el puente con resistencias más altas;
— gran flexibilidad en sus posibilidades para adaptarse a los distintos casos.

## La sincronización de bloques en los sistemas de modulación por impulsos codificados.

La utilización comercial de la modulación por impulsos codificados, se ha hecho más importante en los últimos años. Durante éstos, se ha discutido mucho sobre la sincronización de bloques, deduciendo que solo someramente, era posible establecer las condiciones necesarias para ello. Por tanto era muy difícil hacer una elección, técnicamente respaldada, entre los distintos sistemas posibles de sincronización de bloques.

Sobresale una cuestión fundamental, cuando se considera completamente el problema de sincronización de bloque: ¿cuánta información de sincronización y en qué forma es necesaria? con el concepto de tiempo de sincronización, se formulará con precisión esta pregunta y se contestará. Se expondrá que el tiempo de sincronización depende de la información de sincronización disponible (en bits), de la estructura de la palabra código de sincronización y de la longitud del bloque.

Pasando del tiempo de sincronización a la probabilidad de error total, se demostrará que las condiciones óptimas con respecto al tiempo de sincronización son las mismas con respecto a la probabilidad total de error, suponiendo que se ha escogido el método apropiado para reducir la probabilidad de error. Los resultados finales muestran el aumento indeseable del aumento de la probabilidad de error total debido a la misma sincronización de bloque.

Los resultados de este trabajo facilitan la elección de los parámetros óptimos de sincronización de bloque, para especificaciones dadas del canal de transmisión, permitiendo una elección inteligente entre los distintos sistemas posibles.

### Transceptores para satélites de comunicaciones.

Este artículo fué presentado anteriormente en el Simposium de comunicaciones espaciales en Northern Polytechnic, Londres, Junio 1968.

Se han conseguido aumentos espectaculares en la capacidad de transmisión de la serie de satélites Intelsat, gracias a sustanciales avances en la tecnologia de los transceptores y sus correspondiente aumento de la capacidad de lanzamiento de cargas, desde que se puso en órbita el satélite Intelsat I en 1965.

Se hace una revisión de estos desarrollos con proyecciones a la serie Intelsat IV que será lanzada a partir de 1971.

La mayor dificultad en el desarrollo y fabricación de un satélite de comunicaciones es la obtención de una fiabilidad adecuada. Se exponen con detalle los factores que son importantes para la fiabilidad del transceptor del satélite.

Se obtiene la conclusión de que no hay una barrera técnica que impida el aumento sustancial de la capacidad de transmisión necesaria para cumplir las necesidades internacionales futuras.

### Valoración de la sonoridad de aparatos telefónicos de abonado por métodos subjetivos y objetivos.

En artículos anteriores sobre este asunto (Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43 (1968), Nº 1, págs. 85—89 y Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43 (1968), Nº 3, págs. 238—242), se han presentado comparaciones de la sonoridad de los aparatos telefónicos de abonado y se han sugerido correcciones para encontrar una concordancia. En este artículo después de presentar medidas de equivalentes de referencia y objetivas con el OREM-A sobre 42 aparatos, los resultados indican que las correcciones previamente establecidas de sonoridad permiten una comparación exacta de métodos subjetivos y objetivos. De hecho el 70 % de los resultados para transmisión estaban dentro de $\pm 2$ dB y para recepción dentro de $\pm 1$ dB.

Las correcciones para transmisión y efecto local se reducirían al aumentar la longitud de la línea. Las correcciones para recepción son bastante correctas. Las características de forma de los aparatos particulares son difíciles de corregir y es necesario una mejora en las técnicas de correlación. También necesita mayor investigación el efecto de acondicionamiento de los micrófonos de carbón.

# VOR de estado sólido - Una nueva generación de ayuda a la navegación omnidireccional

H. POPP
Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart

## 1. Introducción

Seguridad y confiabilidad son las exigencias más fundamentales del tráfico aéreo moderno. Debido a que la velocidad de los aviones y la densidad de tráfico, están continuamente en crecimiento, los requisitos impuestos a las ayudas a la navegación que guían a las tripulaciones de los aviones durante los vuelos de gran altura, frecuentemente sin visibilidad de tierra, se han hecho cada vez más severas. Por esta razón la navegación aérea de hoy día se realiza por rutas que están claramente señalizadas por una red estrechamente entrelazada de ayudas a la radionavegación. Una de las más importantes de estas ayudas es el sistema de alcance omnidireccional de UHF, llamado VOR (very high frequency omnidirectional range).

Los radiofaros VOR se utilizan para marcar caminos aéreos y rutas predeterminadas, así como para la navegación en el área de control terminal.

Por ofrecer un número de ventajas esenciales, el sistema VOR fué normalizado en 1949 por la Organización de Aviación Civil Internacional (ICAO) para la navegación de alcance medio y corto. A diferencia de los antiguos sistemas que marcaban solamente un corto número de rutas aéreas, el sistema VOR proporciona cualquier número de rutas, claramente definidas, haciendo posible un vuelo, con gran precisión, hacia o desde las estaciones VOR de tierra. El avión puede aproximarse al radiofaro VOR desde cualquier dirección.

El alcance del servicio está dentro del radio de visibilidad óptica y depende de la energia radiada y de la característica de intensidad de campo del diagrama de radiación de la antena en el plano vertical. Con objeto de lograr unas mínimas exigencias de conservación y conseguir seguridad en el manejo del tráfico aéreo, el radiofaro VOR debe caracterizarse por un alto grado de confiabilidad y de seguridad en su funcionamiento.

La mayor parte de las instalaciones VOR actualmente en servicio, se desarrollaron hace más de quince años y su diseño está basado en tubos de vacio y elementos mecánicamente móviles.

Standard Elektrik Lorenz AG ha completado recientemente el desarrollo de una nueva generación de sistemas VOR caracterizados por su diseño de estado sólido y por la aplicación de las técnicas más modernas.

Las ventajas más notables de este nuevo sistema son:

— mayor confiabilidad,
— mínimas exigencias de mantenimiento,
— pequeñas dimensiones del conjunto, poco peso,
— consumo de energia sustancialmente reducido,
— excelente alcance de servicio mediante el uso de un sistema de antenas con 5 decibelios de ganancia para pequeños ángulos de elevación,
— alta flexibilidad en relación con las exigencias de funcionamiento,
— reducción sustancial del coste de instalación y de mantenimiento.

El equipo se ha diseñado para cumplir los requisitos de radiofaros VOR de categorias A y B especificados por la ICAO.

## 2. Principio del funcionamiento

### 2.1 *Generalidades*

El sistema VOR es una ayuda omnidireccional a la navegación que permite a un avión determinar su línea de posición en relación con la estación terrestre. El funcionamiento se basa en una comparación de fase en el receptor del avión y exige que el balizamiento VOR radie dos señales que tengan una correlación entre el ángulo de fase eléctrico y los grados del azimut alrededor de la posición de la estación, estando referido el azimut al norte magnético.

Una de estas señales, llamada señal de referencia, se radia con fase constante cualquiera que sea la posición del avión con relación a la estación VOR.

La segunda señal, llamada señal variable, cambia la fase uniformemente a medida que la nave vuela alrededor de la estación VOR.

La posición del receptor para los distintos ángulos azimutales, produce una diferencia del desfasamiento de la señal variable de 30 ciclos (dependiente del azimut) que varía con relación a la fase de referencia. Si el avión está situado al norte de la estación, las señales de referencia y variable están en fase. Si el avión se encuentra al este, la señal variable está 90 grados desfasada respecto a la señal de referencia y así sucesivamente. De esta manera se obtiene una correspondencia, grado a grado, entre la posición geográfica del avión con respecto a la estación y la diferencia de fase entre las señales de referencia y variable.

### 2.2 *Generación de señales VOR*

El sistema VOR trabaja en la banda de frecuencia de 108 á 118 MHz. La señal de referencia se transmite en una subportadora centrada en 9960 Hz. Esta subportadora transmitida como modulación de amplitud sobre la portadora principal, está modulada en frecuencia con 30 Hz y tiene una desviación de $\pm$ 480 Hz que corresponde a un índice de modulación de 16. Al ser radiada por una antena omnidireccional, la señal demodulada de 30 Hz recibida en el avión tiene la misma fase cualquiera que sea la posición del avión.

La señal variable se produce modulando en amplitud la portadora con una frecuencia de 30 Hz. Para producir la característica de fase variable, la modulación de amplitud no tiene lugar en forma normal en el transmisor, sino que se realiza mediante un diagrama de radiación en forma de ocho que gira a 30 revoluciones por segundo.

La señal radiada por el diagrama giratorio de figura en ocho tiene una característica típica para un batido

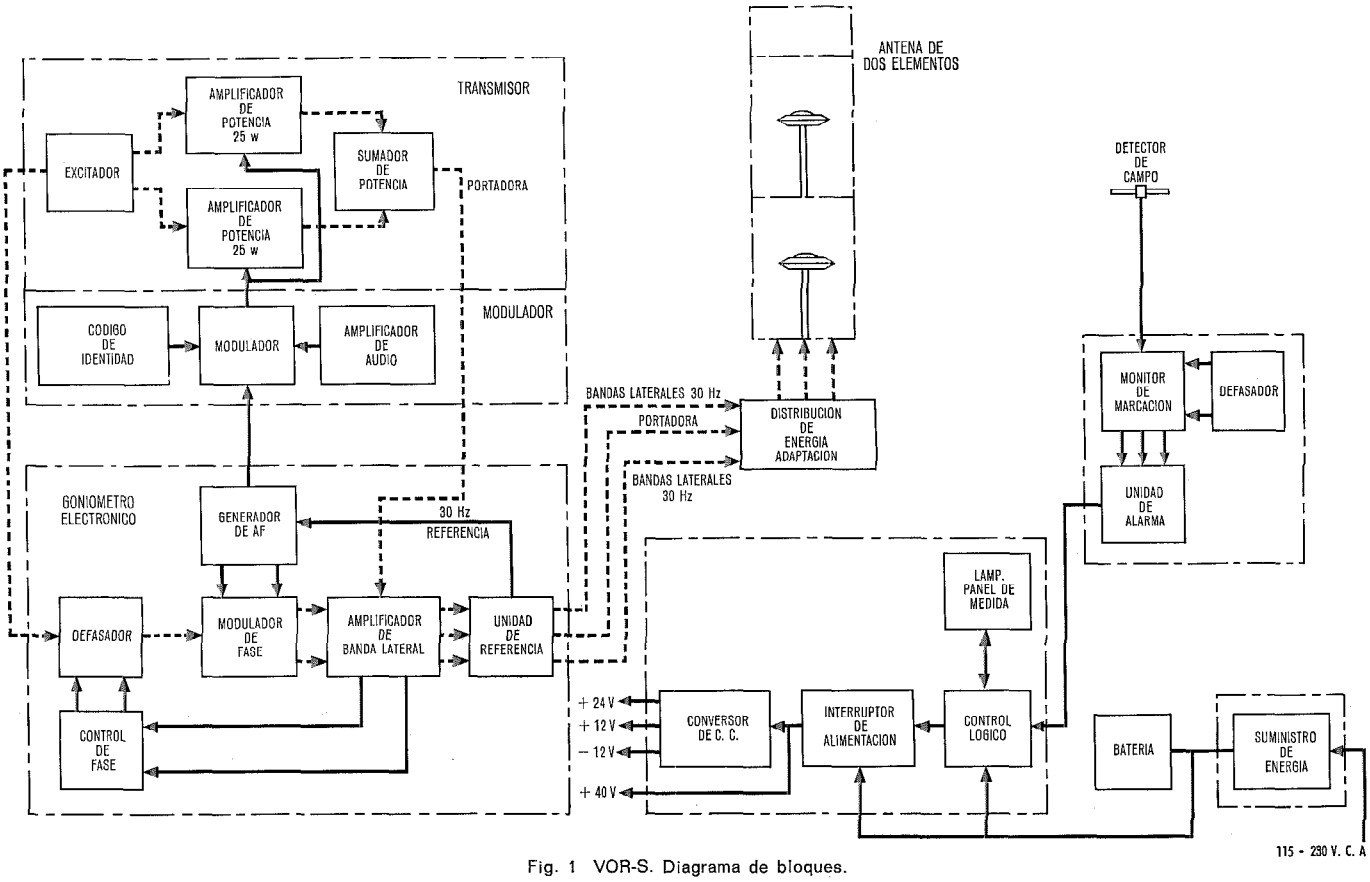



Fig. 1 VOR-S. Diagrama de bloques.

entre bandas laterales con supresión de portadora. Por tanto la señal VOR compuesta está formada por una portadora y dos bandas laterales de 30 Hz radiadas separadamente para producir una señal modulada en amplitud en el espacio, cuya fase varía con el azimut.

### 2.3 *Funcionamiento del VOR de estado sólido*

El equipo básico consta de un transmisor, goniómetro electrónico, monitor y una antena VOR, como se muestra en el diagrama de bloques de la figura 1.

El transmisor produce una salida de potencia media de 25 ó 50 vatios que se aplica al radiador omnidireccional de la red de antenas. Un modulador asociado modula en amplitud la portadora con la subportadora de 9960 Hz, la señal de identificación de 1020 Hz y la señal de audio, si es necesaria.

Una señal de radiofrecuencia no modulada de bajo nivel se proporciona de una salida independiente del excitador que se lleva al goniómetro electrónico a través de un desfasador. En el nuevo VOR de estado sólido, el diagrama giratorio se genera mediante dípolos cruzados que están conectados a un goniómetro electrónico que simula la rotación sin utilizar elementos móviles.

La figura 2 muestra el principio de la generación de la señal variable en el VOR-S.

El esquema (a) de la figura 2 muestra el principio básico del goniómetro para el VOR. El goniómetro alimentado con portadora sin modular, produce independientemente dos señales de radiofrecuencia moduladas en amplitud con portadora eliminada. Las envolventes de 30 Hz de las dos señales están en cuadratura de fase.

Las salidas del goniómetro están conectadas a dos dípolos que son perpendiculares entre sí. Cada dípolo produce un diagrama estacionario en forma de ocho en el plano horizontal como puede verse en la figura 2 (b).

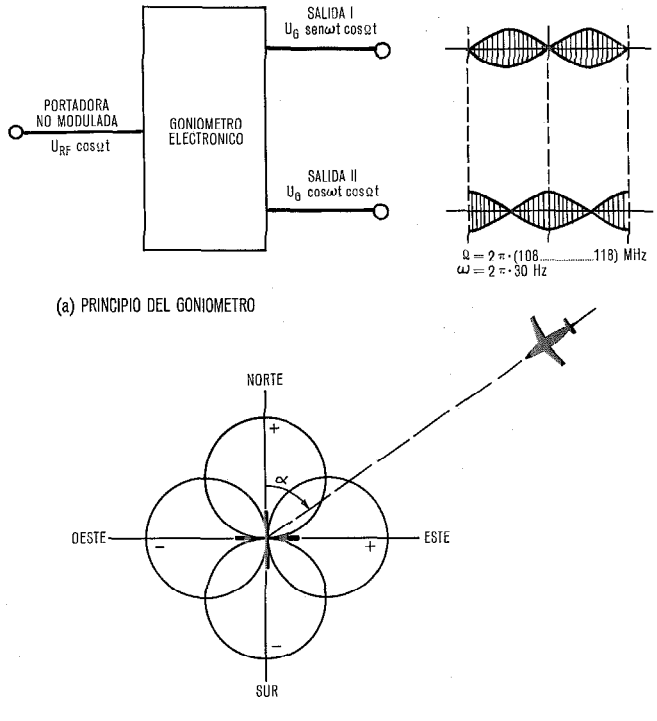



Fig. 2 VOR-S. Generación de la señal variable.

Además del diagrama de radiación anterior, las señales de salida del goniómetro producen, finalmente, un diagrama en forma de ocho que gira a una velocidad de 30 revoluciones.

La superposición adecuada de esta característica direccional giratoria con la portadora, radiada por una antena omnidireccional, da como resultado el conocido diagrama giratorio cardioide. El receptor del avión toma muestras de la suma de estos voltajes, y la fase de la señal de audio de 30 Hz demodulada, producida como se ha indicado, es igual al ángulo azimutal.

La correcta relación de fase entre la portadora y las bandas laterales se mantiene automáticamente mediante un circuito de control de fase.

El sistema monitor cumple todas las exigencias de la Organización de Aviación Civil International (OACI).

Un detector de campo, próximo a la contraantena, produce una señal de audio que se lleva al monitor. Supervisa las señales radiadas y corta el radiofaro cuando se produce alguna condición que esté fuera de tolerancias.

La antena VOR-S consta de un radiador omnidireccional y dípolos cruzados impresos en una tarjeta. La antena está rodeada por una caja de polarización con objeto de suprimir los efectos de las componentes indeseables de radiación, polarizadas verticalmente y producidas por los dípolos.

Una característica importante de este nuevo sistema de antena VOR es la red de dos elementos. Dos elementos de antena pueden apilarse uno encima de otro para conseguir una ganancia sustancial, a pequeños ángulos de elevación, de lo que resulta un considerable aumento de la potencia efectiva radiada.

En las secciones que siguen, se describen con más detalle el diseño y construcción de las unidades importantes.

## 3. Equipo VOR de estado sólido

### *3.1 Goniómetro electrónico*

#### *3.1.1 Generalidades*

Hasta ahora, con el conocimiento técnico existente, se utilizaba el giro mecánico de un dípolo o goniómetro a una velocidad de 30 revoluciones por segundo. Las desventajas de este método son la corta vida de servicio y el alto consumo de energia de la unidad excitadora. Esto está en contradicción con las exigencias de los modernos sistemas de navegación que requieren una conservación mínima y alta confiabilidad, lo cual puede remediarse sustituyendo la generación mecánica del diagrama direccional giratorio, por medios electrónicos. Puesto que no existe equivalente electrónico para la rotación del dípolo, solamente el goniómetro puede servir como solución electrónica con cuya ayuda puede conseguirse la radiación de un diagrama direccional giratorio a partir de antenas fijas.

#### *3.1.2 Generación de las bandas laterales con batidos de 30 Hz.*

El goniómetro electrónico para radiofaros VOR exige siempre la provisión de los moduladores de amplitud con supresión de portadora.

Cuando se aplican dos señales de 30 Hz, en cuadratura de fase, a las entradas de audio frecuencia de los moduladores, se obtiene en las salidas voltajes de radiofrecuencia modulados en amplitud con supresión de portadora.

Las envolventes de estos voltajes tienen las características de las funciones seno y coseno, respectivamente, si las señales de radiofrecuencia en las entradas de los moduladores están también desplazadas 90 grados.

Las salidas del goniómetro representan realmente un batido de dos señales de radiofrecuencia desplazadas $\pm$ 30 Hz de la portadora, siendo la frecuencia envolvente doble de la frecuencia de modulación, es decir, 60 Hz. Cuando estas señales de batido se aplican a dos dípolos cruzados, se produce un diagrama giratorio en forma de ocho, como se requiere para la información VOR dependiente del azimut.

Con objeto de lograr la profundidad de modulación del 30 % especificada, con respecto a la portadora, el goniómetro electrónico produce una salida comprendida entre 0,5 y 4 vatios, aproximadamente, dependiendo de la potencia del transmisor de la portadora. Debido a las severas condiciones de linealidad y estabilidad, no es posible el uso de moduladores de alta potencia en el goniómetro electrónico. SEL, por consiguiente, ha elegido una solución que permite tratar el problema de la modulación independientemente del de la generación de la potencia de salida.

El diagrama de bloques de la figura 3 proporciona el principio del goniómetro electrónico desarrollado por SEL. El voltaje de entrada de radiofrecuencia se obtiene del excitador directamente (sin utilizar el habitual eliminador de modulación), se aplica de manera directa a uno de los moduladores de amplitud equilibrado, y al otro a través de un cable en cuarto de onda, con objeto de obtener el necesario desfasamiento de 90 grados.

Los moduladores equilibrados utilizan diodos como resistencias puras controladas y tienen una estabilidad óptima, ya que están diseñados sin componentes reactivos lo que proporciona relaciones de fase de gran estabilidad.

Las señales moduladoras de 30 Hz se aplican en la forma descrita anteriormente. Se obtienen entonces, en las salidas del modulador las bandas laterales, quedando suprimida la portadora.

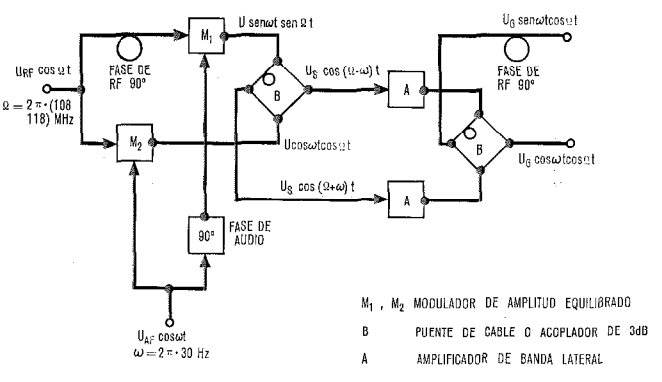



Fig. 3 Principio del goniómetro electrónico.

Estas señales se transforman en bandas laterales, superior e inferior, independientes, no moduladas separadas 30 Hz de la portadora, al efectuar su suma o diferencia en un puente de cable o acoplador de 3 decibelios. Las dos bandas laterales de 30 Hz no moduladas que resultan, se amplifican hasta el nivel necesario mediante dos amplificadores de potencia. Estos amplificadores clase C, no están sometidos a severas exigencias ya que trabajan con niveles de entrada y salida constantes, así como con impedancias de carga interna invariables. Debido a sus marcadas propiedades limitadoras, eliminan prácticamente los componentes espúreos de la portadora y la banda lateral no deseada.

Como puede verse en el diagrama de bloques de la figura 3, la conversión en las señales de salida goniométricas deseadas se efectúa, después de amplificación, en otro acoplador de 3 dB, formando de nuevo la suma y diferencia de las bandas laterales independientes y no moduladas.

Esta manera de obtener la señal reduce las distorsiones de modulación a menos de un 1 %, mientras las salidas de potencia no difieren más de 0,1 dB. La precisión del goniómetro es mejor que ± 0,3 grados.

Debido a sus características de anchura de banda, el goniómetro electrónico puede utilizarse en el margen de 108 á 118 MHz.

### *3.1.3 Control de fase entre portadora y señales del goniómetro*

Para asegurar que se mantiene la selección correcta de fase entre la portadora y las bandas laterales, debe proveerse un control automático de fase, debido a que en el sistema VOR-S se generan separadamente la portadora y las bandas laterales de 30 Hz. Estas señales se radian mediante antenas independientes y deben sumarse en el espacio en correcta modulación de amplitud para asegurar el adecuado funcionamiento del sistema y la precisión azimutal.

Antes de transformar las bandas laterales independientes en las señales goniométricas moduladas en amplitud de 30 Hz con portadora suprimida, la portadora y la banda lateral superior, así como la portadora y la banda lateral inferior, se suman y se demodulan. Las dos señales de 30 Hz así obtenidas, deben estar desfasadas una de otra, 90 grados exactamente de acuerdo con el principio del goniómetro electrónico. Si la fase de la portadora no corresponde a la media aritmética de las fases de las dos bandas laterales, la diferencia de fase entre las dos señales de 30 Hz no será ya de 90 grados. Un circuito de comparación de fase produce un voltaje proporcional de error que, después del tratamiento adecuado se lleva a un desfasador electrónico situado en la entrada del goniómetro. La fase del voltaje de entrada de radiofrecuencia se desplaza luego con relación a la fase de la portadora hasta que el error de voltaje se aproxima a un cierto nivel que corresponde al desplazamiento exacto de 90 grados entre las señales de 30 Hz que se han tomado.

Los circuitos de control de fase se han diseñado de tal modo que — con relación a la fase de radiofrecuencia — se puede controlar el margen completo de 0 á 360 grados, siendo inferior a ± 5 grados el error de fase residual de radiofrecuencia.

El control de fase constituye la analogia electrónica de un control basado en un analizador accionado por un motor transformador sincrono utilizado como desfasador, cuya rotación mecánica coincide con la rotación eléctrica y que, igualmente, alcanza su posición inicial después de una rotación completa.

### *3.1.4 Generación de la señal de referencia*

La señal, independiente del azimut, empleada por el sistema VOR es una frecuencia de 30 Hz, de fase constante, que modula en frecuencia la subportadora de 9960 Hz. La portadora, modulada en amplitud al 30 % con la subportadora, es luego radiada por la antena omnidireccional.

En el sistema VOR de estado sólido, la señal de referencia de 30 Hz se sincroniza con la señal dependiente del azimut de 30 Hz formando la referencia por adición y demodulación de la portadora y una señal de salida goniométrica.

Este método asegura que las desviaciones de fase de la señal dependiente del azimut no producen errores del sistema puesto que la señal de referencia cambia entonces también en el mismo sentido.

Las unidades de radiofrecuencia del goniómerro electrónico están dispuestas en un solo subensamble del bastidor del equipo y comprenden un desfasador de radiofrecuencia, un modulador de fase, un amplificador de banda lateral y una unidad de referencia.

En el mismo subensamble se hallan también equipadas las tarjetas enchufables para control automático de fase y el generador de audiofrecuencia que comprende los generadores de 30 y 9960 Hz.

## *3.2 Transmisor*

### *3.2.1 Generalidades*

Se dispone de dos versiones del transmisor VOR-S. con potencia de salida de 25 ó 50 vatios. El transmisor de 25 vatios consta de dos unidades enchufables, una comprende el oscilador, amplificadores y un paso excitador, la otra el amplificador de potencia de 25 vatios. Del transmisor de 25 vatios puede obtenerse el de 50 vatios de salida añadiéndole otras dos unidades enchufables consistentes en un segundo amplificador de potencia de 25 vatios y una unidad sumadora de potencia.

El transmisor de portadora está modulado en amplitud con la subportadora de 9960 Hz, el tono de identidad de 1020 Hz y la frecuencia audio si es necesaria.

### *3.2.2 Modulador*

El modulador está diseñado para controlar tanto el transmisor de 25 vatios como el de 50 vatios. Funciona según el principio de modular la anchura de los impulsos, producidos por un multivibrador que oscila a 100 kHz, con las señales de 9960 Hz, 1020 Hz y la frecuencia vocal. Los trenes de impulsos modulados controlan un regulador de voltaje que está conectado con el amplificador de potencia. Un filtro paso bajo, situado en la salida de la unidad de alimentación del modulador, sirve para filtrar la frecuencia de interrupción.

*3.2.3 Amplificador de potencia*

El amplificador de potencia de 25 vatios, totalmente transistorizado, consta de tres etapas amplificadoras. Se ha diseñado según la técnica de circuitos impresos que se emplea en todos los elementos, incluídos los circuitos resonantes. Las etapas transistorizadas individuales se interconectan mediante redes impresas que sirven como conversores y adaptadores de impedancia. Este método permite un diseño de amplia banda ancha no siendo necesaria sintonia alguna para trabajar en el margen de frecuencias del sistema VOR, de 108 á 118 MHz.

Las tres etapas amplificadoras se modulan en el colector. La excelente linealidad de la característica de modulación se mantiene hasta una profundidad de modulación de 85 por ciento.

En los amplificadores de potencia modulados en colector, tiene lugar una considerable modulación de fase debido a variaciones en la capacidad base-colector causadas por el voltaje modulador. Esto puede ocasionar errores relativamente grandes en las marcaciones en el receptor del avión. En el amplificador de potencia del VOR de estado sólido, se ha eliminado esta modulación de fase no deseable por una modulación de amplitud específica a la entrada del amplificador de potencia (modulación de amplitud de la señal excitadora entrante).

La fotografia de la figura 4 muestra el amplificador por el lado de los componentes, con la caja de apantallamiento quitada.

*3.2.4 Excitador*

La unidad excitadora contiene un oscilador con los amplificadores asociados para excitar el goniómetro electrónico y el transmisor de portadora.

La frecuencia del cristal se elige igual a la frecuencia de trabajo entre 108 y 118 MHz seleccionando un cristal que oscila en el quinto armónico. De este modo, se eliminan los multiplicadores de frecuencia.

La estabilidad de frecuencia es $\pm 2{,}10^{-5}$ en todo el margen de temperatura de $-10$ °C a $+60$ °C.

*3.2.5 Sumador de potencia*

El sumador de potencia contiene una híbrida impresa para sumar las salidas de los dos amplificadores de potencia de 25 vatios, cuando se emplea un transmisor de 50 vatios. Las entradas opuestas de la híbrida están aisladas en más de 26 decibelios, de manera que los dos amplificadores de potencia están, efectivamente, muy desacoplados.

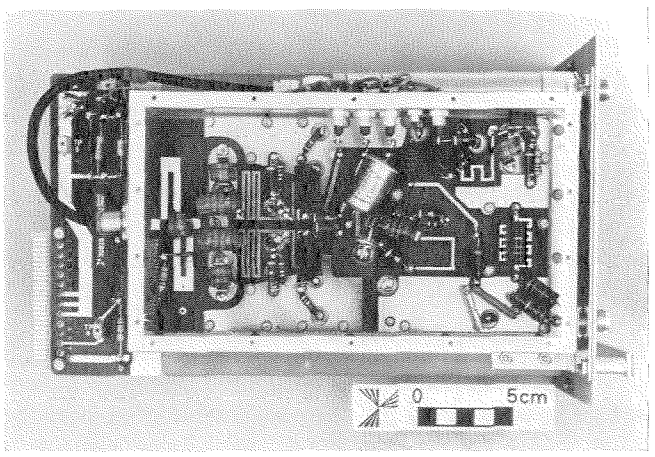



Fig. 4 Transmisor VOR-S. Amplificador de potencia de 25 W.

*3.3 Sistema monitor*

La supervisión del sistema VOR de estado sólido cumple todos los requisitos establecidos en el anexo 10 de la Organización de Aviación Civil Internacional (ICAO) y consta de las siguientes unidades:

a) monitor de marcaciones, para medir la exactitud de la información de marcaciones radiada;

b) unidad de alarma para medir los niveles de señal de acuerdo con la especificación de la ICAO y para supervisión adicional de la señal de referencia de 30 Hz;

c) desfasador que permite al sistema monitor medir la exactitud de la marcación en tierra a intervalos de 20 grados mediante un detector de campo portátil, además de su normal función de monitor/alarma en una dirección fija;

d) detector de campo, para comprobar las señales de navegación radiadas que después de demoduladas se llevan a la entrada del monitor de marcaciones.

El sistema monitor incluye también un comprobador de nivel y polaridad del suministro de energia, un dispositivo para supervisar el código de identidad y un comprobador de equilibrio asociado con el conjunto transmisor de 50 vatios. Las señales de alarma se aplican al sistema lógico de control que producen una alarma cuando se sobrepasan los límites prefijados. Un circuito con retardo de tiempo inicia el cambio del transmisor o su corte después de un tiempo preestablecido.

*3.4 Control electrónico*

El bastidor contiene también unidades de control para control automático y manual local de una instalación doble o sencilla, así como conversores de corriente continua que producen los necesarios voltajes de $+24$ V, $+12$ V y $-12$ V, derivados del suministro principal de 40 voltios. Un aparato de medida incorporado al bastidor y puntas de prueba accesibles exteriormente, permiten hacer una rápida comprobación de todas las señales importantes y de las tensiones de alimentación.

Dos llaves pulsadoras permiten encender o apagar manualmente la instalación mediante un interruptor "flip-flop" de potencia, hecho exclusivamente con semiconductores. La selección de los transmisores de trabajo o de reserva se realiza mediante una simple conexión en el panel frontal de la unidad lógica de control. Una llave especial de bloqueo permite desconectar los circuitos de alarma y la separación del segundo transmisor, para fines de mantenimiento, en una instalación doble.

*3.5 Suministro de energia*

Se utiliza una unidad de alimentación regulada electrónicamente para suministrar el voltaje de trabajo de $+40$ voltios, estabilizados y filtrados para cumplir las exigencias de la instalación. Si se dispone una bateria en paralelo, para casos de emergencia, la unidad, además, suministrará energia para cargar en flotación la bateria y para recargarla cuando haya sido repuesto el suministro primario de alimentación.

La bateria, cuando se provee, consta de 18 elementos con un voltaje de carga máximo de 2,35 voltios por elemento. El sistema VOR de estado sólido se ha diseñado de tal manera que puede trabajar correctamente con voltajes desde 34 á 44 voltios. Con esto se logra una utilización óptima de la capacidad de la bateria en caso de fallo del suministro principal.

*3.6 Normalización del equipo*

*3.6.1 Módulos de radiofrecuencia*

Para el sistema VOR de estado sólido se han elegido técnicas de ensamble y disposición de los elementos que permiten la integración de los circuitos de radiofrecuencia, en la banda de 100 MHz, con circuitos de audiofrecuencia hasta 100 kHz aproximadamente.

Por razones de normalización en el diseño, la mayor parte de los circuitos de radiofrecuencia del VOR de estado sólido se hallan dispuestos en pequeños módulos totalmente autónomos y apantallados. Estos a su vez, están montados en tarjetas enchufables que también pueden contener circuitos impresos adicionales. Las interconexiones de radiofrecuencia entre los módulos individuales se establecen mediante cables fácilmente desconectables que utilizan los conectores TNC, internacionalmente normalizados. Las conexiones de alimentación y de audiofrecuencia de los módulos se hacen mediante conductores directamente soldados en la tarjeta de circuito impreso.

El material básico de las tarjetas impresas, que están revestidas de cobre por ambos lados, es teflón o resina epoxy reforzada con fibra de vidrio, según el tipo de circuito. Los conductores impresos están protegidos con un estañado.

La foto de la figura 5 muestra un modulador de amplitud equilibrado, utilizado en el goniómetro electrónico.

*3.6.2 Unidades enchufables*

Las unidades electrónicas, tales como goniómetro electrónico, monitor, transmisor de portadora y otras, se han diseñado siguiendo la práctica internacional del equipo normalizado de 482 mm (ISEP), de acuerdo con la U. S. Standard ASA C 83.9.

El tamaño de las tarjetas enchufables en el sistema VOR de estado sólido se ha normalizado como sigue: altura 155 mm, profundidad 254 mm. El material básico de las tarjetas, que ordinariamente están recubiertas de cobre por ambos lados, es resina epoxy reforzada con fibra de vidrio con un grueso de 2,5 mm.

Las tarjetas que contienen módulos de radiofrecuencia tienen una placa frontal de aluminio a través de la cual se hacen pasar los conductores de radiofrecuencia de los módulos para permitir la interconexión de las tarjetas enchufables. De este modo resulta facilmente accesible en los paneles frontales la totalidad del cableado de radiofrecuencia. Cada tarjeta enchufable dispone de puntos de prueba accesibles exteriormente y, si es necesario, de elementos de ajuste.

Dentro de los circuitos impresos hay también puntos de prueba tanto para una localización rápida de averias como para una prueba rigurosa que requiera equipo de prueba calibrado. Los conductores impresos están protegidos con baño de estaño. Los orificios para fijación de los componentes son generalmente del tipo metalizado en su interior. La foto de la figura 6 muestra el generador de audiofrecuencia (9960 Hz, 30 Hz) por el lado de los componentes, como unidad típica enchufable del sistema VOR de estado sólido.

*3.6.3 Bastidor*

El bastidor, que contiene las unidades enchufables, tiene una altura de 1960 mm. La anchura y profundidad son de 570 mm y 460 mm, respectivamente. Las partes superior e inferior están perforadas y cubiertas con una celosia metálica que asegura una circulación libre de aire para refrigeración de los componentes.

Las dos paredes laterales del bastidor son idénticas, así como sus cubiertas inferior y superior. La pared posterior es desmontable con cierres de cuarto de vuelta y permite un fácil y rápido acceso a los subensambles individuales, conectores y cableado.

Se utilizan subensambles de 482 mm para equipar las tarjetas enchufables y las unidades. Poseen guías hechas de plástico reforzado con fibra de vidrio en las que pueden insertarse las tarjetas enchufables y las unidades.

La foto de la figura 7 ilustra la disposición de las unidades enchufables dentro del bastidor en el sistema VOR-S.

Las diversas secciones, de arriba a abajo son:

a) control electrónico con aparato de medida de prueba y conversores de corriente continua;

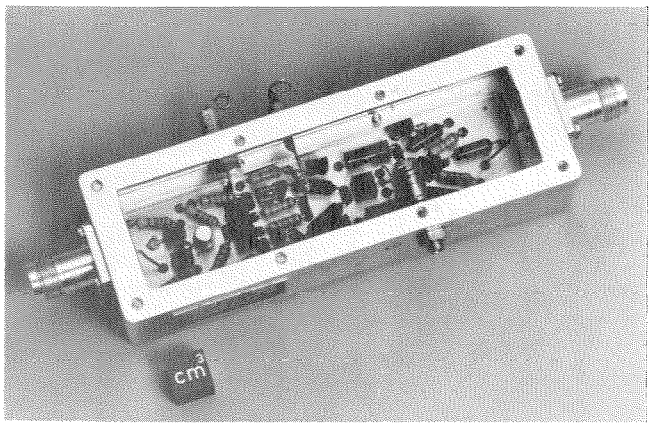


Fig. 5 Modulador de amplitud equilibrado para el goniómetro electrónico.

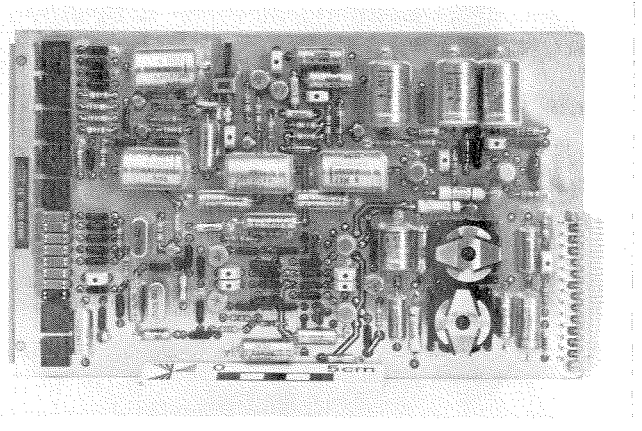


Fig. 6 Generador de audiofrecuencia, 30 Hz, 9960 Hz.

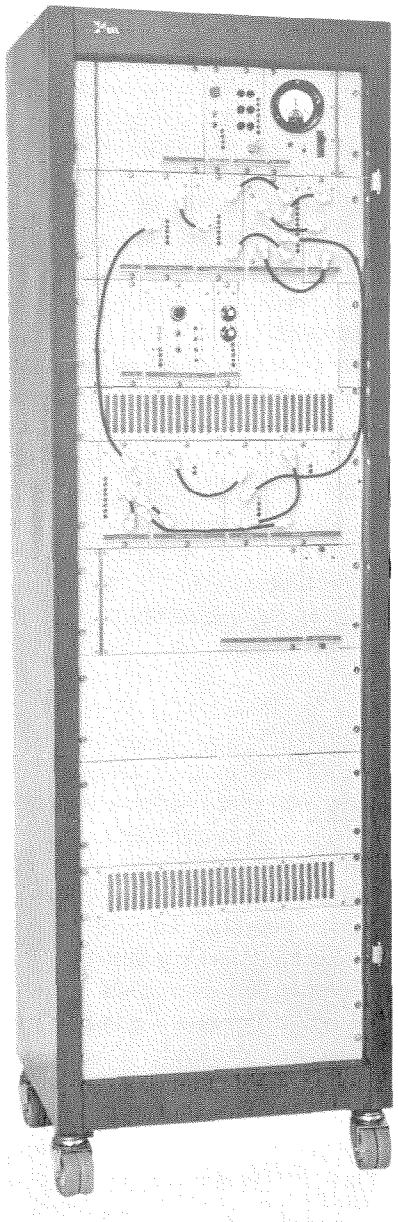


Fig. 7 Bastidor VOR-S.

b) conjunto del goniómetro electrónico con cableado de radiofrecuencia;

c) sistema monitor;

d) transmisor de portadora de 50 vatios con cableado de radiofrecuencia;

e) modulador con código de identidad y amplificador de voz;

f) espacio para control remoto;

g) suministro de red.

El equipo electrónico está tropicalizado; no son necesarios ni calefactores ni ventiladores. La sencillez en el cambio de módulos y unidades enchufables facilita el mantenimiento y sustitución de los mismos. Los puntos de prueba situados en los paneles frontales de todas las unidades enchufables permiten una comprobación inmediata de todas las señales con ayuda del aparato de medida incorporado en el bastidor, estando en servicio el emisor.

No existe peligro de destrucción de ningún componente en caso de fallo de la alimentación, desajuste o desconexión de algún cable en la parte de radiofrecuencia.

### *3.7 Sistema de antenas*

#### *3.7.1 Generalidades*

El sistema de antenas radia las señales, variable y de referencia, necesarias para la navegación con ayuda del sistema VOR.

La configuración elegida consiste en una antena en bucle cuyo diagrama de radiación es omnidireccional y dos dípolos cruzados que radian los batidos de dos bandas laterales de 30 Hz. Estos tres elementos de radiación están dispuestos en un plano y grabados en una tarjeta de resina sintética recubierta de cobre. Tanto la antena omnidireccional como los dípolos cruzados se producen en un solo proceso de fabricación. Esto garantiza dimensiones uniformes con tolerancias muy severas, que es de capital importancia para la calidad de las señales radiadas.

La nueva antena compacta VOR solo introduce un pequeño error de marcación sistemático inferior a $\pm$ 0,6 grados.

#### *3.7.2 Elementos de la antena*

*a) Radiador omnidireccional*

La antena en bucle que consiste en cuatro dípolos cortos, dispuestos en círculo, posee un diagrama de radiación omnidireccional en el plano horizontal de una gran precisión. La desviación del círculo ideal es inferior a $\pm$ 0,25 decibelios. Las cuatro líneas de alimentación a

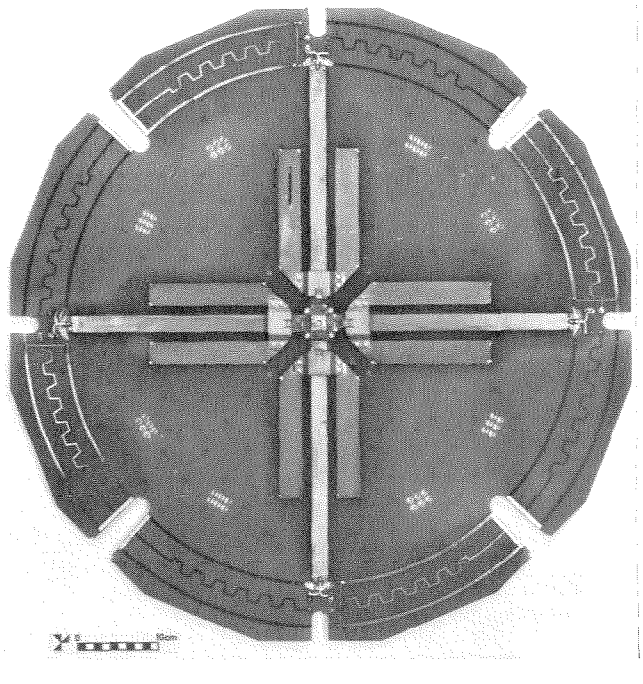


Fig. 8 Tarjeta de la antena impresa.

los segmentos de bucle individuales están diseñadas como baluns (adaptación equilibrado/desequilibrado), lo que permite conectar un cable coaxial directamente al punto de alimentación común. Debido a la conexión en paralelo de los cuatro segmentos del bucle, la impedancia de entrada es aproximadamente igual a la impedancia característica de Z = 50 ohmios.

Los dípolos de los segmentos en bucle están terminados por puentes de cortocircuito que se han de ajustar a la frecuencia particular. La anchura de banda de la antena omnidireccional es de 1,5 MHz y se han dispuesto orificios en los extremos de los dípolos impresos para realizar los puentes de cortocircuito de acuerdo con la frecuencia deseada.

*b) Dípolos cruzados*

Los elementos del dípolo (de aproximadamente 0,17 $\lambda$), se han dimensionado de tal manera que el diagrama de radiación en el plano horizontal representado en coordenadas cartesianas, corresponde a una función coseno, con una anchura de haz a 3 dB, de aproximadamente 90 grados. Cada uno de los dos dípolos se alimenta con una salida del goniómetro electrónico.

Un dispositivo de equilibrio y adaptación permite obtener el equilibrio necesario de los dípolos, así como la adaptación de la impedancia de entrada a la impedancia característica del cable de Z = 50 ohmios.

Para protegerla del polvo, humedad y condiciones atmosféricas adversas, el elemento mismo que forma la antena — consistente en la antena omnidireccional y los dípolos cruzados — se halla empaquetada en una cubierta de Styropor que es relativamente fácil de abrir. El dispositivo de equilibrio y adaptación se halla situado debajo de la tarjeta que contiene impresa la antena.

La fotografia de la figura 8 muestra la tarjeta de la antena impresa una vez completado el proceso de grabado.

*c) Reja de polarización*

El campo electromagnético radiado por un dípolo horizontal contiene también componentes polarizados verticalmente que aumentan con el ángulo de elevación. Como la información de la marcación contenida en la componente vertical tiene un desplazamiento de fase de 90 grados con respecto a la radiación polarizada horizontalmente, se puede producir en el receptor del VOR un error de marcación cuya magnitud depende de la altura del avión. Para eliminar estos efectos de las componentes de radiación polarizada verticalmente, se ha dispuesto una reja de polarización rodeando la antena VOR compacta.

La reja de polarización consta de dos partes; la reja principal que comprende 24 varillas igualmente espaciadas en un círculo de 1 metro de diámetro, y la superior que se termina en una placa metálica y contiene la mitad de varillas de la principal. La altura de la reja principal es 1,8 metros y la de la superior 0,9 metros.

Una armadura en anillo asegura buena conexión eléctrica entre la antena y la contraantena y sirve para facilitar el montaje de la reja de polarización sobre el tejado de la caseta.

*3.7.3 Diagrama de radiación vertical*

El alcance de un radiofaro VOR viene determinado por la potencia del emisor, el diagrama de radiación de la antena y el emplazamiento de la instalación. El diagrama de la antena, en el plano vertical, depende principalmente del tipo de antena, su altura sobre la contraantena, el diámetro de la contraantena y su altura sobre el suelo.

Para cumplir los requisitos de alcance para radiofaros VOR especificados por la ICAO, se dispone de dos versiones de antena del sistema SEL, la antena de un solo elemento y la de dos elementos.

*a) Antena de un elemento*

Comprende una tarjeta con los dípolos cruzados y un radiador omnidireccional. Los diagramas de radiación y la ganancia de la antena corresponden a los de las antenas VOR convencionales existentes. La reja de polarización que la envuelve, consta de una principal y una superior y tiene una altura total de 2,7 metros.

*b) Antena de dos elementos* (uno sobre otro, apilados)

Ofrece una ganancia de, al menos 5 dB para ángulos de elevación inferiores a 5° sobre la antena de un solo elemento. La reja de polarización consta de dos prin-

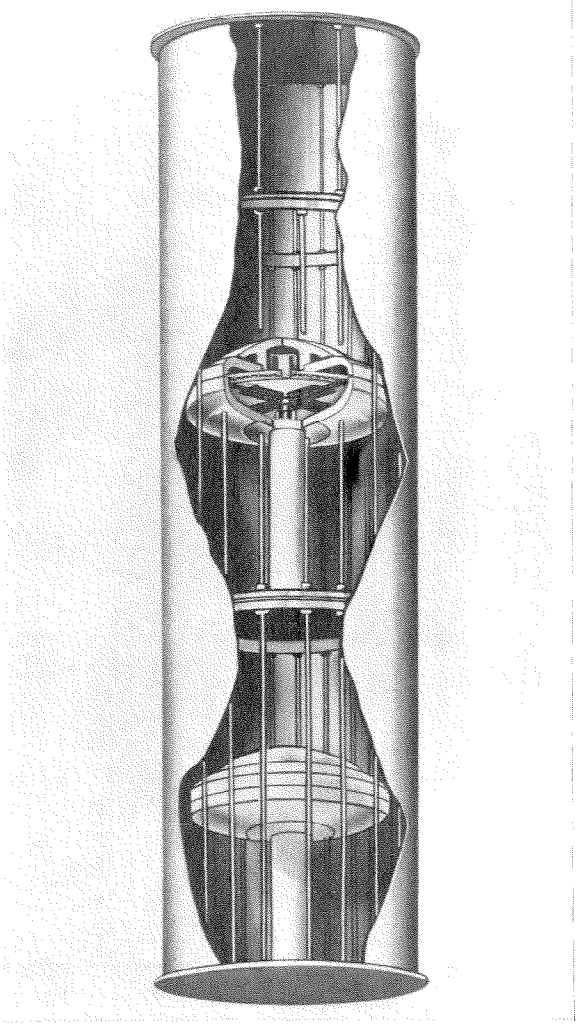


Fig. 9 VOR-S. Sistema de antena de dos elementos.

cipales y una superior, la altura total es de 4,5 metros (15 pies).

La distancia entre los elementos de radiación y su distancia a la contraantena, así como el diámetro de la contraantena y su altura sobre el suelo, se eligen de manera que se obtenga el adecuado diagrama de radiación vertical con objeto de lograr el máximo alcance.

La figura 9 muestra el diseño y ensamble del conjunto completo de una antena VOR-S que consta de dos elementos.

*3.7.4 Colocación con DME*
*(Equipo medidor de distancias)*

La placa de cubierta situada en la parte superior de la reja de polarización de la antena del VOR-S, está equipada con todos los elementos mecánicos y entradas de cable que permiten la instalación coaxial de una antena DME, tipo AD 1851/50 como se utiliza en las estaciones de tierra de FACE DME de radiofaros FSD-2. Las características electromecánicas de esta antena DME son tales, que permiten la colocación coaxial en la parte superior de la antena VOR-S. Los cables de alimentación, tanto para la antena DME como para las luces de balizamiento, si se requieren, se llevan por conductos de la reja de polarización hasta el interior de la caseta.

Esta disposición coaxial VOR-DME cumple todas las exigencias de las recomendaciones de la OACI, anexo 10, edición de Octubre 1965.

La figura 10 muestra el sistema asociado de antena VOR-DME, incluyendo la protección.

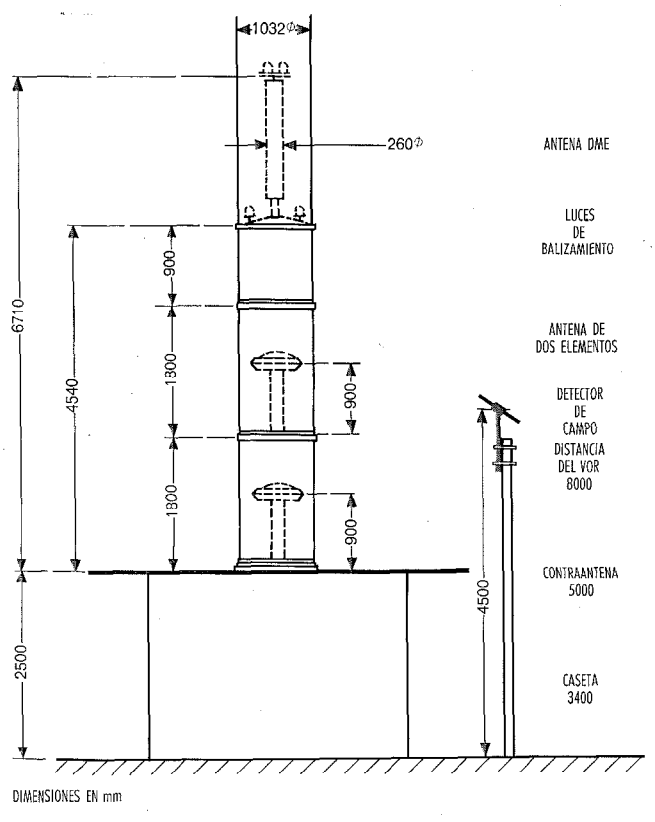



Fig. 10 Instalación de antena DME en el sistema VOR-S.

## 4. Aplicación del equipo VOR-S

El sistema VOR, de estado sólido de SEL, se ha diseñado para obtener la mayor flexibilidad posible con objeto de cumplir diversas exigencias de funcionamiento. Puesto que todo el equipo electrónico consta de unidades enchufables e incluso la antena es de diseño modular, se dispone de muchas versiones de este equipo para lograr las características óptimas, según las exigencias.

Entre otros problemas están: el margen de servicio debido a la aplicación como terminal o en ruta, del VOR, así como las cuestiones de confiabilidad y alimentación.

La versión más sencilla del VOR-S es la de equipo único, puesto que el tiempo medio calculado teóricamente de 3000 horas entre fallos, bajo las condiciones ambientales más desfavorables, garantiza el mantenimiento y el funcionamiento sin averias durante largo período. Esto se debe al uso exclusivo de componentes activos de estado sólido que sustituyen a las válvulas y a las partes móviles mecánicamente.

Se ha dispuesto la posibilidad de convertir una antena de un solo elemento en otra de dos elementos, con una ganancia de 5 dB, incrementando así la potencia efectiva radiada y el alcance.

La potencia de salida del transmisor puede también aumentarse de 25 vatios a 50 vatios por la simple adición de unidades enchufables, con lo que se obtiene un aumento de 3 dB en la potencia efectiva radiada.

El equipo doble se obtiene por la adición de un segundo bastidor igual al del equipo sencillo y un dispositivo independiente de conmutación. Una estación doble puede también controlarse con un solo monitor.

El suministro de energia ofrece una flexibilidad semejante con el uso de baterias como fuente de alimentación de emergencia.

El pequeño consumo de energía de corriente continua permite el uso de generadores eólicos o células termoeléctricas, como fuentes primarias de energia, juntamente con baterias.

Como elemento opcional, puede montarse en el mismo bastidor la unidad de control remoto, flexible y de múltiples aplicaciones, lo que permite control y supervisión remotas del sistema VOR-S, a través de líneas telefónicas.

Cualquier adaptación y modificación de las mencionadas anteriormente, pueden llevarse a cabo rápida y fácilmente, incluso en el mismo lugar de la instalación.

Las características anteriormente descritas permiten instalar el radiofaro VOR en lugares distantes y casi inaccesibles, para funcionamiento no atendido.

Debido al uso de unidades enchufables y fácilmente sustituibles, puede disponerse de una amplia gama de versiones del equipo para adaptarse a diversas exigencias de funcionamiento correspondientes a las recomendaciones de la ICAO. Estas pueden alcanzar desde el más sencillo radioparo VOR con mínimas exigencias, operacionales, hasta la más compleja instalación que proporciona la máxima redundancia, seguridad en el funcionamiento y potencia efectiva radiada.

## 5. Características técnicas

| | | |
|---|---|---|
| Condiciones de trabajo: | Temperatura ambiente para el equipo electrónico | −10 °C á + 60 °C |
| | Base de antena | −40 °C á + 70 °C |
| | Humedad relativa | máxima 95 % |
| Alimentación: | Suministro de c. a. | 115/230 V + 10 %, − 15 % |
| | Frecuencia | 45 Hz á 62 Hz |
| | Tensión c. c. | 40,5 V +10 %, −15 % |
| | Consumo | 220 W para una salida de RF de 25 W<br>330 W para una salida de RF de 50 W |
| Transmisor: | Margen de frecuencia | 108 á 118 MHz |
| | Estabilidad de frecuencia | ±0,002 % |
| | Frecuencia de cristal | 108 á 118 MHz |
| | Potencia de salida | 25 W ó 50 W |
| Goniómetro Electrónico: | Potencia de entrada | 20 mW |
| | Potencia de salida | 0,5 á 4 W ajustable |
| Modulación: | Requisitos de la ICAO, según se especifica en el anexo 10, 1968, edición segunda del volumen 1. | |
| Antena: | Tipo antena en bucle combinado con dípolos cruzados. Precisión, mayor de ±0,6°. Antena de dos elementos con ganancia de 5 dB. Posibilidad de colocación coaxial con antena DME. | |
| Precisión del sistema: | Mayor que ±1,5°, sobre comprobación en tierra. | |

## 6. Conclusión

El sistema VOR de estado sólido, desarrollado últimamente, es un diseño de mayor fiabilidad que utiliza las técnicas más modernas con objeto de lograr:

— calidad estable y superior, incluso en condiciones ambientales adversas;
— alta fiabilidad de funcionamiento;
— muy bajas exigencias de mantenimiento;
— bajo consumo de potencia;
— funcionamiento primario de energia;
— la más alta flexibilidad en relación a las exigencias de funcionamiento;
— facilidad de transporte y de instalación.

La máxima flexibilidad se obtiene por la utilización de una antena con un solo elemento o con dos elementos y 5 dB de ganancia, en unión con un transmisor de estado sólido de 25 á 50 vatios.

Aparte de este desarrollo, Standard Elektrik Lorenz AG ha realizado considerables investigaciones con objeto de introducir una nueva generación de equipos a la navegación, todos los cuales comprenden principios de diseño comunes.

Existen tres tipos de equipos de ayuda a la navegación que trabajan en el margen de frecuencias de 108 á 118 MHz: el VOR, Doppler VOR y localizador ILS. Las unidades electrónicas desarrolladas recientemente para el sistema VOR de estado sólido son de gran versatilidad ya que su aplicación no se restringe a un tipo de equipo solamente. La mayor parte de estas unidades se aplican, sin modificación alguna, a los sistemas de estado sólido Doppler-VOR y de aterrizaje ILS.

El uso de equipos normalizados y de circuitos electrónicos idénticos. Permite a ITT ofrecer, para mayor ventaja de los usuarios, una nueva generación de sistemas de ayuda a la navegación que pueden cumplir con garantia las severas exigencias de funcionamiento del decreciente tráfico aéreo.

**Referencias**


[1] D. G. C. Luck: An Omnidirectional Radio-Range System. Revista RCA, Vol. 6 (Julio 1941) 1. Revista RCA, Vol. 6 (Enero 1942) 3. Revista RCA, Vol. 7 (Marzo 1946) 1.
[2] D. M. Stuart: The Omnidirectional Range, Aero Digest, Junio 1945.
[3] S. R. Anderson, H. F. Keary: Polarization Errors of Two Different Omnirange Antenna Arrays, CAA Technical Development Report N° 63, Marzo 1950.
[4] H. C. Hurley, S. R. Anderson, H. F. Keary: The CAA VHF Omnirange. CAA Technical Development Report N° 113, Junio 1950.
[5] E. Kramar: UKW-Drehfunkfeuer. Interavia (1951) 2.
[6] K. Bärner: Das UKW-Drehfunkfeuer. Funktechnik (1956) N° 7 y 8.
[7] K. Bärner: Untersuchungen an Drehfunkfeuern. Luftfahrttechnik, Abril 1957.
[8] P. Caporale: VORTAC Beacons for Rho-Theta Navigation. Electronics, Vol. 30 (Junio 1957).



**Hans Popp** nació en Fuerth/Baviera, Alemania Occidental, en 1918. Realizó estudios en la Ohm-Polytechnikum de Nuremberg y en la Technische Hochschule, Stuttgart, Alemania Occidental.

En 1951, obtuvo el certificado de ingeniero y en 1955 su graduación de ingeniero de la Technische Hochschule, Stuttgart, Alemania Occidental.

En Junio de 1955 entró a formar parte de Standard Elektrik Lorenz AG de Stuttgart. Trabajó activamente en el desarrollo de computadores electrónicos y desde 1963 ha trabajado en el desarrollo de ayudas a la navegación.

# Desarrollos recientes en el sistema de navegación Tacan

SVEN H. DODINGTON
ITT Avionics, Nutley, N.J. (USA)

## 1. Introducción

Han transcurrido 22 años desde que ITT propuso el sistema de navegación rho-theta Tacan y 13 desde que aparecieron en Electrical Communication los últimos artículos importantes. Desde entonces, se han construído, aproximadamente, 2700 equipos de tierra y de a bordo para barcos en USA, Reino Unido, Francia, Alemania, Italia y Australia y unos 70.000 equipos de a bordo para aviones en USA, Francia, Alemania, Italia, Canadá y Japón. La mayor parte de los equipos terrestres y una buena preparación de los equipos de a bordo para aviones han sido fabricados por casas asociadas a ITT.

El sistema se utiliza extensamente por las fuerzas militares de los países antes enumerados y la versión civil, incluyendo el equipo de medida de distancia (DME), es un sistema normalizado de ayuda a la navegación de la Organización de Aviación Civil Internacional.

En la tabla 1 se muestra el número de equipos fabricados.

**Tabla 1 – Cantidad de equipos fabricados.**

| | Terrestre | De a bordo |
|---|---|---|
| Tacan, militar | 1800 | 50.000 |
| Tacan, civil | 800 | — |
| DME, civil | 150 | 20.000 |

## 2. Principios generales de funcionamiento

El sistema básico Tacan provee a una aeronave con medios para conocer la distancia y el rumbo respecto a cualquier estación terrestre seleccionada, dentro del margen de visibilidad óptica, utilizando 252 frecuencias, controladas por cristal en la banda de 960—1215 MHz. La aeronave emite impulsos que son replicados por la estación terrestre; el tiempo transcurrido en la ida y vuelta de las señales, proporciona una medida de la distancia, con una precisión nominal de, aproximadamente, 300 m. Simultáneamente, las respuestas de medida de distancias procedentes de la estación terrestre, se modulan en amplitud mediante el diagrama de radiación de una antena direccional giratoria. Esta modulación de amplitud, al compararla en el avión con la fase de referencia, permite medir el rumbo con una precisión nominal de un grado. (Para descripción completa ver Electrical Communication, Vol. 33, N° 1, Marzo 1956.)

El sistema, de este modo, fija la relación del avión con respecto a una estación determinada terrestre, en coordenadas que son fácilmente inteligibles para el piloto y que pueden utilizarse para control de vuelo sin necesidad de computador adicional. Debido a la frecuencia relativamente alta utilizada, el sistema de antena es suficientemente pequeño para poderse montar en el mástil de un avión o transportarse fácilmente en el campo. De aquí se deduce el atractivo que presenta para usos militares.

En su forma original, la mitad de las 252 frecuencias, separadas un megahertzio, se utilizaron para transmisión desde el avión y la otra mitad para respuesta desde tierra, formando así 126 canales de dos direcciones. Las frecuencias de trabajo eran tantas que, una estación terrestre podría atender por lo menos, un centenar de aviones sin saturarse, permitiendo, de este modo, que, al menos, 12.600 aviones pudieran recibir servicio dentro de un área de alcance óptico.

Aún así, cada frecuencia se utilizó solo aproximadamente al 2 % de su capacidad y se pensó que eventualmente, podían añadirse otros muchos servicios, además de lo que era estrictamente determinación de distancias y marcaciones; uno de estos, el enlace de datos Tacan se describió anteriormente [2], aunque no ha sido construído en esa forma.

## 3. Desarrollos desde 1956 (en orden aproximadamente cronológico)

### *3.1 Adaptación a usos civiles*

En 1946, la Organización de Aviación Civil Internacional (ICAO) recomendó el establecimiento de un servicio de medida de distancias (DME) en la banda de 960—1215 MHz y la normalización se estableció en 1949. Sin embargo, estas normas no eran compatibles con el sistema Tacan (que entonces estaba bajo secreto), esto condujo a un largo período de confusión e indecisión, con escasa producción. Después del fin del secreto del sistema Tacan en 1955, el Comité de Coordinación del Aire de EE.UU. decidió, en Agosto de 1956, desechar el anterior sistema DME y en su lugar utilizar la parte correspondiente de medida de distancias del sistema Tacan, La ICAO adoptó la recomendación de USA en 1959.

Este sistema civil utiliza las mismas frecuencias, forma de impulsos y ciclos de trabajo del sistema Tacan pero omite la antena direccional giratoria en la estación terrestre y los circuitos de marcación del Tacan en el avión. Para proporcionar las coordenadas de navegación rho-theta al avión civil, se coloca un radiofaro terrestre DME en combinación con una estación VOR [3]. Se parean 80 canales DME y 80 canales VOR, uno a uno, de tal manera que un único control del avión selecciona automáticamente ambos canales al mismo tiempo 20 canales DME se parean con 20 canales de VHF del sistema localizador ILS. Los restantes 26 canales del sistema Tacan se reservan para usos no civiles. Una variante, llamada VORTAC, se utiliza en aquellos países en los que el control de tráfico aéreo es común a usos militares y civiles. En el sistema VORTAC, se instala un radiofaro Tacan en combinación con una estación VOR, proporcionando servicio de coordenadas rho-theta tanto a usuarios civiles como militares, como se indica en la figura 1. Existen unas 800 estaciones de este tipo en EE.UU.

### *3.2 Duplicado de canales*

El VOR, que es un sistema de onda continua, es más vulnerable a interferencias entre canales que el sistema de impulsos Tacan de corto ciclo de trabajo. Durante largo tiempo se ha estado considerando la posibilidad de

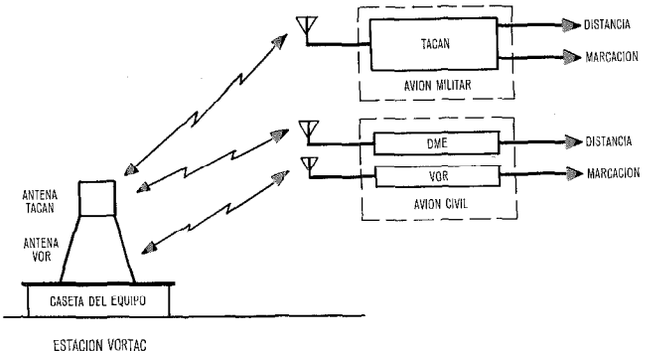



Fig. 1 Principio del sistema VORTAC.

Fig. 2 Radiofaro experimental miniaturizado NASA.

duplicar el número de canales VOR, reduciendo a la mitad la separación entre frecuencias. Aunque esto no se ha llevado a cabo en forma apreciable, se hizo necesario, sin embargo, que el sistema DME Tacan estuviera preparado para esta eventualidad. La reducción a la mitad, de la separación entre frecuencias, no era posible, de manera que la solución desarrollada por ITT Avionics fué utilizar dos códigos de impulsos diferentes sobre las frecuencias existentes y, al mismo tiempo, permitir la transmisión tierra-aire en las 252 frecuencias como se indica en la tabla 2. Estas normas fueron adoptadas por la OACI e incorporadas en todos los equipos de líneas aéreas construídos desde 1962.

**Tabla 2 – Duplicado de canales.**

| | Canales originales "X" | Nuevos canales "Y" |
|---|---|---|
| Número de canales | 126 | 126 |
| Frecuencia de interrogación, MHz | 1025—1150 | 1025—1150 |
| Frecuencia de respuesta | ( 962—1024) (1151—1213) | 1025—1150 |
| Interrogación, espacio entre dos impulsos | 12 $\mu$s | 30 $\mu$s |
| Respuesta, espacio entre dos impulsos | 12 $\mu$s | 30 $\mu$s |

Actualmente está en estudio la correspondiente modificación del sistema Tacan. Esta deberá cubrir los códigos adicionales necesarios para los impulsos de referencia de marcación.

Debe hacerse resaltar que los nuevos canales adicionales no producen incompatibilidad alguna con cualquier equipo Tacan anteriormente construído. Por el contrario, la duplicación de los canales VOR se ha retrasado debido a la existencia de muchos equipos de aviones con selectividad incompatible con la reducción de la separación entre canales.

*3.3 Radiofaros miniatura*

El primer radiofaro terrestre Tacan dedicado a un servicio amplio, el AN/URN-3, tenía una potencia de salida de 5 kW, daba servicio a 100 aviones y pesaba unos 2200 kg. Los modelos siguientes, construídos en EE.UU. para la FAA (*Federal Aviation Administration*), tenía una potencia de salida de 20 kW y un peso de 8500 kg. Sin embargo, existen muchas aplicaciones tácticas en las que la capacidad en el alcance o en el tráfico podrían muy bien sacrificarse con objeto de lograr menos peso y menor consumo. La figura 2 muestra un radiofaro experimental de este tipo, con su antena, desarrollado por ITT Avionics para la U. S. National Aeronautics and Space Administration en 1964. Este radiofaro proporciona servicio DME a 5 aviones y sus características más importantes se indican en la tabla 3.

**Tabla 3 – Características del radiofaro NASA.**

| | |
|---|---|
| Tamaño | 25 × 12 × 9 mm |
| Peso | 3,25 kg |
| Potencia de entrada | 33 W y 24 V C. C. |
| Potencia de pico de RF | 1 kW |
| Sensibilidad | – 95 dBm |
| Estabilidad de frecuencia | 0,007 % |

Este es el radiofaro Tacan más ligero construído hasta la fecha. En pruebas de vuelo real proporcionó servicio más allá de 300 km. Una variante de este radiofaro, el ARN-95, da servicio a un número de aviones mayor pero con un alcance más reducido. Esto conduce a uno de los mayores atractivos, aunque poco explotado, del sistema DME, es decir, a que el tamaño, peso y coste del radiofaro terrestre puede proyectarse de acuerdo con la densidad de tráfico. No resulta inconcebible que tales reducidos radiofaros, montados en postes telefónicos, puedan proporcionar en las regiones poco desarrolladas un servicio "en ruta" con elevada potencia de indicación de rumbo a un corto número de aviones mientras que, en una configuración diferente, pueden suministrar un servicio de corto alcance y alta densidad de tráfico en las estaciones terminales de cualquier otra parte del mundo.

Entre este pequeño radiofaro y sus predecesores de mayor tamaño, existe una variedad de modelos, algunos de los cuales se indican en la tabla 4.

*3.4 Servicio de marcación de 15 Hz*

El sistema básico Tacan proporciona un sistema de marcación "fino-brusco" o de dos velocidades. El sistema fundamental da una relación directa entre el azimut y la fase eléctrica a 15 Hz y un sistema auxiliar que permite un aumento en la resolución nueve veces mayor a 135 Hz [1]. Algo parecido al minutero y horario en un reloj.

**Tabla 4 – Radiofaro DME y Tacan.**

| | Potencia de pico de RF (kW) | Peso (kg) | Potencia de entrada (kW) |
|---|---|---|---|
| *DME* | | | |
| DTD, doble | 3 | 2700 | 10 |
| FSD-2, doble | 5 | 720 | 2,5 |
| ARN-95, sencillo | 0,1 | 5,4 | 0,05 |
| *Tacan* | | | |
| TRN-14, sencillo | 1 | 1100 | 3 |
| TRN-17, doble | 1 | 3150 | 7,5 |
| URN-20, sencillo | 10 | 1440 | 10 |
| RTN-2, doble | 20 | 8550 | 32 |

Sin embargo, la naturaleza de la antena terrestre es tal que a medida que aumenta el ángulo de elevación sobre el horizonte, disminuye la profundidad de modulación tanto de los componentes de 15 Hz como de 135 Hz, pero las últimas en mayor proporción. Por lo tanto para grandes ángulos de elevación, la componente de 15 Hz es utilizable, mientras que la de 135 Hz no lo es. Para permitir servicios a tales ángulos elevados, típicamente en la región de 30° á 50°, los equipos de aeronaves construídos desde 1961 incluyen la posibilidad de trabajar con la señal de 15 Hz cuando la de 135 Hz está por debajo de una cierta profundidad de modulación, normalmente por debajo del 7 %.

Esta característica de los más recientes equipos de a bordo ha dado lugar a su vez a un nuevo tipo de radiofaro terrestre; un radiofaro que deliberadamente solo provee información de marcación a 15 Hz, con la consiguiente reducción de exactitud en la marcación pero con una gran reducción en el tamaño de la antena y en la potencia de excitación necesaria, como se indica en la figura 3, donde puede verse una antena de 15 Hz, la YNI-107 de ITT Avionics, de un elemento de altura, sostenida por la muchacha, en contraste con la antena de 135 Hz, de muchos elementos de altura, situada en el fondo. No es necesario decir que la precisión, resistencia a errores de emplazamiento y ganancia en potencia son muy diferentes para estos dos modelos pero que cada uno cumple una función única, siendo la más pequeña, utilizable en situaciones en las que no es posible utilizar la más grande. Por ejemplo, la pequeña necesita solo 5 vatios para producir la rotación frente a un kilovatio que necesita la mayor.

Sin embargo, los recientes desarrollos que permiten efectuar electrónicamente el giro de la antena de 135 Hz pueden reducir el mercado del sistema de 15 Hz.

### *3.5 Tacan de "modo inverso"*

En algunas aplicaciones tácticas es preferible que el radiofaro de tierra sea del tamaño más pequeño posible y que presente un mínimo de problemas de emplazamiento a sus operadores. El principio de "modo inverso" desarrollado por ITT Avionics, proporciona una solución adecuada. En este caso, el radiofaro es simplemente un medidor DME, con una antena omnidireccional no giratoria; un emplazamiento inadecuado puede afectar a la intensidad de la señal, pero no produce errores.

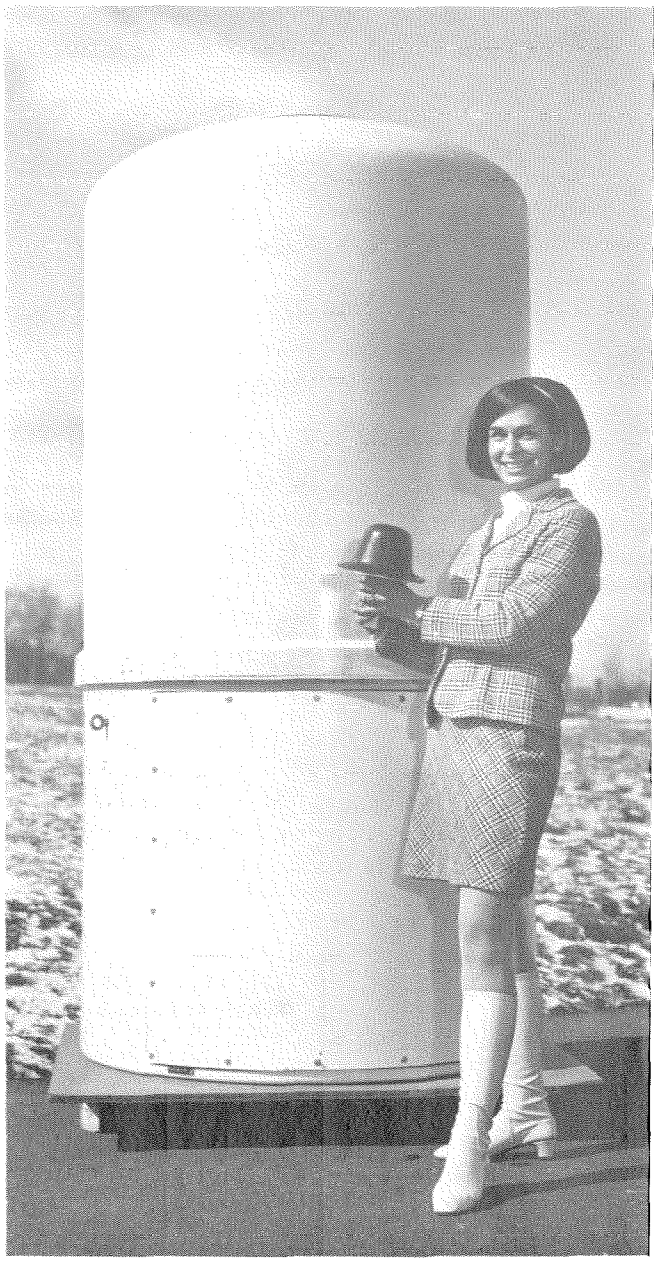


Fig. 3 Vista de una antena de 15 Hz con un elemento (en manos de la señorita) y una antena de 135 Hz con varios elementos (detrás).

La antena giratoria se situa en el avión donde modula en amplitud la respuesta DME recibida, del mismo modo que si actuase colocada en la tierra. El ángulo de marcación observado es ahora el ángulo entre el radiofaro DME y el eje de popa a proa del avión. Debe, por lo tanto, utilizarse el compás del avión para localizar el radiofaro en un mapa; sin embargo, siempre es posible la aproximación al radiofaro sin la ayuda del compás. La ventaja sobre un radiogoniómetro de avión ordinario es que se da la distancia al radiofaro y que prescindiendo de la antena y sus circuitos de mando, el resto del equipo de a bordo es el mismo que se utiliza para el servicio Tacan normal.

Hasta la fecha, este sistema solo se ha equipado con antena de 15 Hz, del tipo indicado en la figura 3.

*3.6 Tacan aire-aire*

Muchos equipos militares de a bordo disponen desde hace tiempo de la posibilidad de medir distancias entre aviones en vuelo. En este sentido, el equipo actúa como un respondedor DME, a la vez que como un interrogador, permitiendo a dos aviones medir la distancia de uno a otro.

Para distinguir este modo, del modo normal, los receptores trabajan en sus frecuencias imagen y las respuestas del respondedor son impulsos sencillos en lugar de impulsos pareados. Cada respondedor puede manejar hasta cinco interrogadores.

La llegada de las pequeñas antenas de 15 Hz, descritas en la sección 3.4, ha permitido agregar el servicio de marcación aire-aire, dando como resultado el equipo AN/ARN-90 mostrado en la figura 4. Este equipo, que es una adaptación del anterior AN/ARN-52, tiene 5 modos de funcionamiento:

1. Normal, con un radiofaro Tacan terrestre,
2. Modo inverso, con un radiofaro DME terrestre,
3. Tacan aire-aire,
4. Tacan de modo inverso aire-aire,
5. DME aire-aire.

*3.7 Antenas de radiofaro desprovistas de errores de emplazamiento*

El punto débil de todos los sistemas de antena direccional es el "error de emplazamiento". Este efecto se produce por reflexiones en objetos próximos al emplazamiento de la antena direccional y es un problema muy conocido en los sistemas D/F y VOR, así como en el Tacan. En instalaciones fijas, pueden hacerse determinaciones sobre el terreno, midiendo los errores que se producen y publicando luego correcciones, pero este método resulta casi insuperable si los errores varían con el ángulo de alineación, y con el ángulo azimutal. Aun resulta más complicado el problema en instalaciones portátiles.

Extraordinariamente, la primera antena del radiofaro Tacan utilizada con el equipo AN/URN-3, estaba relativamente desprovista de errores de emplazamiento. Utilizaba 7 elementos verticales para dirigir el diagrama de radiación ligeramente hacia arriba, reduciendo así las reflexiones en el suelo sin excesiva pérdida de potencia en sentido horizontal. Algunos equipos posteriores, para reducir peso y potencia necesaria, utilizaban sólo dos elementos verticales. Estos resultaban satisfactorios colocados en la parte superior de mástiles de barcos, pero producían profundos modos verticales cuando se colocaban próximos a terreno plano. Un avión situado en el nodo de la señal directa, al mismo tiempo que en el lóbulo de una señal reflejada de diferente azimut, experimentaba considerables errores de marcación.

Para corregir esta situación, ITT Avionics ha desarrollado dos nuevas antenas. La YNI-105/106 que utiliza 6 elementos verticales, pero que en los demás aspectos es intercambiable con la antena de dos elementos utilizada en el radiofaro TRN-17 y la antena YNI-103/104 que utiliza 11 elementos que presenta las mejores características alcanzadas hasta la fecha.

*3.8 Antenas de radiofaro con giro electrónico*

La antena Tacan con giro mecánico tiene muchas ventajas. Entre éstas sobresalen:

a) una vez construída, sus errores giran con ella, son iguales para todos los azimuts y pueden calibrarse fácilmente por un ligero desplazamiento de los impulsos de referencia;

b) una vez construída, sus características permanecen prácticamente invariables, siempre que gire a la velocidad correcta;

c) puesto que sus errores característicos son los mismos en todos los azimuts, una sola antena monitora es suficiente.

Sin embargo, ha ido en aumento la demanda de antenas no giratorias cuyo diagrama horizontal se hace girar por conmutación electrónica o modulación. Tales antenas, requieren menos potencia para lograr el efecto de giro, menor mantenimiento y para aplicaciones espaciales, producen diagramas de radiación variables electrónicamente, tanto en azimut como en elevación.

El modelo YNI-109 de ITT Avionics es una antena de estas características. Utiliza un radiador central conectado al respondedor Tacan. Alrededor de este radiador

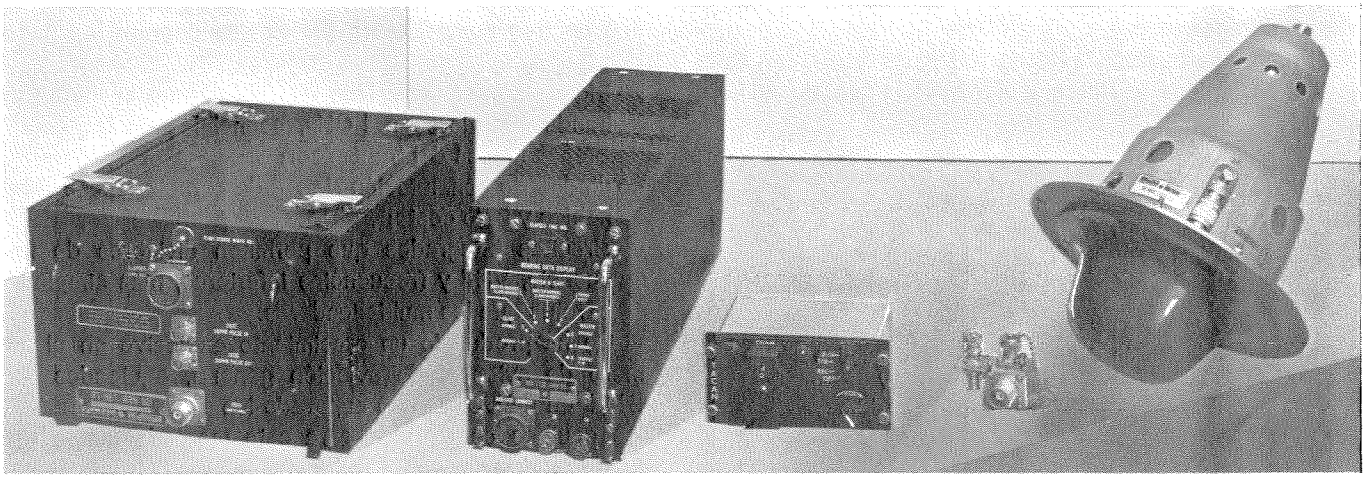


Fig. 4 Equipo ARN-90.

se disponen dos círculos de elementos parásitos. Cada elemento puede conectarse o desconectarse mediante un diodo en serie con él. Utilizando un número suficientemente amplio de elementos parásitos y conmutándolos en un orden determinado, se genera un diagrama de marcación Tacan giratorio, independiente de la amplitud del voltaje de conmutación y del nivel de la potencia de radiofrecuencia. Los circuitos de conmutación, que están controlados por un oscilador a cristal, generan también señales de referencia y de identidad y tienen un consumo total de potencia de unos 10 vatios. Esta antena resulta, pues, competitiva con los sistemas de 16 Hz, desde el punto de vista de consumo de potencia, con las ventajas adicionales de poder trabajar con todos los equipos de a bordo y de tener mayor precisión en la marcación.

Las pruebas realizadas con vuelo real han demostrado unas características totalmente comparables con los tipos de rotación mecánica. Puesto que se utilizan más de 100 diodos, hay que esperar que se producirá un "natural" modo de fallo cuyo comienzo inicial será difícil detectar. Los circuitos de conmutación se diseñan, pues, de forma que den una alarma cuando uno cualquiera de los elementos parásitos quede fuera de funcionamiento.

Esta antena es suficientemente pequeña y ligera como para poderse instalar en la parte superior de un poste arriostrado de poco peso (de hasta 30 m. de alto), mejorando considerablemente la cobertura en terreno irregular y reduciendo el error de emplazamiento causado por las reflexiones en el suelo.

*3.9 Equipo DME de aviación civil*

Como sucede con cualquier nuevo sistema de radio, en los comienzos tiende a existir una situación confusa por la mezcolanza: no hay equipo de a bordo hasta que haya radiofaro ni radiofaros hasta que haya demanda de equipos de a bordo. Por esto, mientras que la ICAO adoptó el presente sistema DME en 1959, transcurrieron unos cuantos años antes de que se llegase a un uso civil extensivo. Sin embargo, a finales de 1962 las líneas aéreas americanas en EE.UU. equiparon toda su flota de reactores con DME y desde entonces todos los aviones de EE.UU. y la mayor parte de los del Atlántico Norte, se han equipado totalmente con este sistema.

Estos equipos de líneas aéreas han atravesado tres etapas de desarrollo.

"Primera generación": (1958) 100 % de tubos, con circuitos analógicos y sintonia mecánica. Peso de 16 kg, aproximadamente.

**Tabla 5 – Características del equipo LMT 3574 A.**

| | |
|---|---|
| Canales | 252 |
| Alcance máximo | 480 km |
| Altitud | 21 km |
| Temperatura | – 54° á 71 °C |
| Tiempo de adquisición de canal | 0,001 segundos |
| Tiempo de adquisición del margen | 2 segundos |
| Potencia de salida | 1 kW |
| Sensibilidad | – 90 dBm |
| Peso | 6,7 kg |
| Potencia de entrada | 70 vatios |
| Tamaño | 3/8 del ATR, corto |

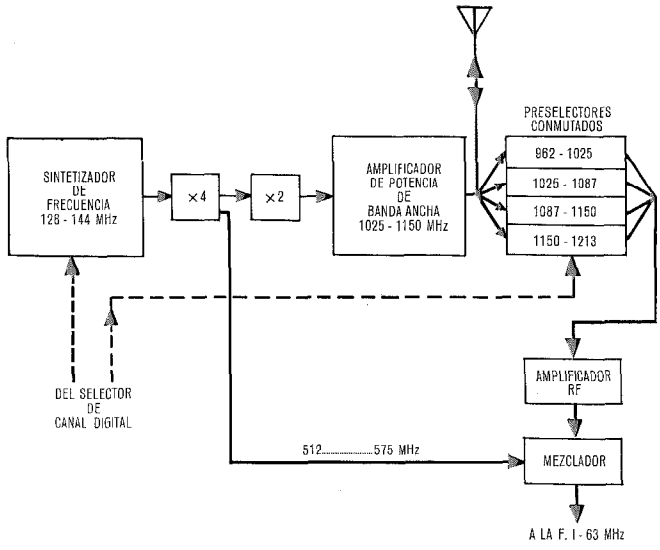



Fig. 5 Esquema simplificado de la sección de RF del equipo LMT 3574 A.

"Segunda generación": (1962) ampliamente transistorizado, pero, por lo demás muy semejante al anterior. Peso 13 kg.

"Tercera generación": (1968) circuitos digitales microelectrónicos, circuitos de RF de banda ancha o sintonizados electrónicamente, sin partes móviles. Peso 7 kg.

Estos últimos equipos están gobernados por las características ARINC 368 de fecha 9 Febrero 1968. Un equipo típico es el LMT 3574 A, cuyas principales características se enumeran en la tabla 5. La sección de RF del equipo se muestra en forma simplificada en la figura 5. El sintetizador de frecuencia comprende un oscilador de voltaje controlado a un octavo de la frecuencia de transmisión con bloqueo de fase por un oscilador a cristal mediante un divisor variable controlado por el selector de canal. La salida del oscilador de voltaje controlado se multiplica y amplifica en pasos de banda ancha hasta el nivel final de 1 kW. El mismo oscilador, multiplicado por cuatro, sirve también de oscilador local al mezclador del receptor. Antes de esta etapa, hay cuatro preselectores de frecuencia fija, conmutados por los circuitos lógicos de selección de canal.

El equipo completo está pués, carente de partes móviles. Esta técnica ha sido posible gracias a los desarrollos de tres componentes principales durante los pasados 5 años.

— triodos planar cerámicos utilizables para anchuras de banda superiores a 1 GHz, esenciales en las cuatro etapas finales del transmisor;
— diodos de conmutación de RF de características razonables y bajo coste;
— circuitos integrados que permiten divisores de frecuencia, VHF y frecuencias inferiores, más simples y baratos que los multiplicadores.

Se ha producido un crecimiento explosivo en el número de aviones, de aviación general, equipados con DME. En EE.UU. se han superado los 15.000. Algunos de los equipos construídos para este mercado tienen una potencia y sensibilidad reducidas y circuitos analógicos de solo moderada precisión, pero a su vez, han resul-

tado a un precio inferior a 1500 dólares. La reacción general de los usuarios ha sido que el sistema DME es la ayuda más útil a la navegación que ha aparecido en los últimos 20 años.

*3.10 Radiofaros civiles terrestres DME*

Mientras que la mayor parte de los actuales aviones civiles equipados con DME utilizan el sistema VORTAC, en el que la estación terrestre es un radiofaro Tacan, hay muchas demandas en el mundo entero de radiofaros

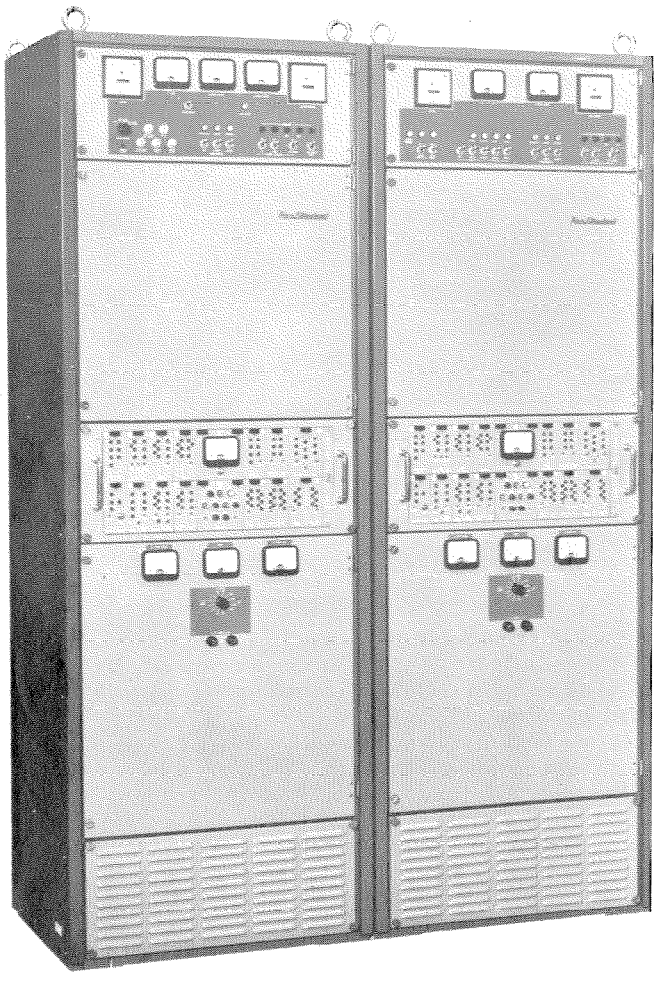


Fig. 6 Radiofaro FACE tipo FSD-2.

**Tabla 6 – Características del sistema FSD-2 (instalación doble).**

| | |
|---|---|
| Tamaño | 1845 × 1230 × 570 mm |
| Peso | 740 kg |
| Nº de canales | 252 |
| Potencia de pico de RF | 5 kW |
| Sensibilidad | – 95 dBm |
| Precisión | ± 38 metros |
| Estabilidad de frecuencia | 0,002 % |
| Potencia de entrada | 2,5 kW, 45—65 Hz |

terrestres para servicio exclusivo de DME. El primer radiofaro DME compatible con el Tacan de esta naturaleza, específicamente diseñado para este servicio, fué el DTD de FAA, ordenado en 1961 a ITT Avionics. Un equipo más moderno es el modelo FSD-2 de nuestra asociada italiana FACE-Standard, mostrado en la figura 6 cuyas principales características se enumeran en la tabla 6. Durante 1968, más de 50 de estos equipos han sido pedidos por más de doce países.

*3.11 Localizador ILS compatible con el Tacan*

Muchos aviones militares de pequeño tamaño, aunque están equipados con sistema Tacan, no llevan receptores para aterrizaje sin visibilidad ILS. Un radiofaro Tacan normal, situado en el extremo de la ruta, puede suministrar precisión de marcación del tipo Tacan, pero con los equipos de a bordo típicos en servicio hoy día, la precisión resultante de ± 1° no es tan buena como sería de desear.

Los equipos Tacan primitivos, puestos en producción en 1951 iban provistos realmente de un localizador compatible con Tacan que utilizaba comparación de las fases a 135 Hz para generar un camino guiado por radio. Esta característica se suprimió después de los primeros 200 equipos, pero en las pruebas realizadas sobre un prototipo de equipo terrestre en vuelo real en 1955, se obtuvo una precisión de ± 0,1° aproximadamente. La única modificación del equipo de a bordo era un conmutador de lengüeta para conectar los circuitos de 135 Hz a un indicador de "derecha-izquierda" en lugar de al servo de marcación. El servicio DME quedaba invariable.

Más recientemente nuestra asociada alemana Standard Elektrik Lorenz (SEL) ha desarrollado un localizador como parte primera de un sistema móvil de ayuda de aterrizaje en cualquier condición atmosférica, basado en el principio del sistema Tacan. Este localizador llamado SETAC-A (de Sector Tacan Azimuth) no exige modificación alguna de cualquier equipo Tacan de a bordo, proporcionando sin embargo, un aumento de diez veces en la precisión de la marcación. Esto se consigue radiando un diagrama especial a lo largo de la ruta que provee información de marcación de 15 Hz y 135 Hz tal que un movimiento lateral del avión de 1° hace que la marcación indicada varia 10°. Puesto que, por otra parte, puede producirse ambigüedad en el diagrama radiado, se utiliza un sencillo método de espacio muerto que hace desaparecer la información de marcación fuera del sector de trabajo utilizable de 36°.

La distancia entre la estación terrestre y el avión que se aproxima puede, además, medirse continuamente por el sistema normal TACAN-DME. Sencillas modificaciones del equipo Tacan de a bordo permiten una medida DME de precisión con una excepcional exactitud. Las pruebas realizadas con un prototipo del localizador SETAC, incluyendo la facilidad DME de precisión, han dado excelentes resultados (precisión de la marcación ± 0,05°, precisión DME, superior a 50'). El equipo de antena SETAC-A es suficientemente ligero como para ser transportado fácilmente por un hombre.

Un suplemento al equipo de a bordo TACAN, junto con un equipo terrestre SETAC-E (E indica elevación), ambos en desarrollo actualmente, permite medidas en el camino de descenso sin las perturbaciones bien conocidas producidas por las reflexiones en el terreno.

*3.12 Tacan de a bordo, microelectrónico*

El primer equipo Tacan de a bordo fué el AN/ARN-21 [1]. El principal equipo de la "segunda generación", el

ARN-52, todavía utilizaba tubos, pero contenía un considerable número de mejoras. Su diseño comenzó en 1957. En 1964 se inició por ITT Avionics el diseño de un equipo en el que habían de concurrir un conjunto de nuevos conceptos, los objetivos de este diseño eran:

a) ausencia de partes móviles, toda la sintonía había de ser o de banda ancha o variable electrónicamente;

b) utilización de circuitos digitales siempre que fuera posible;

c) obtención del canal, marcación y distancia en menos de un segundo;

d) precisión mejorada;

e) mejora de los errores de emplazamiento por el mayor uso de técnicas de impulsos;

f) perfeccionamiento de las medidas de contador electrónico (ECM);

g) mantenimiento por prueba automática extensa;

h) ausencia de ajustes internos que pueden afectar la exactitud;

i) máximo uso de circuitos de estado sólido;

j) aumento considerable en el tiempo medio entre fallos (MTBF).

En efecto, este equipo se ha convertido en el equipo de la "cuarta generación", la "tercera generación" (estado sólido, pero con partes móviles) se ha pasado por alto y resulta un poco sorprendente que el desarrollo haya durado más de lo que en un principio se planeó. Sin embargo, se han logrado ahora todos los objetivos y el equipo resultante, el INI-101 se muestra en la figura 7.

Ocupa el mismo espacio en el avión que su predecesor el ARN-52, y utiliza el mismo cableado en el aparato. El MTBF se ha multiplicado, al menos, por 3, exactamente por cerca de 4, y lo que es más importante la ausencia de partes móviles y ajustes se espera que dé como resultado un equipo cuyas características permanezcan constantes una vez que abandona la fábrica. Cumple todas las funciones del ARN-90 sin las "cajas negras" adicionales.

## 4. Otros desarrollos

La anterior lista de desarrollos incluye solamente aquellos que realmente han sido llevados a la práctica y, en la mayor parte de los casos, entregados a un cliente. Además de esta lista, existe un número de otros desarrollos en proceso; éstos incluyen transmisión de datos, un grado mucho mayor de los errores de emplazamiento, mayor compatibilidad con el respondedor de control del tráfico aéreo y mayor conexión con los computadores de a bordo. Estos esperamos serán el tema de un futuro artículo.

## 5. Agradecimiento

Todos los desarrollos enumerados, salvo cuando específicamente se menciona lo contrario han sido producidos por la División ITT Avionics y sus organizaciones predecesoras. Se agradece la ayuda prestada en la preparación de este artículo por el Dr. J. J. Muller de LMT, Dr. H. Bosse de SEL y D. Graziani de FACE.

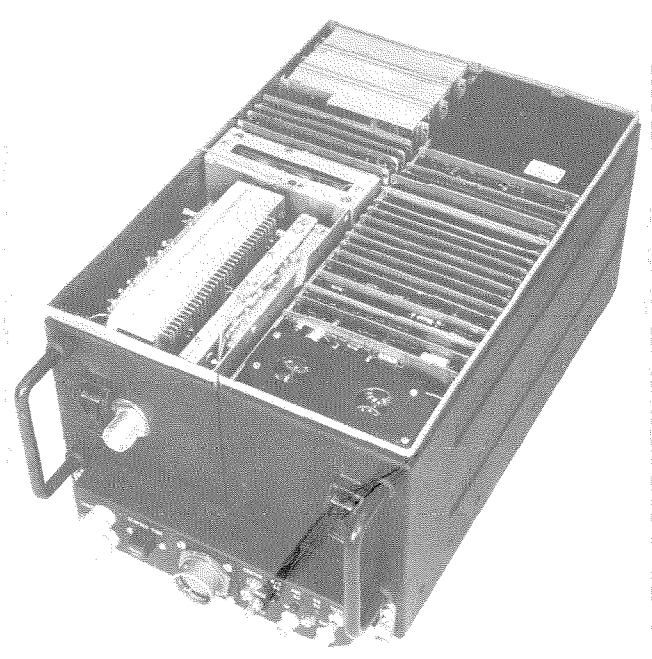


Fig. 7 Equipo microelectrónico Tacan INI-101.

**Referencias**

[1] Special Tacan issue, Electrical Communication, Vol. 33, N° 1, Marzo 1956.
[2] Special Tacan Data Link issue, Electrical Communication, Vol. 34, N° 3, Septiembre 1956.
[3] Special issue on VOR/DME, IEEE Transactions on ANNE, Vol. ANE-12, N° 1, Marzo 1965.

**Sven H. Dodington** es Vicepresidente al frente de la ingeniería avanzada de ITT Avionics. Nació en Vancouver, B. C., Canadá, el 22 de Mayo de 1912, y obtivo el grado AB en la Universidad de Stanford en 1934.

Desde 1935 á 1941 trabajó en Londres en el desarrollo de transmisores y receptores de televisión, particularmente receptores para proyección en teatros. Durante este periodo participó en los trabajos del U. S. National Television Standards Committee que estableció las actuales normas de TV en blanco y negro.

Desde 1941 ha trabajado en los laboratorios de New Jersey de la International Telephone and Telegraph Corporation. Durante la segunda guerra mundial se especializó en contramedidas de radar de a bordo, del tipo de simulación conocidas como "Moonshine" y desde 1945 se especializó en radio-ayudas a la navegación. Introdujo control a cristal en la banda de 1000 MHz, diseñó el primer sistema DME utilizado por las líneas aéreas y es un co-inventor del sistema de navegación Tacan. Está en posesión de cerca de 40 patentes. Fué elegido Vicepresidente de ITT Federal Laboratories en 1958.

Es miembro del Institute of Electrical and Electronics Engineers y ha asistido a varios comités especiales de la Comisión Técnica de Radio para Aeronáutica. En 1966—67 fué presidente del grupo de IEEE en sistemas electrónicos aero-espaciales, en 1962—63 presidente del grupo de IEEE en electrónica de navegación y aero-espacial y anteriormente presidente de la Junta de NAECON. Es miembro del Institute of Navigation y miembro asociado del American Institute of Aeronautics and Astronautics. Es también miembro de la Air Force Association, Association of the Army, Navy League, Ordnance Association y de la American Association for the Advancement of Science.

Sus más recientes publicaciones son "Radio Navigation Comes of Age", *Signal*, Mayo 1966, y "Recent Improvements in Today's DME", *IEEE G-ANE Transactions*, Marzo 1965.

# Multiconmutador miniatura

G. DUFRESNOY
C. VAZQUEZ
Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, París

## 1. Introducción

Los estudios de conmutación electrónica realizados por la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques durante los últimos años recientes, han conducido a la conclusión de que habría sido posible y ventajoso emprender el desarrollo de un multiconmutador que tuviera una mejora en su realización sobre los equipos existentes. Otros fabricantes de equipos de conmutación telefónicos han alcanzado conclusiones semejantes [1, 2, 3, 4].

Los objetivos perseguidos con el estudio de este multiconmutador miniatura con relación a los tipos existentes fueron los siguientes:

— reducción del volumen y del peso,
— aumento de la velocidad de funcionamiento,
— fácil automatización de la fabricación,
— ningún ajuste en la instalación.

La calidad de los contactos debía ser, por lo menos, igual que la del multiconmutador Pentaconta*.

La miniaturización que consiste en hacer una extrapolación partiendo de una concepción clásica completa, presenta el conocido riesgo de romper el equilibrio entre el precio del material y el coste de la mano de obra. Por consiguiente, se ha estudiado una nueva concepción simplificada.

## 2. Principios del diseño

El lector puede tomar una idea preliminar de lo que es el miniconmutador por las figuras 1 y 8. Está dispuesto en la forma de una matriz plana en la cual los largos resortes helicoidales visibles en la figura 1 constituyen los contactos fijos y los resortes cortos helicoidales los contactos móviles. Estos últimos se operan por medio de electroimanes colocados en la periferia, que pueden verse en la figura 8, cuyo movimiento se transmite por cintas tensadas.

El estudio responde a la aplicación de los principios generales siguientes:

— control de los electroimanes mediante impulsos de corriente, con retención mecánica,
— transmisión de las fuerzas por tracción,
— utilización original de un resorte de contactos que reune las funciones de contacto y de selección de los multiconmutadores clásicos.
— compatibilidad con la practica de construcción de equipos ISEP del sistema ITT [5].

### *2.1 Funcionamiento por impulsos de corriente sobre los electros de control*

El control por impulsos instantáneos de corriente elevada, hecho posible por el progreso de la electrónica, tiene un interés triple, ya que permite:

— miniaturizar las bobinas y, por tanto, el circuito magnético,
— obtener velocidades de tracción elevadas,
— conseguir la estabilidad de las características de funcionamiento eliminando los efectos de las tolerancias en las dimensiones, de tal forma que ya no hace falta ajustar el aparato.

### *2.2 Transmisión de las fuerzas por tracción*

En otros equipos similares la transmisión de las fuerzas desde los electroimanes, situados en la periferia del multiconmutador, hasta cualquier punto de cruce de la matriz, se consigue mediante piezas intermedias relativamente fuertes que almacenan una energia cinética. Esta última se disipa en choques y vibraciones. Por esta razón, este efecto indeseable se elimina haciendo las partes intermedias de poca masa pero con una rigidez suficiente. Esto se ha conseguido empleando cintas aislantes llamadas barras que trabajan a la tracción.

En efecto, estas barras sometidas a tracción pueden tener todas sus fibras trabajando al máximo admisible de fatiga sin sufrir deformación.

### *2.3 Resortes de contacto*

*a) Parte móvil*

La utilización en este multiconmutador, del hilo mismo como elemento elástico de contacto sin puntos conectores específicos (es decir sin agregar piezas de con-

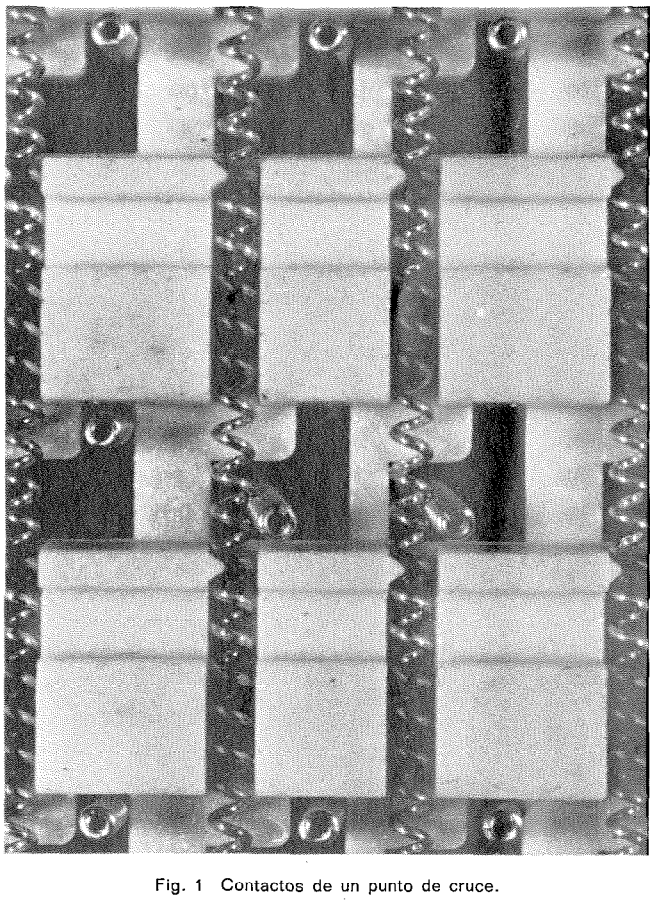


Fig. 1 Contactos de un punto de cruce.

* Marca registrada del sistema ITT.

tacto) ha exigido el empleo, bien de una aleación con las cualidades requeridas de elasticidad y de contacto, bien de materiales elásticos con revestimiento de metales preciosos, que es lo que se emplea actualmente.

El resorte se desplaza en dos planos perpendiculares, uno para obtener la selección y otro para efectuar la conexión.

Esta flexibilidad lateral se consigue con un resorte formado por un hilo arrollado en micro-helicoide con preferencia a un simple hilo debido a las siguientes ventajas:

— puede soldarse directamente en un circuito impreso que lleva uno de los múltiples, incorporando así los resortes al alambrado. El diámetro exterior del helicoide (del orden de 1 mm) es compatible con el punzonado industrial del circuito impreso;
— permite un ahorro de espacio en sentido longitudinal, pues, con todas las demás características iguales, el helicoide es más corto que el hilo sencillo equivalente;
— dispositivos tales como conductos de aire comprimido empleados en máquinas de producción automática pueden manejar con facilidad los pequeños resortes.

Este helicoide, bobinado con una tensión uniforme que mantiene las espiras apretadas entre sí, presenta dos ventajas adicionales:

— tiene amortiguamiento automático por los roces entre espiras adyacentes;
— se endereza automáticamente, lo que resuelve un problema importante de fabricación.

*b) Parte fija*

Los contactos múltiples fijos toman también la forma de otro helicoide ahora de espiras separadas de tal

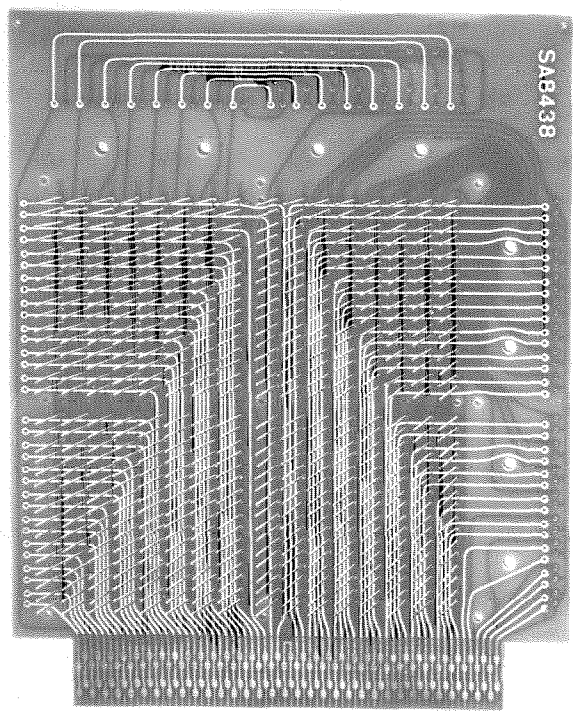



Fig. 3 Tarjeta base equipada con los 512 resortes móviles.

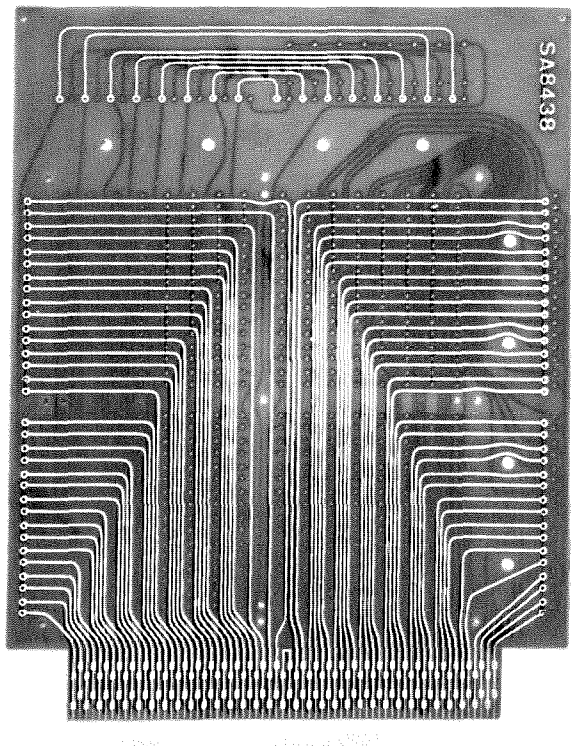



Fig. 2 Tarjeta base.

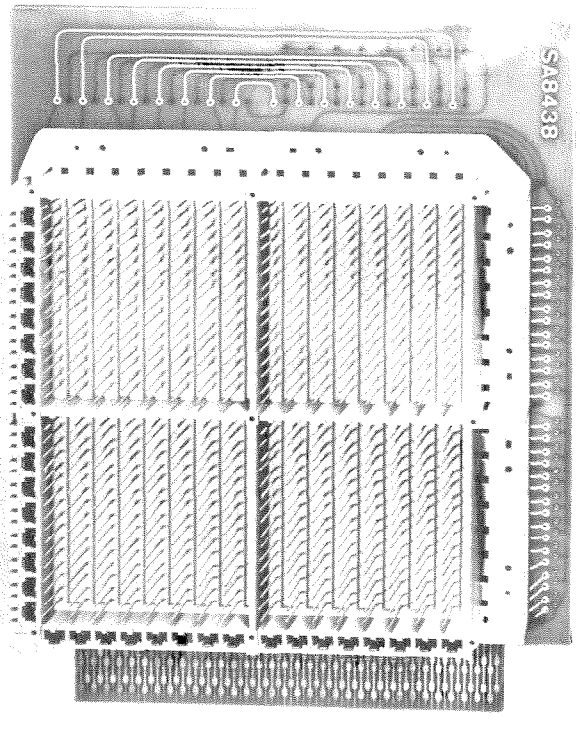



Fig. 1 Placa base equipada con los resortes móviles y el cuadro.

modo que se forma una V de hilo entre vueltas adyacentes. El contacto doble se establece entre el extremo libre de la parte móvil que se introduce en la V formada por dos espiras adyacentes de la parte fija.

Cuando este contacto sea desplazado por la barra de conexión es empujado en la V formando dos contactos equilibrados que se situan por sí solos gracias a la flexibilidad lateral del contacto móvil (Fig. 1).

Esta solución tiene las siguientes ventajas:

— obtención de una superficie de contacto excelente;
— mínimas exigencias de espacio;

## 3. Presentación del aparato

### *3.1 Descripción detallada*

El multiconmutador miniatura está constituído por los siguientes elementos:

— una tarjeta base con circuito impreso por las dos caras que comprende el multiplaje de los resortes móviles y la excitación de los electros (Fig. 2);
— 512 resortes móviles helicoidales, soldados sobre la tarjeta base (Fig. 3); los resortes móviles se hacen de un hilo metálico, como bronce fosforoso, cubierto totalmente o en parte por un metal precioso, o aleación como plata-paladio 70/30 o bien otra aleación a base de oro que asegure los buenos contactos. La técnica actual utiliza hilos cubiertos totalmente con una aleación plata-paladio 70/30.
— un cuadro soporte moldeado en policarbonato con carga de fibra de vidrio (Fig. 4);
— 32 electros de armadura flotante. Las bobinas van entalladas en las culatas (Fig. 5);

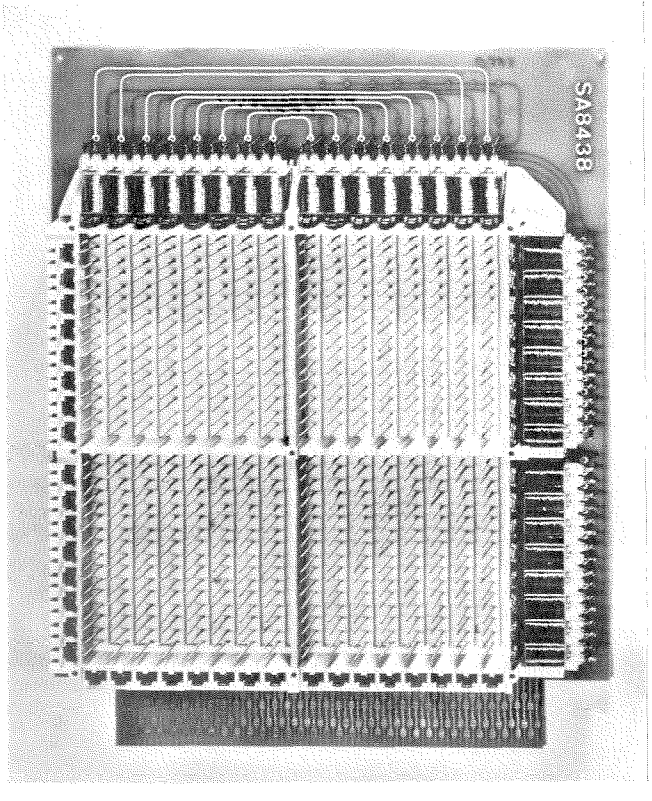



Fig. 5 Placa base equipada con los resortes móviles, el cuadro y los 32 electros.

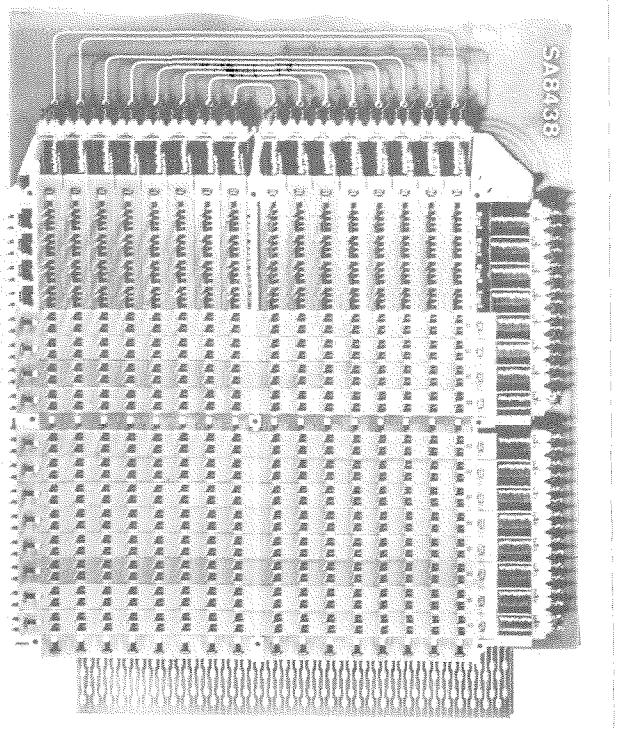



Fig. 6 Placa base equipada con los resortes móviles, el cuadro, los electros, las 16 barras de conexión y una parte de las barras de selección.

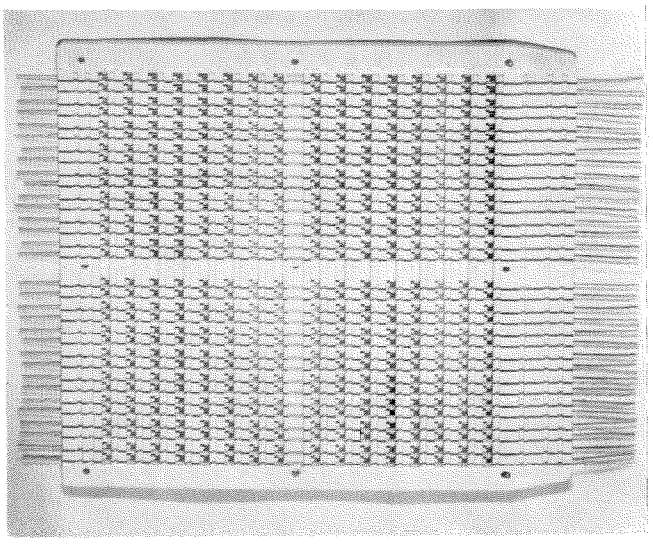


Fig. 7 Soporte de resortes fijos equipado con los 32 resortes.

— 16 barras de conexión y 16 barras de selección (Fig. 6);
— un soporte de resortes fijos moldeado en policarbonato con carga de vidrio, equipado con 32 helicoides de la misma aleación anterior con las espiras separadas, sujetos por una cubierta moldeada en policarbonato transparente.

El conjunto se fija con tornillos autorroscantes (Fig. 7). En la figura 8 puede verse el aparato completamente montado.

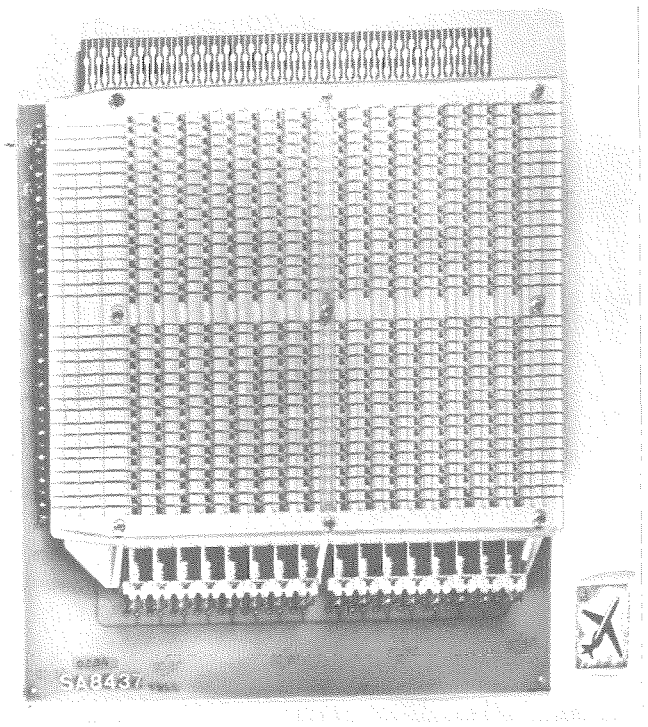


Fig. 8 Multiconmutador miniatura completo.

*3.2 Funcionamiento*

*a) Principio*

El funcionamiento está basado en el empleo de electros de armadura que mueven las barras de control sujetas en un extremo por un resorte de reposición.

La barra de selección está provista de ventanas a través de las cuales pasa la extremidad de los resortes móviles. La operación de selección consiste en desplazar lateralmente todos los resortes móviles de una misma horizontal. La barra de conexión realiza la selección vertical y posee ventanas dotadas en un lado de un diente de conexión destinado a empujar el resorte móvil, siempre que éste esté en posición de selección, y a apoyarlo sobre el resorte fijo. Esta última cinta es la que mantiene la conexión.

El contacto se rompe aplicando un impulso al electro que controla esta cinta.

*b) Diagrama detallado de funcionamiento*

La figura 9 muestra esquemáticamente el funcionamiento:

1) El multiconmutador está en reposo.
2) La barra de conexión $C_1$ es actuada por su electroimán y desplaza los dientes de conexión.
3) La barra de selección $S_2$ se actúa entonces y empuja la fila de resortes móviles correspondientes.
4) Al terminar el impulso de corriente aplicada al electro de conexión y reponer la barra $C_1$, se establece la conexión en el punto de cruce y se retiene.
5) Al terminar el impulso aplicado al electro de selección, la barra $S_2$ repone.

La vuelta al reposo se obtiene mediante un impulso al electro de conexión que, al desplazar el diente, libera el resorte de contacto, que repone.

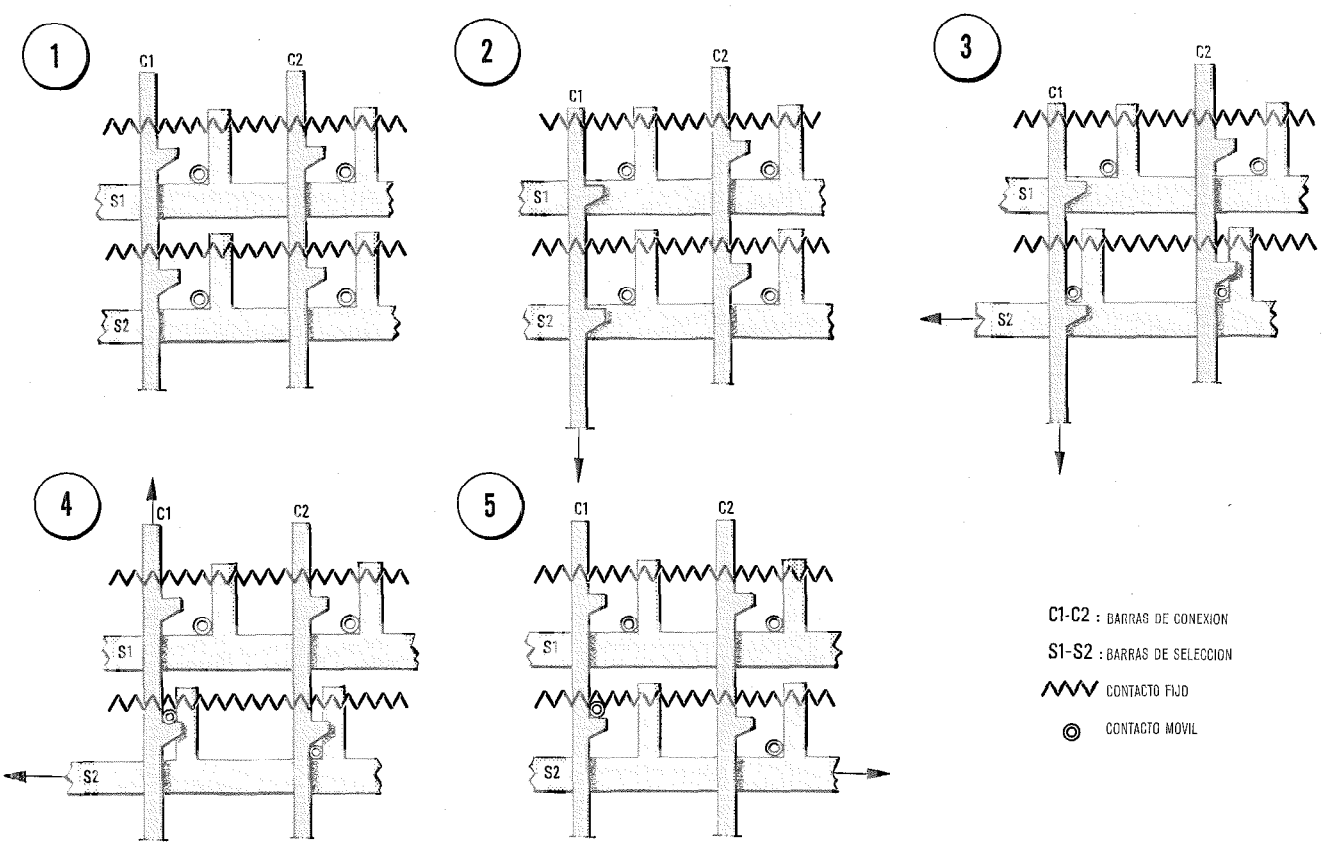



Fig. 9 Diagrama detallado de funcionamiento.

*3.3 Características generales*

| | |
|---|---|
| *Matriz:* | 16 conexiones y 16 selecciones, 2 hilos (o sea 256 puntos de cruce a 2 hilos). |
| o bien: | 8 conexiones y 16 selecciones, 4 hilos (o sea 128 puntos de cruce a 4 hilos). |
| *Dimensiones:* | altura de 215 mm, profundidad 215 mm, espesor 28 mm. |
| *Peso:* | alrededor de 1,3 kg. |
| *Retención:* | mecánica (electro con armadura). |
| *Corriente de contactos:* | — corriente máxima admisible en los contactos: 1,5 A en régimen permanente, 3 A en régimen de impulsos (5 impulsos de 10 ms por segundo); |
| *Electros:* | de conexión, resistencia de la bobina: 28,5 ohms, de selección, resistencia de la bobina: 28,5 ohms. |
| *Conexionado:* | mediante conector de 132 puntos de CGCT del tipo de grapa, con fuerza de inserción nula [6]. |

## 4. Conclusión

El miniconmutador se presenta como un componente original y seguro que responde técnicamente a todo lo que exige la explotación telefónica moderna en cuanto a miniaturización, funcionamiento y confiabilidad [7].

Desde el punto de vista de un sistema completo, el multiconmutador miniatura puede emplearse con más liberalidad que los dispositivos anteriores, en la central de conmutación y deduciéndose de ello mayor cantidad de ventajas y en especial: circuitos menos sofisticados, unidades de control más sencillas, aumento de posibilidades de normalización, etc. De todos modos puede esperarse razonablemente que las reducciones de coste totales aparecerían mayores que las que pudieran esperarse del empleo del multiconmutador miniatura.

Es el primer ejemplo de una nueva generación de dispositivos electromecánicos que se beneficia de la evolución tecnológica de estos últimos años y de los avances de la electrónica. En efecto, la electrónica, lejos de eliminar la mecánica clásica, le inyecta una nueva fuerza y, por tanto, la coexistencia de ambas puede conducir a felices resultados, principalmente para las instalaciones telefónicas semielectrónicas.

**Referencias**


[1] Güchi IA: Electromechanical Apparatures for Electronic Switching Systems, Review of Electrical Communication Laboratory, Vol. 16, N° 3—4, Marzo—Abril 1968, págs. 221—231.
[2] K. Radius: Der Ordinaten-Haftschafter, NTZ, 1963, N° 4, págs. 196—198.
[3] H. V. Alexanderssen: Le commutateur code — un nouveau élément de sélection, Ericsson Review 1964, N° 3, págs. 80—87 (versión francesa).
[4] Northern Electric Co.: The Minibar, Telesis, Septiembre 1968, pág. 100.
[5] F. Beerbaum, J. Evans, F. Leyssens: Standard Equipment Practice for ITT Europe, Electrical Communication, Vol. 39 (1964), N° 2, págs. 199—211.
[6] C. Vázquez, G. Dufresnoy: Conector tipo grapa para circuitos impresos, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43, N° 4 (1968), págs. 389—392.
[7] C. Chiroux: Pruebas del multiconmutador miniatura en este número, págs. 334 a 339.
[8] R. Holm: Electrical Contact Theory and Applications, Springer Verlag, Berlín, Heidelberg y New York.
[9] F. Llevielling-Jones: The Physica of Electrical Contacts, Oxford, 1958.



**Guy Claude Dufresnoy,** nació en París en 1927. Ingresó en la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques en 1949 y desde entonces ha estado trabajando en la división del departamento de aparatos electromecánicos, donde se ocupó del desarrollo del equipo de conmutación telefónica Pentaconta. En 1967 compartió un premio de ITT por su trabajo con el nuevo multiconmutador miniatura de barras cruzadas que se describe en este artículo.

G. C. Dufresnoy es en la actualidad jefe de la división de aparatos del departamento de ingeniería de la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques de París.

**Carlos Vázquez** nació en Bilbao, España, en 1919. Ingresó en la Compagnie Industrielle des Téléphones en 1948, donde fué jefe de la división de desarrollo de aparatos desde 1950 á 1957.

Se incorporó entonces a la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, en la que es actualmente director de industrialización y fabricación del Departamento de Electrónica. Ha ideado numerosos inventos cubiertos por treinta y cinco patentes, veinticinco de las cuales figuran a nombre de la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques.

En 1967, C. Vázquez compartió un premio de ITT por su trabajo con el nuevo multiconmutador miniatura que se describe en este artículo.

# Pruebas del multiconmutador miniatura

C. CHIROUX
Laboratoire Central de Télécommunications, París

## 1. Introducción

El multiconmutador miniatura que se describe por los Sres. Vázquez y Dufresnoy en otro artículo de este número [1], se utiliza en ITT para aplicaciones de conmutación. Por esta razón es importante evaluar su buena calidad y las características operacionales a largo plazo.

Con este fin, la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques (CGCT) y el Laboratoire Central de Télécommunication (LCT) conjuntamente, han efectuado una serie de pruebas de las piezas y del multiconmutador completo, sobre la base como mínimo de una vida de 30 años y un máximo de 500.000 operaciones por contacto. A continuación se describen las pruebas. También en la tabla 2 al final de este artículo, se resumen las condiciones de pruebas de vida y climáticas que se han realizado.

Están en marcha otras pruebas complementarias y estudio de los materiales, que no se describen en este artículo, en varios Laboratorios de ITT, principalmente en Standard Telecommunication Laboratoires y Standard Telephones and Cables en cooperación con las dos casas francesas.

## 2. Pruebas efectuadas en el circuito impreso

La tarjeta de circuito impreso del multiconmutador miniatura, lleva los circuitos de acceso a los $2.16^2 = 512$ resortes móviles, a los 16 resortes fijos y a los 4 grupos de 8 bobinas. Estos circuitos están impresos en las dos caras de la placa; las pistas tienen una anchura media de 0,8 mm y la separación entre ellas es de 0,8 mm. Se han realizado 6 tipos de verificaciones y pruebas por lo que respecta a la tarjeta.

### *2.1 Resistencia de aislamiento*

Se mide entre dos pistas paralelas contiguas antes y después de los ensayos climáticos. En condiciones normales, según las normas francesas del CCTU* 01-01 A, es decir a una temperatura comprendida entre 15 y 30 °C, una humedad relativa entre 45 % y 75 % y una presión atmosférica entre 860 y 1060 milibares, la resistencia de aislamiento medida en cinco multiconmutadores es superior a 50.000 megohmios.

Después de un ensayo climático definido por las normas CCTU 01-01 A 4 A, grado 4, de 6 ciclos de 24 horas a un máximo de 55 °C de temperatura (Fig. 1), y 95 % de humedad, la resistencia de aislamiento medida en 4 multiconmutadores era superior a 5000 megohmios en todos los casos, después de una recuperación ambiental de 4 horas y de la desaparición de las condensaciones.

### *2.2 Resistencia eléctrica de los circuitos*

La resistencia en corriente continua de las conexiones desde el conector al punto de cruce y regreso al conector depende de las posiciones de los puntos de cruce, debido a las longitudes variables de las vías de los circuitos impresos y resortes fijos incluídos en la conexión. Las resistencias varian entre 500 y 1600 miliohmios para los resortes de contacto de plata-paladio del multiconmutador (versión a dos hilos).

### *2.3 Tensión de ruptura*

Se ha aplicado durante un mínimo de dos minutos una tensión de 500 voltios entre pistas vecinas sin ocasionar desperfectos en el circuito impreso. Este ensayo se corresponde, por ejemplo, con las sobretensiones producidas en las líneas telefónicas por los rayos.

### *2.4 Medidas de diafonia*

La diafonia se mide entre dos circuitos de conversación con conexiones adyacentes. Es una propiedad del multiconmutador como conjunto, pero depende sobre todo de la geometría y de las propiedades dieléctricas

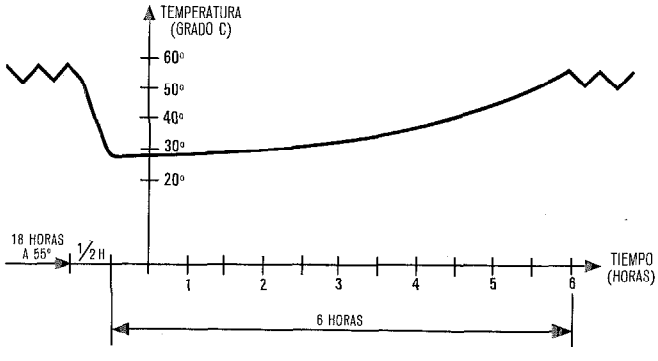



Fig. 1 Ciclos de calor húmedo.

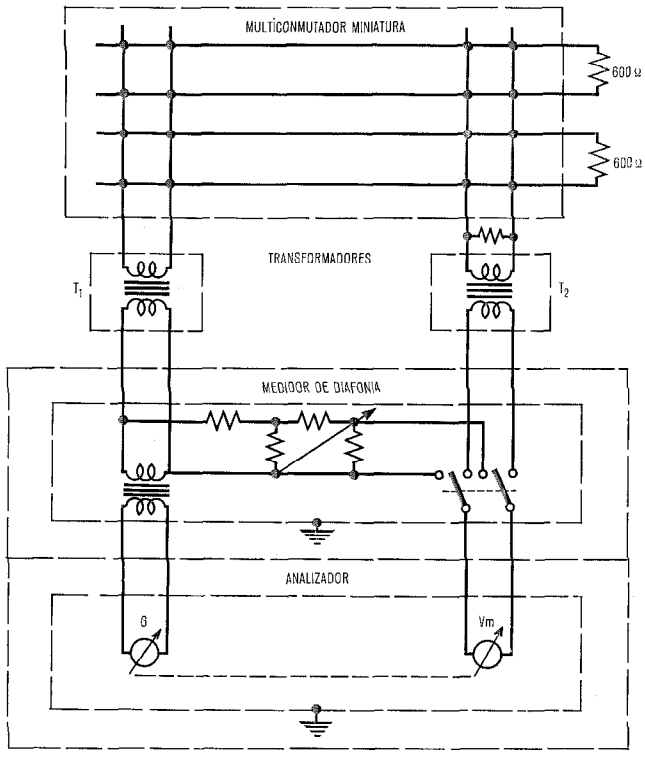



Fig. 2 Diafonia.

* Comité de Coordination de Telecommunications Unified

de la tarjeta de circuito impreso. En la figura 2 se ve el circuito de medida empleado. A una frecuencia de 800 Hz, las medidas efectuadas en varios multiconmutadores por CGCT han dado valores superiores a 104 dB. A frecuencias más altas la atenuación es menor y del orden de 82 dB por encima de los 30 kHz. Estos valores cumplen los requerimientos de los PTT franceses y es por lo menos igual al del equipo Pentaconta.

2.5 *Exámenes metalográficos*

LCT ha realizado cortes metalográficos para verificar la calidad de los orificios metalizados y de las soldaduras de los resortes fijos y móviles, así como de los diodos y las bobinas, sobre la tarjeta de circuito impreso. Para la interpretación de estos cortes (Fig. 3) se emplean los criterios de calidad elaborados por LCT para la calificación de las soldaduras.

*2.6 Verificaciones mecánicas*

CGCT ha verificado la adherencia de las piezas fijas a la tarjeta y en particular de los resortes móviles mediante pruebas de arranque. Nunca se ha observado desprendimiento de las soldaduras y el arranque se produce con desgarramiento de la tarjeta de circuito impreso.

## 3. Estudios de los electros de control y de los elementos móviles

Los resortes móviles, son llevados a su posición de contacto por las tiras de selección y de conexión llamadas barras. Estas se mantienen en la posición de reposo mediante resortes de reposición y están gobernadas por las bobinas.

*3.1 Pruebas de las bobinas*

Se han hecho pruebas de destrucción de las bobinas variando la intensidad y la duración de la aplicación de la corriente eléctrica con objeto de derterminar los márgenes de seguridad de funcionamiento.

La figura 4 muestra la temperatura que alcanzan las bobinas en función del tiempo. Estas medidas se han hecho en LCT con un par térmico colocado sobre las

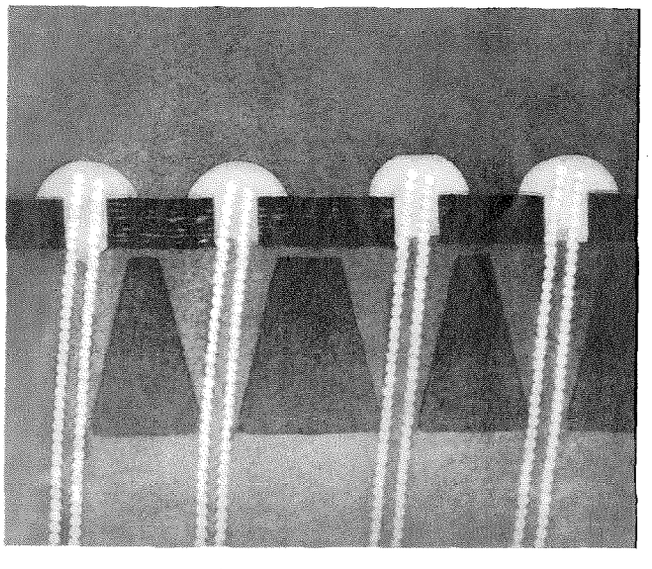


Fig. 3 Ejemplo de examen metalográfico.

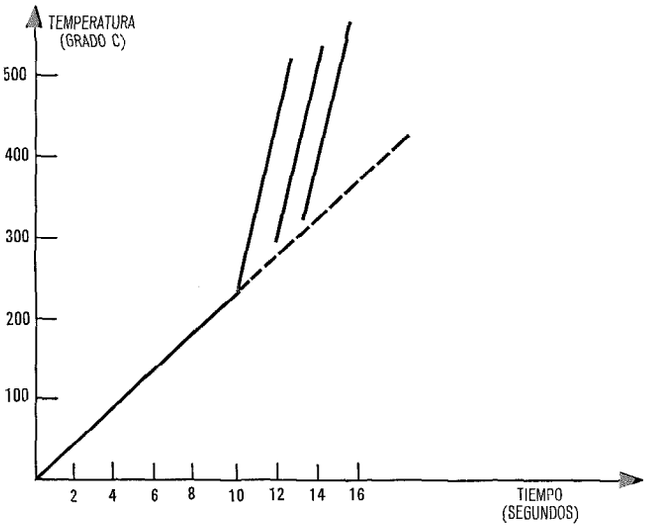



Fig. 4 Calentamiento de las bobinas.

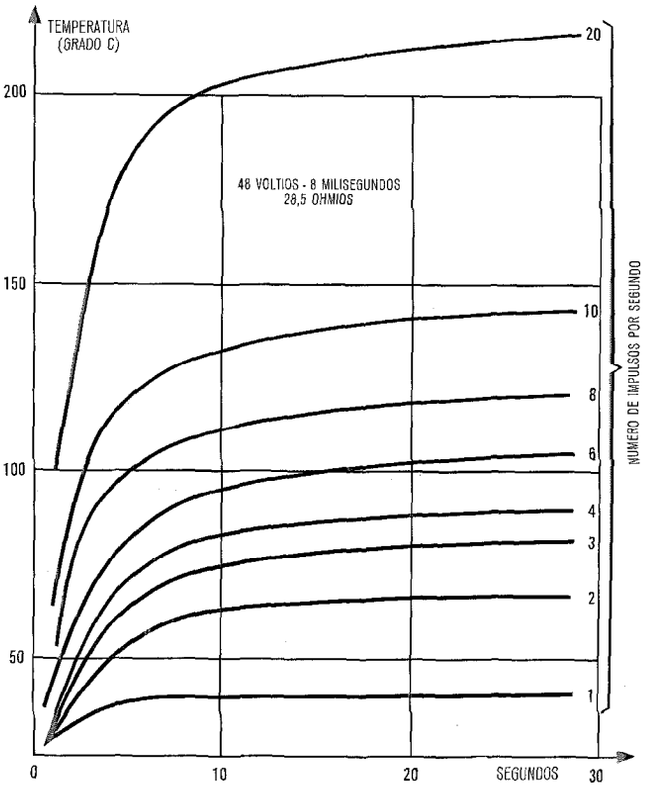



Fig. 5 Límite de funcionamiento de las bobinas.

bobinas. Las curvas de la figura 5, obtenidas por CGCT con ayuda de un osciloscopio, determinan los límites de temperatura alcanzados asintóticamente como función del tiempo para varias formas de repetición. Ambas curvas muestran que el aumento de temperatura es insignificante en condiciones normales. Puede tenerse en cuenta en las pruebas de vida acelerada.

*3.2 Pruebas de los resortes de reposición*

En los resortes de reposición se hacen medidas con un dinamómetro para un desplazamiento dado, según la disposición de la figura 6. Las medidas se efectuan antes y después de las pruebas de vida o climáticas, con objeto de determinar su comportamiento mecánico. La

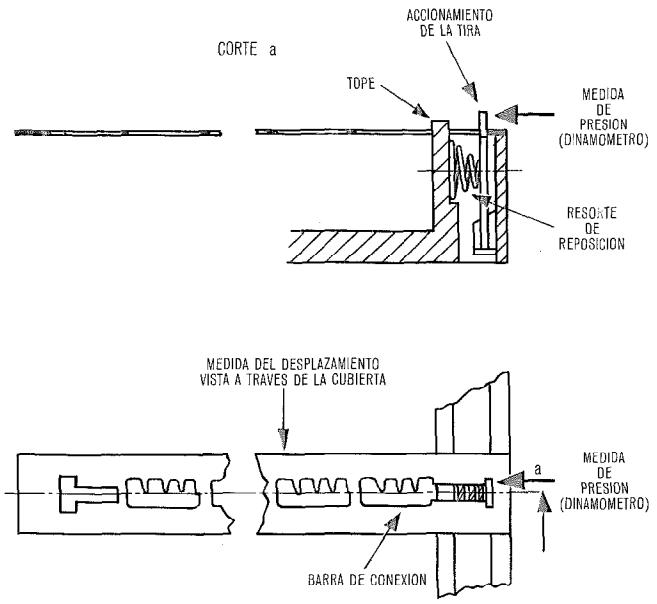



Fig. 6 Principio de medida de los resortes de reposición.

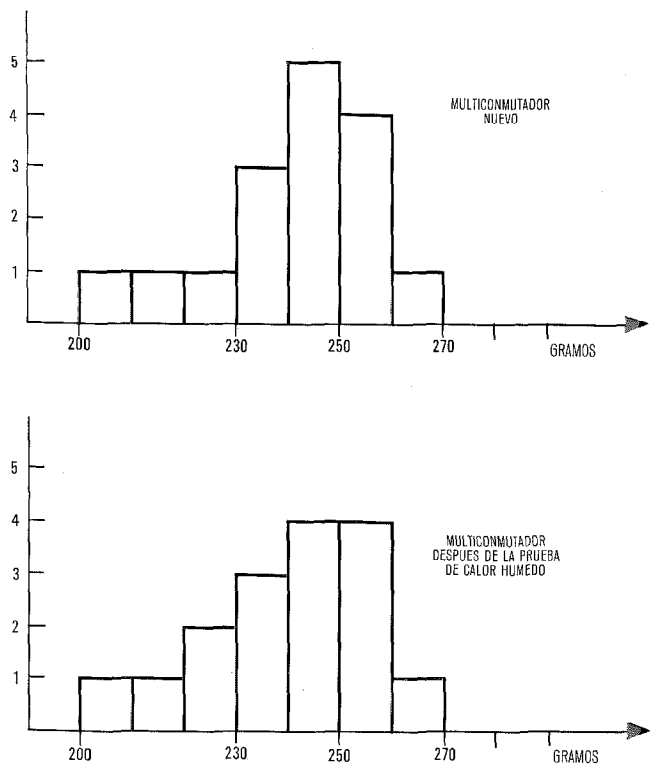



Fig. 7 Pruebas de los resortes de reposición.

figura 7 muestra resultados típicos obtenidos con los 32 resortes antes y después de los ensayos climáticos.

*3.3 Estudio de las barras*

Las barras de conexión y de selección tienen un papel importante en el funcionamiento del multiconmutador. No deben romperse y sus dimensiones no deben variar con el paso del tiempo. CGCT ha probado numerosos materiales plásticos antes de adoptar la solución actual de un complejo estratificado de tejidos poliester y de resina epoxídica, que es un tergal epoxídico. Las pruebas consisten en:

— estudio del comportamiento mecánico: no ha habido ninguna rotura en 8 millones de operaciones por barra con un grupo de 32 barras (un multiconmutador);
— el estudio de la estabilidad dimensional: medida de las barras antes y después de las pruebas térmicas en estufa (calor húmedo);
— se mide el desgaste de las barras por la parte de los resortes móviles y de las armaduras con el proyector de perfiles. Se ha estudiado este desgaste al cabo de $10^6$ operaciones por punto de cruce y no resulta perjudicial para el buen funcionamiento del multiconmutador miniatura (Fig. 8);
— finalmente, se ha estudiado un tratamiento de las barras para hacerlas incombustibles. Se han hecho pruebas concluyentes de las muestras enviadas por el fabricante.

*3.4 Características mecánicas del conjunto barra-resorte reposición*

Estudios de relés han demostrado la importancia del estudio de la histéresis mecánica de un relé. En el caso del multiconmutador miniatura, la corta duración de la excitación de las bobinas no permite el estudio en funcionamiento real. Por otra parte se han trazado los histogramas de distribución de las fuerzas que corres-

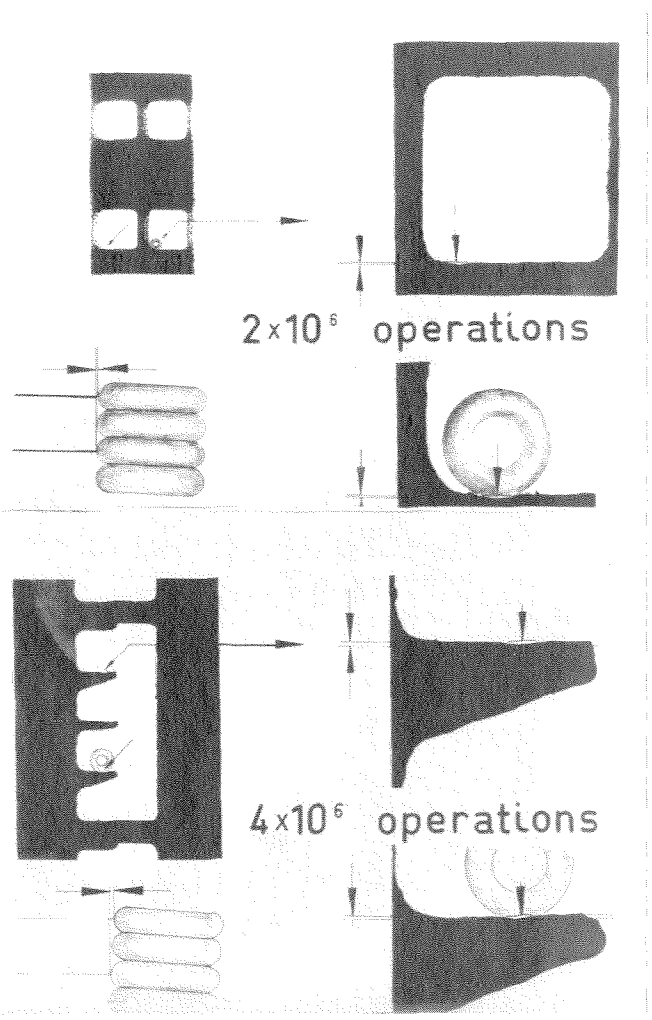



Fig. 8 Pruebas de desgaste de las tiras.

ponden a un desplazamiento determinado de las barras (Figs. 6 y 7) antes y después de las pruebas de vida. Muestran un comportamiento correcto.

## 4. Estudio de los contactos

Se ha realizado en LCT y CGCT un estudio sistemático de los contactos del multiconmutador miniatura, siguiéndose el método del estudio estadístico de los resultados. Con este fin, en cada multiconmutador examinado en el laboratorio se han hecho medidas de los 512 contactos, excepto por lo que respecta a las pruebas de vida, que no han alcanzado hasta la fecha el millón de operaciones más que para grupos de 64 contactos.

Se examinan sucesivamente:

— el análisis dimensional,
— la presión de contacto,
— la resistencia de contacto,
— los rebotes,
— los ruidos microfónicos,
— la capacidad de paso de corriente,
— el desgaste de los contactos.

### *4.1 Análisis dimensional en los puntos de contacto*

Medidas efectuadas con un microscopio de desplazamiento Vickers permiten definir los valores medios y las desviaciones medias cuadráticas de las dimensiones de las aberturas y de las distancias resorte móvil-piezas moldeadas en posición de reposo o de trabajo. Estas desviaciones son significativas a partir de unas 60 medidas (1/4 del multiconmutador). La figura 9 muestra los principios generales del método. Se realizó este análisis antes y después de las pruebas de duración. Muestra que las pequeñas variaciones dimensionales observadas no afectan en ningún caso a la calidad de los contactos en V entre los resortes fijo y móvil.

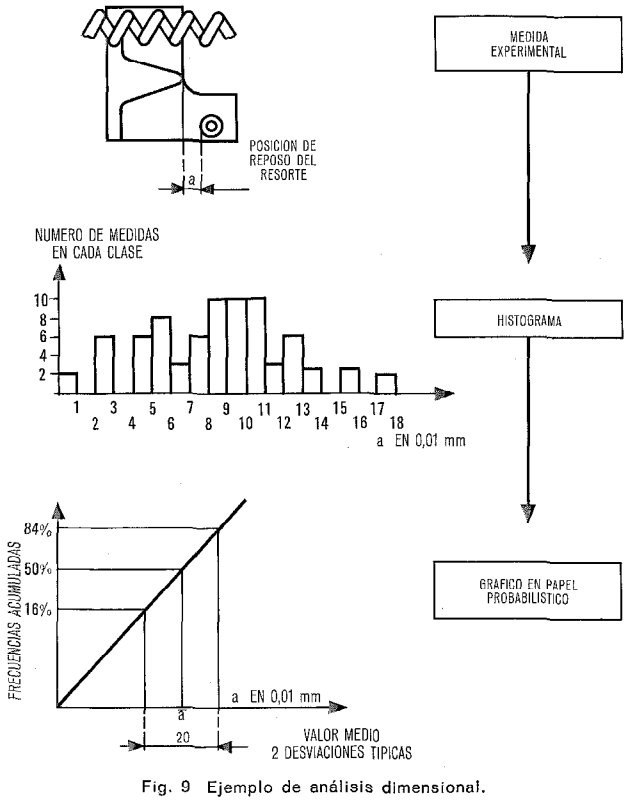



Fig. 9 Ejemplo de análisis dimensional.

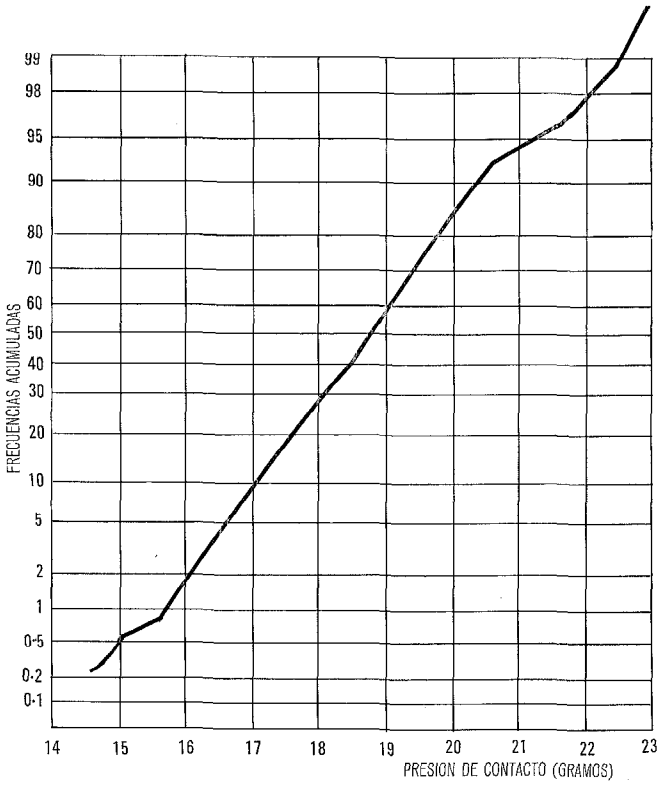



Fig. 10 Estudio de las presiones de contacto.

### *4.2 Presión de contacto*

La presión de contacto se mide con una aproximación de 0,5 gramos con un montaje que utiliza un dinamómetro y una plancha de avance micrométrico. Un circuito eléctrico que incluye una pequeña válvula permite medir la presión inmediatamente antes de romperse el contacto. Las 512 presiones de contacto presentan una distribución muy sensiblemente gaussiana, con un valor medio de 19 gramos y una desviación típica ligeramente superior a un gramo (Fig. 10). Los valores medidos permanecen invariables después de:

— prueba de calor seco según norma CCTU,
— prueba de calor húmedo según norma CCTU,
— prueba de vida de hasta 2 millones de operaciones.

### *4.3 Resistencia de contacto*

La resistencia de contacto se mide por un método de cuatro puntos en el laboratorio, abriendo los multiconmutadores. En la figura 11 se indican los resultados en multiconmutadores nuevos dando un valor medio de 10 miliohmios.

### *4.4 Rebotes*

El rebote se produce al cerrarse los contactos. Se estudió con el osciloscopio y su duración máxima se midió en las condiciones siguientes:

— en multiconmutadores nuevos en más de 500 contactos; valor máximo 3 milisegundos;
— en multiconmutadores que han sufrido los ensayos climáticos (menos de 3 milisegundos) y después de un millón de operaciones (menos de 6 milisegundos);
— durante pruebas de vibración con un valor máximo de 5 milisegundos a 55 períodos por segundo.

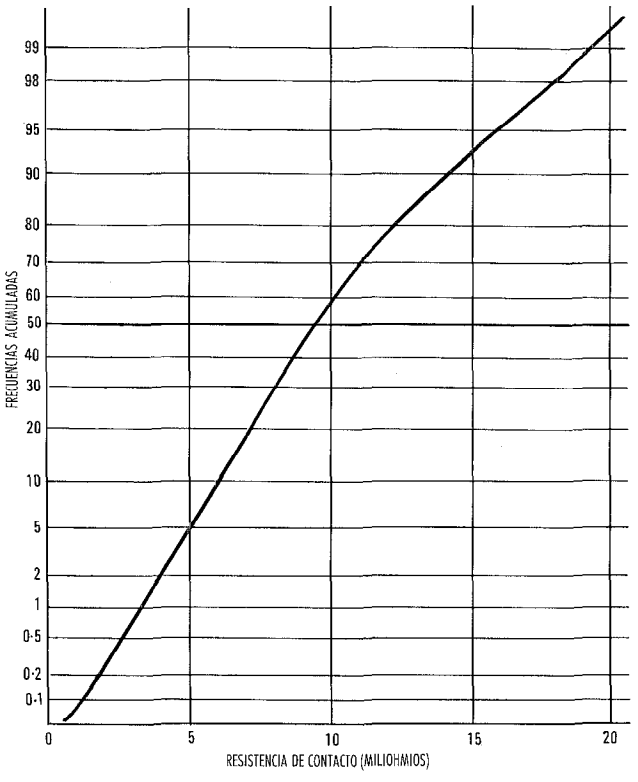



Fig. 11 Resistencias de contacto.

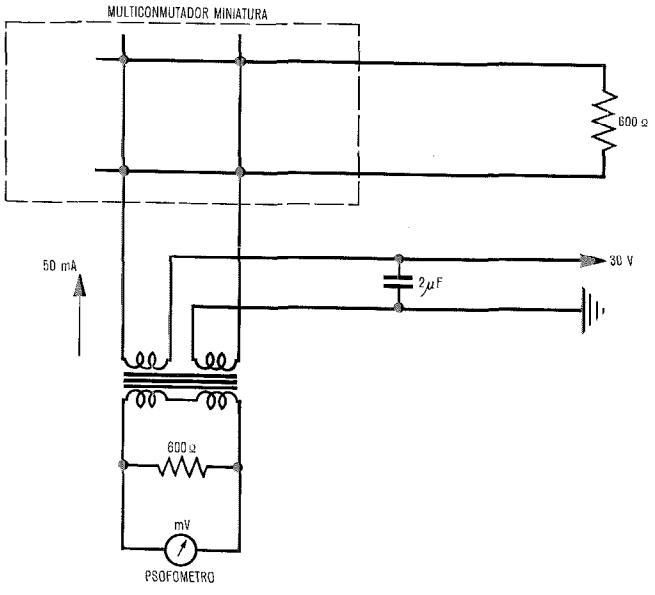



Fig. 12 Ruidos microfónicos. Esquema de medida.

*4.5 Ruido microfónico*

CGCT ha efectuado medidas de ruido microfónico que corresponden a los diferentes casos que se encuentran en la práctica; las medidas se hacen en un multiconmutador miniatura que tiene un punto de cruce establecido y por el que circula una corriente equivalente a la de una conversación telefónica. Se realizan con ayuda de un psofómetro, según el esquema de la figura 12. Los resultados se dan en la Tabla 1, en milivoltios.

*4.6 Capacidad de paso de corriente*

Las pruebas de paso de corriente por los contactos cerrados han dado una capacidad de 1,5 amperios en régimen permanente o de 3 amperios en régimen intermitente (5 veces por segundo con una duración de los impulsos de menos de 10 milisegundos) sin que los contactos sufran deterioro. A este efecto, se han comparado los ensayos 4.2, 4.3 y 4.4 antes y después del paso de corriente.

*4.7 Desgaste de los contactos*

Después de medio millón, un millón y dos millones de operaciones se ha medido el desgaste de los resortes móviles, los resortes fijos y las barras (ver 3.3) en los diversos puntos de contacto eléctricos y mecánicos, con el fin de determinar el desgaste de diferentes materiales.

Se han retirado del multiconmutador los resortes para hacer un examen preciso, anotando cuidadosamente su posición relativa en el aparato. Se han identificado los diferentes puntos de desgaste con un microscopio binocular con ayuda de una determinación minuciosa de los ángulos y las distancias (Fig. 13). La figura 14 muestra el aspecto típico del desgaste del punto de contacto. Este perfil permite ver el efecto de martilleo que se produce en este punto y explica el aspecto asintótico del desgaste en función del tiempo.

## 5. Resumen de las pruebas climáticas y de vida del multiconmutador miniatura

Se ha descrito cómo cada parte del multiconmutador queda definida por la medida de ciertos parámetros antes y después de la exposición a condiciones climáticas duras o bien antes y después de las pruebas de vida aceleradas. Se resume aquí el conjunto de las condiciones consideradas, con las conclusiones que se desprenden del comportamiento de los multiconmutadores miniatura.

## 6. Conclusión

Las pruebas del multiconmutador permiten presentar una imagen muy completa del mismo, en favorable comparación con los dispositivos ya existentes.

**Tabla 1 – Valores de ruido medidos en milivoltios.**

| | | |
|---|---|---|
| Perturbación por punto de cruce adyacente | multiconmutador nuevo | 0,005 á 0,08 |
| | multiconmutador después de $10^6$ operaciones | 0,16 |
| Perturbación por vibraciones de 0,75 mm de amplitud y 10 á 60 Hz | multiconmutador nuevo | 0,075 |
| | multiconmutador después de $10^6$ operaciones | 1 |

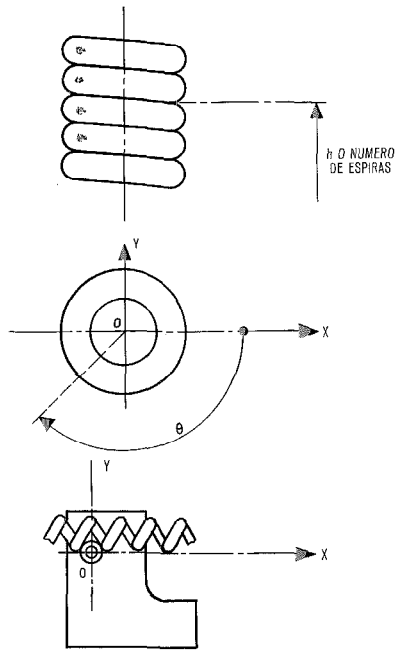



Fig. 13 Dimensiones medida al microscopio para definir los puntos de desgaste de los resortes de contacto.

El punto más dificil es el de la evaluación del factor de aceleración de las pruebas. Se están recopilando datos de confiabilidad que permitirán completar los resultados con un informe de confiabilidad. La vida actualmente prevista es 30 años, con un número medio de funcionamiento de un millón de operaciones por punto de contacto y a temperaturas comprendidas entre − 20 y + 60 °C.

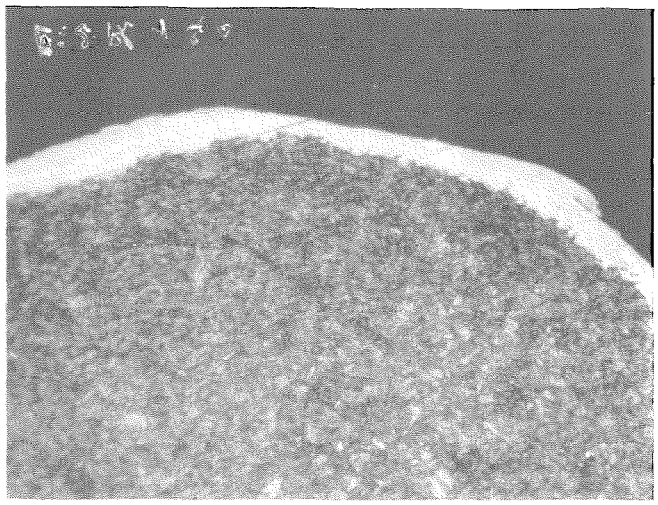


Fig. 14 Vista ampliada de desgaste típico en un punto de contacto.

**Bibliografia**

[1] C. Vázquez, G. Dufresnoy: Multiconmutador miniatura, en este número, págs. 329 a 333.
[2] R. Hohn: Electric Contact Theory and Applications, Springer Verlag, Berlín, Heidelberg y Nueva York (1967).
[3] N. A. R. M. (National Association of Relay Manufacturers): Engineer's Relay Handbook; Hayden Book Co, Nueva York.
[4] F. Llewellyn-Jones: The Physics of Electrical Contacts, Oxford (1958).
[5] A. J. Aiken, D. A. Levinsky: Evaluation of Menage Circuit Noise, B.S.T.J., Julio 1960, pág. 879.
[6] H. V. Alexanderssen: Le commutateur code — un nouvel élément de sélection, Ericsson Review, 1964, N° 3, págs. (edición francesa) 81—82.
[7] A. S. T. M. (American Society for Testing and Materials): Bibliography and Abstracts on Electrical Contacts, Filadelfia.

**C. A. Chiroux** nació en Paris en 1938. Hizo sus estudios en la Escuela Superior de Física y Química que le concedió el título de ingeniero en 1961. Durante los años 1962 y 1963 trabajó en el laboratorio de L. Harris del Massachusets Institute of Technologie, U. S. A., donde obtuvo el título de Master of Science.

En 1965 ingresó en el departamento de investigaciones físicas del Laboratoire Central de Télécommunications, donde está encargado de trabajos de ensayos de materiales y componentes.

**Tabla 2 – Recapitulación de las condiciones y los resultados de las pruebas.**

| Tipo de prueba | Normas utilizadas y condiciones de las pruebas | Resultado |
|---|---|---|
| Frio | − 20 °C | funcionamiento correcto |
| Choques climáticos | − 10 °C + 55 °C | tarjeta impresa sin deteriorar |
| Calor seco | 70 °C, 144 horas (CCTU)<br>70 °C, 5000 horas (LCT) | funcionamiento correcto |
| Humedad | 55 °C, 95 % humedad<br>96 horas (CCTU) | funcionamiento correcto, aislamiento correcto después de recuperación ambiental |
| Vibraciones | 10 á 60 Hz<br>0,75 mm de amplitud (CCTU) | funcionamiento correcto, ruido microfónico 1 mV |
| Atmósferas industriales | 30 °C, 95 % humedad (norma alemana)<br>presencia de $SO_2$ | las resistencias de contacto aumentan menos que en el multiconmutador Pentaconta |
| Atmósferas sulfurosas | $S + H_2O$<br>$SH_2$<br>8 horas | las resistencias de contacto aumentan como en el caso del multiconmutador Pentaconta |
| Polvo | funcionamientos comparados en sala límpia y en medio polvoriento | la protección es adecuada |
| Vida | 1 millón de operaciones | funcionamiento correcto;<br>calificación a 1 millón de operaciones |

# Simulación de sistemas de espera en telefonia* Aplicación del lenguaje GPSS

R. BERNARD
CH. GRANDJEAN
Laboratoire Central de Télécommunication, París

## 1. Introducción

Numerosos trabajos se han realizado en el campo de la teoria del tráfico, y en particular, del tráfico telefónico. Sin embargo es frecuente todavía encontrar problemas en que los métodos analíticos existentes son o muy difíciles de aplicar o totalmente inutilizables. En dichos casos la única solución que puede encontrarse se obtiene mediante el uso de métodos de simulación. Por otra parte, la aplicación de métodos analíticos hace intervenir ciertas aproximaciones cuya influencia sobre los resultados obtenidos no puede estimarse en la mayor parte de los casos. Además, los métodos de simulación se usan también para verificar resultados de cálculos analíticos, puesto que permiten asegurarse más o menos de las aproximaciones hechas para los cálculos: el modelo simulado puede reflejar tanto más fielmente el sistema real cuanto mayor sea el esfuerzo económico e intelectual que se realice en la simulación.

Además de su coste relativamente alto, la desventaja principal de las simulaciones es el tiempo, largo a veces, que transcurre entre el momento en que se plantea el problema y el momento en que los resultados están disponibles. Un estudio mediante simulación consta de cuatro fases principales: análisis del problema, escritura de los organigramas y del programa, puesta a punto, explotación del programa en el ordenador. Si la última fase es bastante corta, no lo son generalmente las tres primeras, en particular, la programación. El retraso en la obtención de resultados es más crítico cuando las simulaciones se están utilizando en el curso de estudios de desarrollo al darse dos exigencias opuestas a la vez; por una parte, la necesidad de simular varios modelos antes de obtener un resultado satisfactorio, y, por otra, la necesidad de realizar todas las simulaciones en un tiempo corto, puesto que ellas condicionan, al menos parcialmente, la continuación del trabajo de desarrollo.

L. Kosten [1, 2, 3, 4] aportó una primera solución al problema al observar que los métodos generales daban, en ciertos casos, informaciones superfluas y que consecuentemente podían ser simplificados. El método que él ofreció, y que, desde luego, no es aplicable en todos los casos, ha permitido resolver los principales problemas que se han presentado en los últimos años: sistemas de pérdidas tales como los que constituyen las redes de conversación de las centrales telefónicas.

Sistemas en los que una llamada que no puede ser atendida inmediatamente, se considera como perdida, en los que la evaluación de la congestión se efectúa mediante la contabilización del número de llamadas ofrecidas y del número de llamadas bloqueadas. El factor tiempo no presenta interés alguno; sólo ha de respetarse, al menos en probabilidad, el orden de sucesión de los acontecimientos. El método simplificado surge de esta consideración y de las hipótesis habituales relativas al tráfico telefónico; intervalos entre apariciones de llamadas y duración de las conversaciones distribuídas exponencialmente.

Este método es raramente aplicable a sistemas de espera en que al menos en la mayor parte de los casos los parámetros interesantes son precisamente tiempos, tales como los de espera y tránsito. Recientemente el estudio de los sistemas de espera, ha adquirido un interés creciente tanto a causa de la introducción de los sistemas de control centralizado de las centrales telefónicas, como por el constante mejoramiento de los medios, tanto de cálculo como de simulación, puestos a disposición de los ingenieros de proyecto.

Puesto que no puede hacerse uso de métodos simplificados, en los sistemas antes citados, los esfuerzos de investigación se han dirigido hacia los sistemas de programación. Por consiguiente, se han desarrollado, en el campo de la investigación operativa, lenguajes de simulación para simplificar la programación. Se emprendió en LCT un estudio de algunos lenguajes, seleccionados entre los más conocidos, con el fin de estimar disponibilidades en el campo de la telefonia. Fueron elegidos lenguajes GPSS y Simscript, usados extensamente en los Estados Unidos de América pero aún poco empleados en Europa. Ambos parecen adaptarse bien a los estudios de tráfico; el GPSS es muy compacto, muy sencillo de aprender y de utilizar; el Simscrip es más flexible y puede integrarse con programas Fortran. Se hicieron primeramente ensayos con GPSS, cuyos compiladores, desarrollados por IBM, son fácilmente accesibles. Estos ensayos se realizaron sobre sistemas de espera relativamente sencillos y dieron resultados satisfactorios.

El GPSS produce una ganancia en el tiempo de programación; pero conduce como contrapartida a tiempos de ejecución relativamente largos. Resumiendo, el GPSS ha hecho posible obtener resultados rápidamente sin grave desventaja en cuanto a coste, gracias al menor esfuerzo de programación que requiere. Estas estimaciones se han efectuado evidentemente para casos particulares, con modelos de dimensiones limitadas y ordenadores relativamente importantes; como elemento de comparación se ha tomado el Fortran. Aunque cada caso debe ser examinado individualmente, parece deducirse que el GPSS es interesante para un cierto número de aplicaciones: simulación de sistemas de espera en el campo de la investigación en teoria de tráfico y en el campo del desarrollo de nuevos sistemas en que los modelos son de tamaño reducido, las explotaciones relativamente poco numerosas y también en los casos en que los resultados deben obtenerse con prontitud. El GPSS presenta algunos puntos débiles tales como falta de aptitud para el cálculo numérico y necesidad de ser

* Este artículo fué presentado parcialmente a la segunda conferencia sobre "Aplicaciones de Simulación", 2—4 Diciembre 1968, Nueva York.

aplicable con ayuda de ordenadores potentes, pero está aún en evolución. En el futuro, los lenguajes de simulación tomarán un interés creciente por el hecho de que permitirán reducir el coste de programación que verdaderamente será el factor preponderante en el coste total de las simulaciones. Nuestros ensayos han sido estimulantes, por lo que parece interesante proseguir en el camino emprendido tratando, por ejemplo, de utilizar otros lenguajes de simulación.

## 2. Principio general de una simulación

### *2.1 Modelo general de un sistema de espera*

Los sistemas de espera, en telefonía, pueden representarse por una red de órganos, cada uno de los cuales cumple una función telefónica precisa, y por unas llamadas que circulan por esta red desencadenando sucesivamente el funcionamiento de los diversos órganos. La realización de cada función exige un cierto tiempo. Las capacidades de los diferentes órganos son limitadas, lo que origina la formación de colas de espera.

El sistema sencillo de la figura 1, por ejemplo, está constituído por dos marcadores y un relé. Las llamadas llegan al azar. Cada una de ellas debe ocupar uno de los dos marcadores durante un tiempo constante A, y después sin liberar el marcador, ocupar el relé durante otro tiempo constante B. Los dos circuitos, marcador y relé, se liberan entonces simultáneamente. Por consiguiente se forman dos colas una ante los marcadores, otra ante el relé.

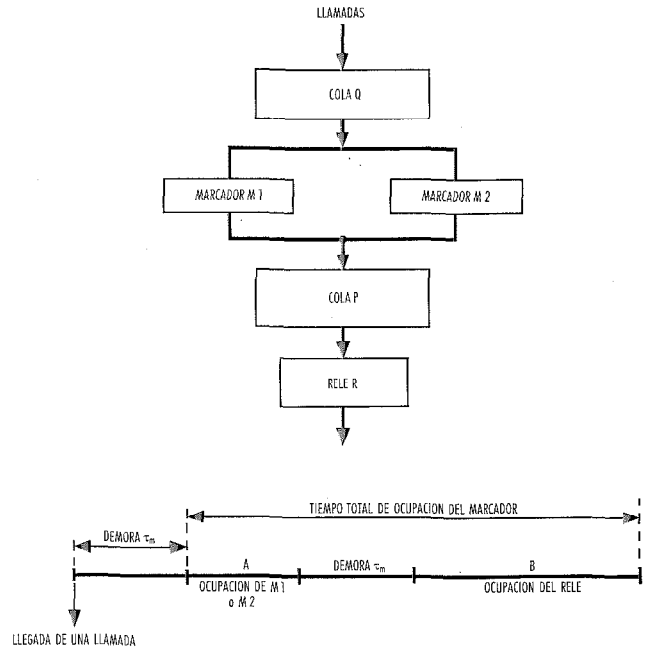



Fig. 1 Modelo 1.

### *2.2 Representación estática*

El estado de un modelo en un instante cualquiera se representa por memorias, que pueden eventualmente estar agrupadas en tablas de varias dimensiones.

A título de ejemplo, el sistema de la figura 1 puede simbolizarse por:

- una memoria $M_1$ que indica el estado de los dos marcadores (0: libres, 1: ocupados por una llamada, 2: ocupados por dos llamadas);
- una memoria $M_2$ que identifica la llamada que ocupa el marcador *I* y una memoria $M_3$ que identifica la llamada que ocupa el marcador *II*;
- una serie de memorias o tablas $A_i$ cuyos índices *i* sirven para identificar las llamadas presentes en el sistema y cuyos valores *A* representan los instantes de llegada a él;
- dos tablas $Q_i$ y $Q'_i$ que simbolizan la cola de espera delante de los marcadores y dos tablas $P_i$ y $P'_i$ que representan la cola de espera frente al relé.

A cada fila *i* de una cola deben asociarse dos parámetros: la identidad ($Q_i$ por ejemplo) de la llamada y el instante ($Q'_i$) de su entrada en la cola.

### *2.3 Sistema de progresión en el tiempo*

Para describir la evolución del sistema a lo largo del tiempo, es preciso primeramente un reloj o un contador, después programas que describan las operaciones lógicas correspondientes a cada tipo de cambio de estado, o en otras palabras a cada tipo de suceso, y finalmente un sistema de puesta en marcha de estos cambios de estado en el instante adecuado.

El sistema de progresión en el tiempo ofrece una primera solución. Un método consiste en hacer avanzar el reloj por pasos regulares. Ello conduce a menudo a operaciones inútiles pues numerosos instantes no corresponden a suceso alguno. Este método, en el caso de sistemas de espera, se abandona en general, en provecho de un segundo método prácticamente independiente de la precisión del reloj: progresión de un suceso al siguiente.

En realidad tres tipos de tiempos intervienen en una simulación. Para evitar cualquier confusión, podemos llamarlos, por ejemplo, tiempo real, tiempo simulado y tiempo de máquina. El *tiempo real* está relacionado con la evolución del sistema real que se precise simular: si se pretende cursar un tráfico de 10.000 llamadas por hora, el intervalo de tiempo real entre dos llamadas sucesivas será por término medio de 360 milisegundos. El *tiempo simulado* está ligado al tiempo real mediante un factor de proporcionalidad que depende de la unidad de tiempo escogida. Si, por ejemplo, es suficiente medir los tiempos cada 10 milisegundos, la unidad a elegir puede ser 10 milisegundos y el intervalo de tiempo simulado entre llamadas es igual, en promedio, a 36 en el programa de simulación. Estos tiempos simulados aparecen en las instrucciones del programa, en el reloj o contador y en los resultados de las medidas. El *tiempo máquina* no tiene ninguna relación con los dos tiempos antes citados: está ligado al ordenador y a las operaciones efectuadas. Es el tiempo necesario al ordenador para efectuar, por ejemplo, adiciones, una multiplicación, etc., puede ser, en particular, el tiempo preciso para ejecutar las operaciones lógicas o aritméticas relativas a un suceso, suceso que, en tiempo real, tiene por definición una duración nula. El tiempo de máquina necesario para ejecutar un programa entero se llama tiempo de ejecución.

En el sistema de progresión desde un suceso al siguiente, el ordenador encadena las operaciones elementales sin intervalo de tiempos muertos (tiempo de máquina). La progresión del tiempo simulado, pasando de un suceso al siguiente, se traduce simplemente por la actualización del reloj, que consiste en la adición del valor necesario en el contador de tiempo. Este valor no tiene influencia alguna en el tiempo de máquina de ejecución de la citada adición. Por consiguiente el tiempo de máquina es independiente del tiempo simulado y, en particular, de la precisión del reloj. Así puede decirse que el tiempo de máquina depende solamente del número de sucesos simulados y de su complejidad. El coste de ejecución, proporcional a este tiempo, se mide pues, en número de llamadas tratadas para un sistema dado, para un ordenador y un lenguaje de programación determinados. La precisión de los resultados finales tales como valores medios e histogramas es función, a la vez, de la precisión del reloj y del número de llamadas tratadas. La influencia del reloj puede eliminarse puesto que puede elegirse tan preciso como sea necesario; queda solo la influencia del número de llamadas. Todas las evaluaciones, en precisión y coste se refieren por consiguiente al número de llamadas solamente a condición, por supuesto, de que el sistema, el ordenador y el lenguaje hayan sido fijados.

*2.4 Sistema de generación de sucesos*

En este método de progresión desde un suceso al siguiente, es preciso disponer de un sistema de previsión de los sucesos futuros. Este sistema se deduce naturalmente del sistema simulado: la realización de un suceso permite prever uno o varios sucesos futuros. En efecto, a continuación del suceso ocupación del relé, por ejemplo, sucede el suceso reposición con un retardo conocido, al menos en probabilidad. Así es posible mantener al día una lista de sucesos futuros. Pero estos sucesos no están previstos en orden con respecto a su instante de realización y el programa deberá efectuar una clasificación. En realidad, es evidente que si los sucesos correspondientes a una llamada se deducen unos de otros, están separados por sucesos que corresponden a otras llamadas. Esto se debe al hecho de que el sistema real está compuesto por elementos capaces de operar independiente y simultáneamente. Por el contrario, el ordenador efectúa una sola operación en cada momento y debe conocer el orden de las operaciones.

Partiendo de esta estructura, se pueden elaborar numerosas variantes. Estas posibles variantes se producen por los sucesos condicionales, sucesos precedidos de espera pues no se producen más que cuando el sistema alcanza un cierto estado, se originan por consecuencia en instantes imprevisibles. Para provocar su desencadenamiento, se pueden adoptar dos puntos de vista. Por una parte, estos sucesos son consecuencia siempre de un cambio en el estado del sistema y son provocados siempre por otro suceso. En consecuencia pueden preverse en el subprograma de uno o varios de otros tipos de sucesos: la ocupación de un marcador es la consecuencia, bien de la llegada de una llamada si el marcador está libre en ese instante, o de la liberación de dicho marcador si hay al menos una llamada en espera para ocuparlo. Otro punto de vista consiste en conservar en memoria, en el sistema de generación, todos los sucesos condicionales y en tratar sistemáticamente de realizar estos sucesos condicionales al final de la realización de un suceso cualquiera, que es el punto de vista que adopta el GPSS.

*2.5 Características de los programas de simulación*

Un programa de simulación consta de tres partes principales:

— un conjunto de programas o subprogramas, cada uno de los cuales describe las operaciones lógicas correspondientes a un tipo de suceso, ocupación de un marcador, reposición de un relé . . . y previendo uno o varios sucesos futuros;
— un sistema de generación que clasifica los sucesos futuros, haciendo progresar el tiempo de un suceso al siguiente y desencadenando el suceso actual mediante la llamada al subprograma correspondiente con la transmisión de los datos necesarios tales como la identidad de la llamada, el instante de realización . . .;
— un sistema de control de la simulación, generación, parada, recontinuación después de una parada.

En estos subprogramas aparecen operaciones propias de los sistemas, esencialmente operaciones de clasificación y búsqueda según leyes a veces complejas: clasificación y búsqueda en una cola de espera, creación y destrucción de llamadas. Estas operaciones tienen la particularidad de ser independientes de las identidades de las llamadas tratadas, (transacciones) pero de ser función del estado o de las características instantáneas de dichas llamadas. Las colas de espera se tratan en telefonía según órdenes de servicio, servicio al azar, servicio según prioridades o valores de ciertos parámetros. La creación y destrucción de las llamadas consiste en manejar una lista de identificadores libres u ocupados; este método es necesario pues es indispensable guardar en memoria todas las llamadas tratadas en el curso de una simulación, cuyo número puede alcanzar o incluso exceder del millón.

*2.6 Ejemplos de subprogramas de sucesos*

Las figuras 2 y 3 describen en forma sucinta los subprogramas de sucesos para el modelo de la figura 1. La figura 2 corresponde a un método directo con sucesos condicionales. Los sucesos son, entonces, cinco, dos de los cuales, ocupación de un marcador y ocupación de un relé, son condicionales, los subprogramas discurren simplemente desde la evolución de una llamada. Cada subprograma es función de dos parámetros, el identificador $i$ de la llamada y el instante $t$ de ejecución del suceso. El subprograma es requerido por el sistema generador que no está representado en la figura, y que le proporciona los valores actuales de los parámetros $i$ y $t$. Ejecuta las operaciones lógicas correspondientes al suceso, luego prevé el suceso futuro, condicional o no, ligado a la llamada tratada y lo transmite al sistema de encadenamiento.

En la figura 3, han sido eliminados los sucesos condicionales, que fueron considerados como consecuencia

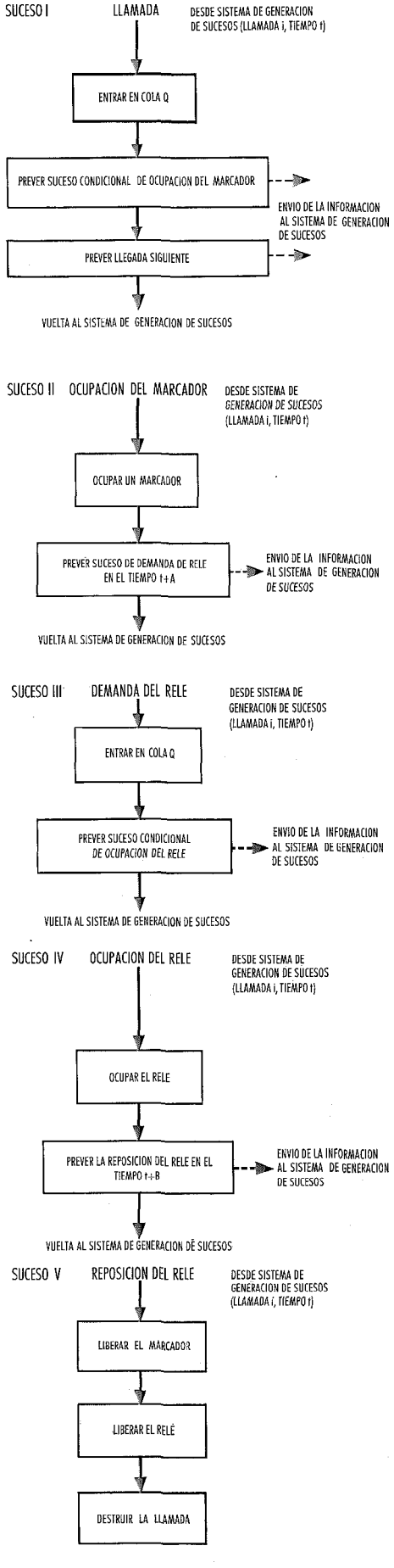



Fig. 2 Subprogramas de sucesos. Modelo 1. Primera variante.

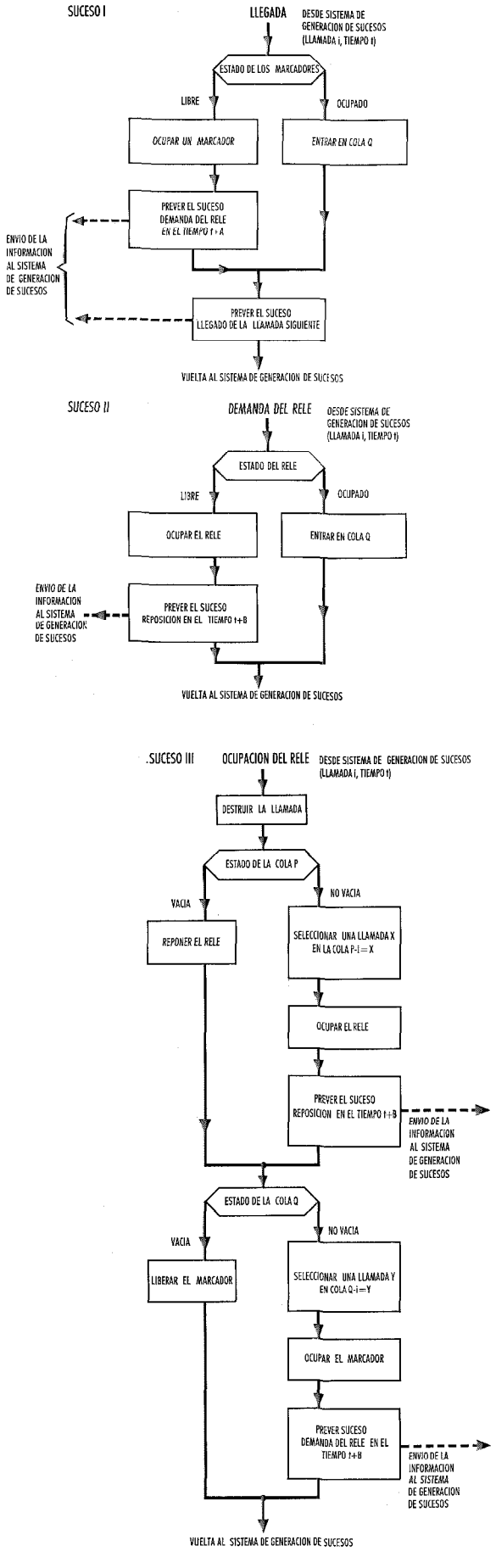



Fig. 3 Subprograma de sucesos. Modelo 1. Segunda variante.

de otro suceso y que estaban ligados a otros subprogramas. La ocupación de un marcador, por ejemplo, se prevé a la vez en el subprograma de llegada de una llamada y en el de reposición; los dos subprogramas contienen por consiguiente pruebas que permiten decidir si la ocupación de un marcador es posible. Se puede hacer notar que un mismo subprograma de sucesos puede tratar varias llamadas y que el identificador *i* cambia de valor en el curso de un mismo subprograma: el subprograma de reposición trata de transacción saliente cuya identidad se le ha dado por el sistema de encadenamiento y las dos transacciones entrantes en el relé y el marcador, las cuales debe buscar en las colas.

Cada subprograma debe tener, por tanto, acceso a un gran número de memorias: marcador, relés y colas de espera.

## 3. Características del GPSS (sistema de simulación de uso general)

### *3.1 Principio*

Como todos los lenguajes especiales de simulación, el GPSS tiene por objeto liberar al programador de todas las tareas comunes a todos los modelos y en particular asegura automáticamente el encadenamiento de los sucesos. Además efectúa sistemáticamente un cierto número de medidas, que se requieren habitualmente en todas las simulaciones: tiempos de espera, cálculo de sus valores medios y de sus histogramas. Finalmente sus instrucciones están adaptadas a las operaciones principales que se efectúan en los sistemas de espera: creación y destrucción de llamadas, tratamiento de las colas.

Su sistema de encadenamiento en el tiempo se basa en el segundo punto de vista expuesto en la sección precedente: los sucesos condicionales se disponen en memoria en el sistema de generación y la posibilidad de realización de cada uno de ellos se examina en cada cambio de estado. Sin embargo gracias a algunas órdenes especiales, es posible adoptar el segundo punto de vista: los sucesos condicionales se consideran como partes de otros sucesos.

El GPSS supone que todo modelo puede ser descrito por:

— facilidades o áreas que aseguran servicios de duraciones definidas (por ejemplo circuitos, que son servidores en el sistema real);
— transacciones (llamadas, personas . . .) que circulan en el sistema, piden ser atendidas en las áreas de servicio y por consecuencia constituyen colas ante ellas.

Un programa de simulación se compone pues, de una serie de órdenes que describen la evolución de las transacciones tales como: creación de las mismas, entrada en una cola de espera $Q_i$, ocupación de un área de servicio durante un tiempo *a*, entrada en la cola siguiente, etc., y finalmente destrucción de las transacciones. Así cada orden elemental presupone toda una sucesión de operaciones: la operación lógica (ocupación de la facilidad o área de servicio $F = 1$) presupone la previsión de un suceso futuro (reposición con un retardo definido), el retorno al sistema de encadenamiento en el tiempo así como una serie de medidas de la intensidad de ocupación de la facilidad . . .

Por consiguiente se trata de un lenguaje muy compacto que puede ser utilizado por ingenieros que no tienen conocimientos particulares de programación. No está basado en particular en ningún otro lenguaje tal como, el Fortran. La contrapartida es, evidentemente, que excepto para unas pocas operaciones que facilita implícitamente, sus posibilidades de cálculo matemático son reducidas: generador de números pseudoaleatorios, operaciones algebráicas elementales, definición de funciones por puntos. De acuerdo siempre con el mismo principio, los resultados se imprimen en una forma rígida aunque en su última versión el GPSS ofrece también la posibilidad de programar el formato de estos resultados.

El control de la simulación está asegurado mediante algunas órdenes, la definición de la duración se asegura mediante una orden que cuenta el número de transacciones que han discurrido a través del sistema completo, la simulación puede entonces ser recomenzada en el punto en que se detuvo, etc. Analógicamente, hay órdenes que permiten modificar en el curso de la simulación el modelo o simplemente los valores numéricos. En realidad, un programa GPSS se describe con valores numéricos. Contrariamente a lo que ocurre en Fortran, no puede escribirse con parámetros simbólicos cuyos valores se especifican en cada ejecución mediante hojas de datos.

Un programa GPSS se compone de órdenes llamadas bloques. Estos bloques tienen un formato predeterminado; una indicación del tipo de operación y una serie de valores que permiten definir los parámetros útiles (tiempo de ocupación, por ejemplo) o las variantes posibles (tipos de cola de espera).

Un sistema de direccionamiento indirecto, da la posibilidad de afectar un gran número de parámetros a cada transacción lo que permite particularizar el tratamiento de cada una de ellas, es posible igualmente ligar las características de un bloque a los parámetros de estado del sistema, un gran número de los cuales se calculan automáticamente.

Es también posible prever varios programas de circulación de transacciones. Estos programas pueden ser, eventualmente, completamente independientes pero en general están relacionados por el hecho de que utilizan las necesarias facilidades, tienen en cuenta parámetros comunes o terminan en un tronco común.

### *3.2 Presentación de algunos bloques*

No se trata de presentar aquí todas las posibilidades ofrecidas por el GPSS; puesto que el constructor pone a disposición de los usuarios documentación detallada [5].

La presentación de algunos bloques permite sin embargo poner en evidencia las numerosas operaciones efectuadas automáticamente. Las transacciones son tratadas por bloques tales como los GENERATE, TERMINATE, ASSIGN, PRIORITY. El bloque GENERATE crea las transacciones, es decir, prevé automaticamente, desde que una transacción comienza a ser tratada, o "entra" en el sistema, la llegada de la transacción siguiente: asigna a esta transacción un identificador, no accesible al programador, reserva memorias para sus características, calcula su instante de entrada en el sistema y consigna el suceso, llegado de esta transacción,

en la lista de sucesos futuros del sistema de encadenamiento en el tiempo. Con este fin se asocian al bloque 6 argumentos, marcados de A á F, de los cuales, los principales *A* y *B* sirven para definir la ley que rige los intervalos de tiempo entre dos transacciones sucesivas. El argumento *A* define el intervalo medio entre dos transacciones consecutivas; dicho tiempo medio es modificado por la función indicada por el argumento B, por ejemplo la función $FN_1$. Esta función $FN_1$ está definida por sí misma, en la cabeza del programa, por una tarjeta de definición de función mediante puntos y puede traducir una ley de probabilidad si utiliza como argumento el generador pseudoaleatorio del GPSS. Aunque está definida por puntos, puede ser considerada como una función pseudocontinua gracias a un sistema de extrapolación facilitado por el GPSS. Este lenguaje permite la elección entre funciones discretas o continuas, mediante la especificación de una indicación nemotécnica en la tarjeta de definición.

El bloque TERMINATE destruye las transacciones que se han hecho inútiles, liberando el identificador y las memorias correspondientes. Un argumento *A* sirve para descontar si es necesario el número de transacciones que han sido tratadas completamente; esta operación de sustracción se utiliza en relación con la tarjeta de control para detener la simulación.

Los bloques ASSIGN permiten dar o modificar los valores de los parámetros $P_1$, $P_2$..., asociados a cada transacción; el bloque PRIORITY actúa sobre el nivel de prioridad de las transacciones.

Bloques tales como SEIZE, RELEASE, PREEMPT, permiten respectivamente ocupar, liberar una facilidad y, eventualmente, interrumpir la ocupación por otra transacción. Se caracterizan por un argumento A que especifica el número de la facilidad. El bloque SEIDE impide automáticamente la entrada de la transacción si la facilidad está ya ocupada, razón por la que generalmente le precede un bloque QUEUE (COLA). Este bloque QUEUE clasifica las transacciones en una cola y crea un suceso condicional que transmite al sistema de encadenamiento en el tiempo. Se caracteriza esencialmente por un argumento *a* que identifica la cola en particular. Este bloque ordena las transacciones de acuerdo con el orden de llegada y las trata en ese orden; si ha de utilizar otro orden, existen otros bloques que no van a describirse aquí en detalle, que permiten programar las operaciones necesarias (se dá un ejemplo en la sección siguiente). El bloque QUEUE es uno de los más importantes del lenguaje, efectúa numerosos cálculos automáticamente y dá así acceso a numerosas características del sistema simulado. Por ejemplo, este bloque calcula automáticamente los tiempos de espera de las transacciones y con ayuda de una sola orden, el programador puede ordenar la impresión de las características relativas a dichos tiempos, también mantiene actualizado un parámetro, indicación Q, longitud de la cola, que el programador puede utilizar como argumento en los otros bloques.

El bloque ADVANCE permite introducir un retardo en la evolución de una transacción; retardo que está definido como para el bloque GENERATE, por dos argumentos, *A* valor medio y *B* función que puede ser aleatoria.

Este bloque es el que se utiliza más a menudo entre un bloque SEIZE y un bloque RELEASE para definir el tiempo de ocupación de una facilidad.

Los bloques TEST, TRANSFER permiten controlar la circulatión de las transacciones. Los bloques TEST permiten orientar la transacción hacia un bloque u otro según el valor de una característica del sistema: estado de un área de servicio, valor de un parámetro, etc. Los bloques TRANSFER orientan incondicionalmente la transacción o permiten elecciones entre varios caminos posibles (elecciones secuenciales o aleatorias).

La impresión de resultados se obtiene a menudo mediante un solo bloque TABULATE asociado a una tarjeta de definición TABLE. Estas dos tarjetas permiten obtener el valor medio y el histograma de una característica, tal como los tiempos de espera y de tránsito, o longitud de una cola. Estos resultados se imprimen entonces al final de cada ejecución en una forma predeterminada por el GPSS.

El bloque SAVE VALUE permite almacenar en memorias especiales los valores instantáneos de las características dinámicas, de las que se ha de hacer uso en el instante que haya cambiado el valor de una característica. Permite, por ejemplo, memorizar el instante de paso de la transacción en un punto dado del sistema y después, en el instante de paso por otro punto, permite calcular, por diferencia entre el tiempo actual y el memorizado, el tiempo de tránsito de la transacción entre ambos puntos.

### *3.3 Facilidades para la puesta a punto*

La puesta a punto del programa se facilita primeramente mediante las numerosas operaciones que se pueden realizar automáticamente: número reducido de órdenes, cálculo automático de numerosas características. Además, los errores de programación son detectados por el compilador y un código permite localizar rápidamente el tipo de error. Durante la operación, el hecho de sobrepasar la capacidad a la incompatibilidad lógica con el lenguaje, tal como una liberación de área de servicio vacia, produce la parada y la impresión del último estado del sistema.

Además, se imprime el número de transacciones que han pasado a través de cada bloque, así como valores estadísticos en cada cola y en cada área de servicio lo que permite localizar cualquier operación anormal.

### *3.4 Ejemplo de programa GPSS* (Fig. 4)

El programa de simulación que sigue describe el funcionamiento del modelo de la figura 1 en que la cola ante los marcadores se trata al azar.

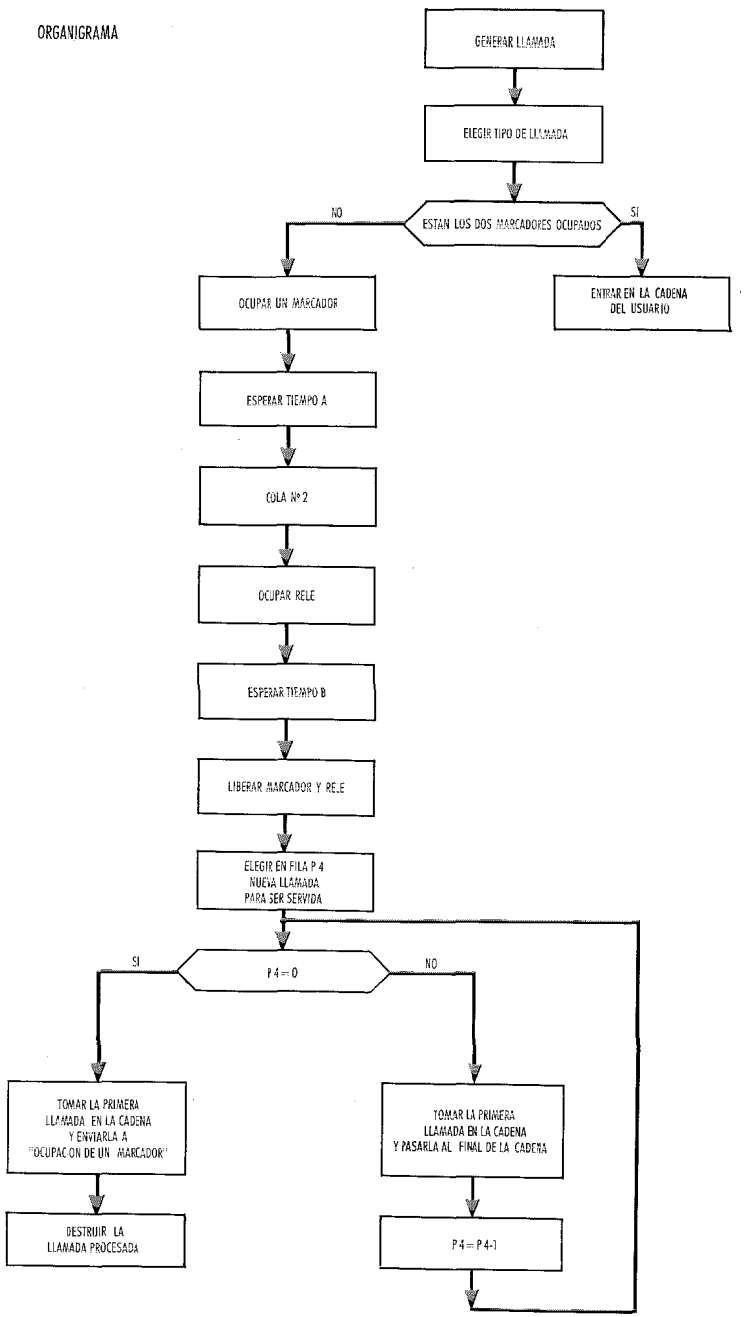
Las llamadas llegan al azar procedentes de dos orígenes, llamadas en selección o en preselección. Los tiempos de ocupación *A* y *B* de los marcadores y del relé son constantes pero tienen valores diferentes según el origen de la llamada. Se ha supuesto aquí que una llamada continúa ocupando uno de los marcadores en tanto que no quede liberado el relé.

Antes de comenzar la escritura del programa, es necesario elegir la unidad de tiempo, como se ha visto en la sección 2. Esta unidad puede ser muy arbitraria,

```
      1 FUNCTION     RN1, C24
0      0     .1      .104   .2     .222   .3     .355   .4     .509   .5     .69
.6     .915  .7      1.2    .75    1.38   .8     1.6    .84    1.83   .88    2.12
.9     2.3   .92     2.52   .94    2.81   .95    2.99   .96    3.2    .97    3.5
.98    3.9   .99     4.6    .995   5.3    .998   6.2    .999   7      .9998  8
      2 FUNCTION     RN1,D2
.5     1     1       2
      3 FUNCTION     P1,L2
1      60    2       70
      4 FUNCTION     P1,L2
1      140   2       150
        GENERATE     225,FN1          (1)
        ASSIGN       1,FN2            (2)
        ASSIGN       2,FN3            (3)
        ASSIGN       3,FN4            (4)
        QUEUE        1                (5)
        GATE,SP      1,MAR            (6)
    CHA LINK         1,FIFO           (7)
    MAR ENTER        1                (8)
        DEPART       1                (9)
        ADVANCE      *2               (10)
        QUEUE        2                (11)
        SEIZE        1                (12)
        DEPART       2                (13)
        ADVANCE      *3               (14)
        RELEASE      1                (15)
        LEAVE        1                (16)
        ASSIGN       4,V2             (17)
        TEST G       *4,0,DIR         (18)
    BOU UNLINK       1,CHA,1          (19)
        LOOP         4,BOU            (20)
    DIR UNLINK       1,MAR,1          (21)
        TABULATE     1                (22)
        TERMINATE    1                (23)
      1 STORAGE      2
      1 VARIABLE     M1-P2-P3
      2 VARIABLE     RN1*CH1/1000
      1 TABLE        V1,0,50,10
      2 QTABLE       1,0,50,10
      3 QTABLE       2,0,25,8
        START        2000, NP
        RESET
        START        5000,      (20 times)
        CLEAR
    AAA GENERATE     360, FN1
        START        2000
        RESET
        START        5000       (20 times)
        END
```

Fig. 4 Programa GPSS y organigrama del Modelo 1.

ORGANIGRAMA



tan pequeña como sea necesario, de todas las maneras no tiene influencia alguna sobre la duración de la ejecución y por consiguiente sobre el coste de la simulación. En este ejemplo se ha elegido igual a 2 ms. En el curso del programa el tiempo aparecía en tres bloques. En el bloque GENERATE, que crea las transacciones aparece el valor medio del tiempo entre llegadas de las llamadas; para un tráfico de 8000 llamadas/hora, el valor medio entre llegadas es igual a 450 ms y aparece, pues, en el programa como igual a 225. Los tiempos de ocupación de los marcadores, iguales según los casos a 120 ms y 140 ms, aparecen como iguales a 60 y 70; los tiempos de ocupación del relé iguales a 280 ó 300 ms aparecen como iguales a 140 y 150.

Así esta simulación es válida cualquiera que sea la unidad de tiempo elegida puesto que no aparece explícitamente en el programa. De este modo los resultados obtenidos con este programa pueden ser interpretados con una unidad cualquiera; si ahora suponemos que la unidad escogida es el milisegundo, el programa traduce un tráfico de 16.000 llamadas/hora con tiempos de ocupación de 60 y 70 ms, 140 y 150 ms.

El programa comienza por la definición de las funciones necesarias para la descripción del modelo:

— Función 1 que define un número aleatorio con distribución exponencial por el método clásico de modificación de un número aleatorio de distribución uniforme, aquí el generador $RN_1$ del GPSS, por medio de la inversa de la función de distribución; esta función permite calcular el intervalo de tiempo que separa dos llegadas de llamadas.

— Función 2 que define un número aleatorio que puede tener dos valores 1 ó 2 con igual probabilidad; esta función permite elegir al azar el origen de las llamadas.

— Función 3 que es igual a 60 si el parámetro $P_1$ de la transacción en curso de tratamiento es igual a 1 e igual a 70 si $P_1$ es igual a 2, esta función permite hacer variar el tiempo de ocupación de los marcadores según el origen de las llamadas.

— Función 4 que, de la misma manera que la función 3 es igual a 140 ó 150 según sea el valor de $P_1$; ella permite también hacer variar el tiempo de ocupación del relé según el origen de las llamadas.

El primer bloque GENERATE crea las llamadas con una distribución exponencial gracias al segundo argumento igual a $FN_1$; pero la función 1 suministra un número aleatorio de media unidad y para obtener el tráfico útil, de 8000 llamadas/hora, es necesario especificar en el argumento *A* un valor medio de 225 de acuerdo con la unidad de tiempo elegida.

Los tres bloques siguientes, ASSIGN, determinan los valores de los tres parámetros $P_1$, $P_2$ y $P_3$ asociados a cada transacción. El parámetro $P_1$ simboliza el origen de las llamadas, se elige al azar, bien igual a 1, bien igual a 2, gracias al argumento *B* del bloque que define la función 2. Los parámetros $P_2$ y $P_3$ simbolizan del mismo modo los tiempos de ocupación de uno de los marcadores y del relé gracias a las funciones $FN_3$ y $FN_4$.

Todas las llamadas, entran entonces a la cola de espera 1 delante de los marcadores (bloque QUEUE 1). Vienen a continuación dos bloques (GATE y LINK) necesarios para el tratamiento al azar de la cola; los papeles que desempeñan se pondrán de manifiesto más tarde pues su funcionamiento está asociado a otros bloques.

La transacción ocupa a continuación una unidad en un área (STORAGE) de capacidad 2, que representa los dos marcadores (bloque ENTER), abandona entonces la cola 1 (bloque DEPART) y espera en el área durante un tiempo definido por el parámetro $P_2$ (bloque ADVANCE $P_2$).

Al final de este tiempo, sin liberar el área, entra en la cola ante el relé (QUEUE 2 = COLA 2), ocupa la facilidad 1 que simboliza el relé (SEIZE 1), abandona la cola ante el relé (DEPART), ocupa el relé durante el tiempo definido por $P_3$, libera luego a la vez el marcador y el relé (RELEASE y LEAVE). Ignorando aún el tratamiento de la cola, viene a continuación una orden de cálculo y de impresión al fin de la simulación de conformidad con la tarjeta de definición de la tabla 1. Las llamadas son destruídas finalmente por el bloque TERMINATE.

El tratamiento especial de una cola se hace posible en GPSS mediante dos bloques LINK y UNLINK. El bloque LINK permite retirar las transacciones del circuito normal del sistema GPSS, que en particular se disocian del sistema de encadenamiento en el tiempo y se disponen en una cadena de disposición del usuario. Estas transacciones serán restablecidas en el circuito normal por el bloque UNLINK en un punto adecuado del programa.

Para programar un servicio al azar, las transacciones son retiradas del circuito normal si los dos marcadores están ocupados, para que al producirse la reposición de uno de ellos el sistema GPSS no sirva automáticamente la primera llamada en espera (bloque LINK). Las transacciones, dispuestas sobre esta cadena son tratadas por el programa en cada liberación del marcador. Así se saca al azar un número entero entre 0 y CH 1-1; CH 1 es el número de transacciones que esperan en la cadena, número calculado automáticamente en el GPSS. Este cálculo se efectúa gracias a una tarjeta de definición de cálculos (2 VARIABLE) colocada al final del programa: $V_2$ = CH 1 × RN 1/1000 entrega primeramente, gracias al producto de CH 1 por el número aleatorio $RN_1$ comprendido entre 0 y 1000, un número aleatorio comprendido entre 0 y 1000 CH 1, luego, gracias a una división por 1000 y no conservando más que la parte entera, suministra finalmente un número aleatorio comprendido entre 0 y CH 1-1. De hecho el número $V_2$ se ha calculado cuando la transacción sale del marcador y entra $V_2$ en el bloque ASSIGN 4, este bloque asigna entonces $V_2$ al parámetro 4 de esta transacción. El bloque siguiente examina $V_2$. Si es nulo, la primera transacción que está en espera es repuesta en el circuito normal, gracias al bloque UNLINK y, gracias al argumento MAR de este bloque, es dirigida hacia la orden marcada con MAR en el programa, es decir el bloque ENTER de ocupación de un marcador; al mismo tiempo el bloque UNLINK continúa haciendo progresar la transacción que sale del marcador (bloque TABULATE). Si el número $V_2$ no es nulo la transacción saliente se orienta hacia un bucle constituído por un bloque UNLINK y por una orden de realización de un

bucle (LOOP) que efectúa un número de ellas igual a $V_2$: este bucle vuelve a disponer sucesivamente las $V_2$ primeras transacciones de la cadena en la propia cadena y al final de ella (el bloque UNLINK orienta la transacción gracias al argumento BOU hacia el bloque LINK). Esta transacción que ha de ser colocada en el marcador como anteriormente (segunda orden UNLINK ya utilizada para $V_2 = 0$).

Una orden GATE permite contracircular el bloque LINK, en el caso de que uno de los marcadores al menos esté libre, y hacer ocupar directamente un marcador cuando llegue una llamada; si no, la primera transacción tratada iría a la cadena del usuario, no habría jamás reposición y el sistema se bloquearía inmediatamente.

Los resultados se imprimen gracias al bloque TABULATE y a las tres tarjetas de definición 1 TABLE, 2 Q TABLE y 3 Q TABLE. El bloque TABULATE permite hacer estadísticas relativas a los tiempos de espera totales de las transacciones y se relaciona con la TABLE 1 que define mediante su argumento *A*, la característica que se desea y mediante los argumentos siguientes, las características del histograma (número de clases, amplitud de una clase elemental, límite superior de la primera clase). El tiempo total de espera se representa por $V_1$, definida por la tarjeta de definición 1 VARIABLE; esta variable es la diferencia entre el tiempo de tránsito *M 1* de cada transacción, tiempo que se calcula automáticamente en GPSS y el tiempo de ocupación de marcador más relé, representados por $P_2$ y $P_3$.

Las dos tablas Q TABLE definen las características deseadas de los histogramas para cada una de las dos colas consideradas aisladamente.

## 4. Aplicaciones del GPSS

La aplicaciones del GPSS tienen su lugar en el dominio de los estudios de desarrollo y en el de los estudios teóricos.

Estos últimos conducen a sistemas de accesibilidad reducida y a sistemas de mallas de varias etapas; estos sistemas han sido estudiados ya sobre la base de su consideración como sistemas de pérdida, pero existen pocos resultados aún, relativos a las demoras que ellos provocan. Están en curso estudios que se realizan con ayuda de simulaciones cuyos resultados se publicarán posteriormente.

En lo que a estudios de desarrollo se refiere [6], se había de optimizar modelos de sistemas de marcaje en diferentes gamas de tráfico. Varios modelos se han simulado ya, de los que el más sencillo está representado en la figura 1 del que se dan dos ejemplos en las figuras 5 y 6.

Las citadas figuras representan un sistema de espera con tres etapas: una etapa de n secciones primarias, una etapa de 2 ó 3 marcadores y una etapa de 2 relés de marcaje. Si las redes son sencillas, el método de procesamiento de llamadas es sin embargo muy complejo.

Las llamadas llegan al azar a la primera etapa de secciones primarias. Se caracterizan por dos parámetros aleatorios e independientes, su origen y su categoria; el origen depende de la sección terminal que utilice la llamada en la red de conversación, la categoria corresponde a la fase de tratamiento de la llamada, selección o preselección.

De acuerdo con su origen, una llamada debe ocupar un relé bien definido. *R 1* por ejemplo, entre los dos relés que constituyen la tercera etapa. Para alcanzarlo debe ocupar primeramente una sección primaria y luego un marcador. La llamada ocupa en primer lugar una sección primaria durante un tiempo constante *A*, después requiere un marcador que ocupa durante un tiempo constante B y finalmente un relé *R 1* que ocupa durante un tiempo constante C. Al final de este tiempo, los tres elementos, sección primaria, marcador y relé son liberados casi simultáneamente. Se pueden producir demoras delante de cada etapa; por consiguiente, los tiempos de ocupación de las secciones primarias y de los marcadores no están predeterminadas pues comprenden tiempos de espera aleatorios ante otros órganos. Los modelos funcionan de manera ligeramente diferente según la categoria de las llamadas: llamadas de preselección o llamadas de selección. Una llamada de selección debe ocupar una sección primaria predeterminada mientras que una llamada de preselección puede ocupar una sección primaria cualquiera, lo que puede esquematizarse por una cola común para las llamadas en preselección y colas individuales para las llamadas en selección delante de las secciones primarias.

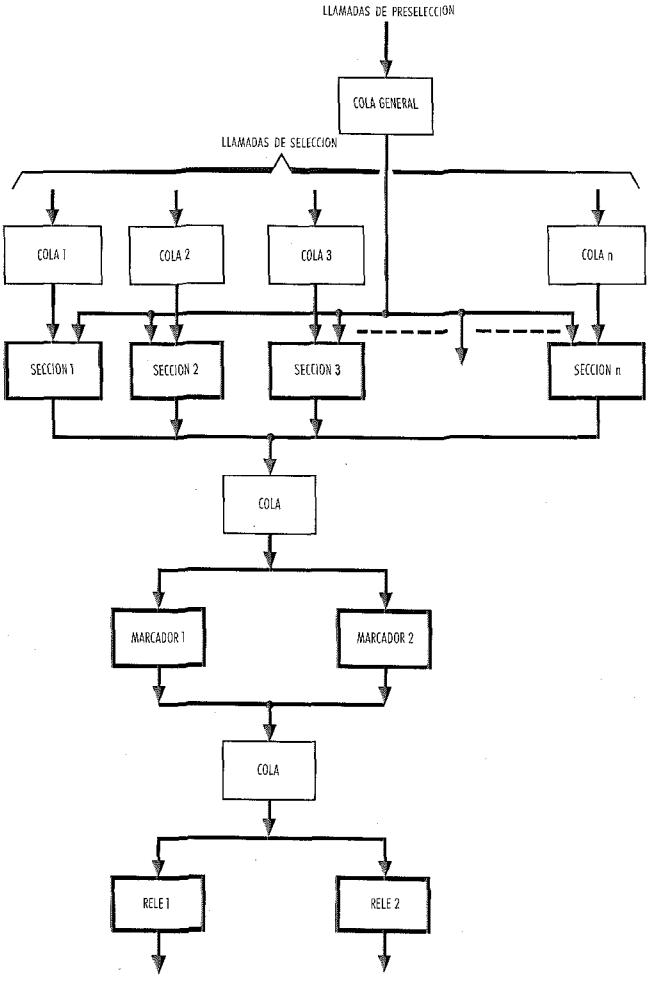



Fig. 5 Modelo 2.

La simulación se complica a causa de las leyes de prioridad, las leyes de elección de las secciones primarias y las órdenes de servicio de las colas, condiciones impuestas por los circuitos. Se pueden señalar entre otras:

— las llamadas en selección tienen prioridad ante las secciones primarias;
— en preselección, como máximo dos llamadas pueden ocupar simultáneamente las secciones primarias: una llamada en demanda del relé *R 1*, otra en demanda del relé *R 2*;
— para una llamada en preselección, que puede ocupar una sección primaria cualquiera, las secciones primarias se examinan secuencialmente. La búsqueda se hace en un sentido cuando la llamada debe ocupar el relé *R 1*, y en sentido contrario cuando debe ocupar el relé *R 2*. El origen de la búsqueda varía también secuencialmente el uso de dos distribuidores;
— las colas ante las secciones primarias son atendidas al azar;
— las colas ante los marcadores se ordenan de acuerdo con los números de las secciones primarias ocupadas por las llamadas, el marcador M 1 escoge entonces la llamada que encabeza la cola y el marcador M 2 la que ocupa el último lugar;
— las liberaciones de las tres etapas no son exactamente simultáneas; el relé repone el primero, después la sección primaria y finalmente el marcador.

Además en el modelo de la figura 5 se ha de tener en cuenta la accesibilidad limitada a los tres marcadores.

Las simulaciones han permitido obtener histogramas y valores medios de los tiempos de espera ante cada etapa y para el tiempo total de espera de las llamadas en el sistema. Estos resultados se imprimen por separado para las dos categorías de llamadas, de preselección y selección, que son tratadas de manera diferente.

Se han efectuado varias ejecuciones del programa con el fin de obtener curvas de variación en función del tráfico. Se ha tratado un total de alrededor de un millón de llamadas. Cada ejecución se ha subdividido en grupos de llamadas al final de las cuales se han impreso los resultados acumulativos con el fin de estimar los intervalos de confianza.

## 5. Ventajas e inconvenientes del GPSS

El lenguaje GPSS parece adaptarse bien a la simulación de modelos tales como los sistemas de espera, tanto mejor cuando las simulaciones se efectúan para un estudio de desarrollo.

En efecto, como en el caso que nos ocupa, es necesario, frecuentemente, simular rápidamente una sucesión de modelos: el modelo adecuado se elabora paso a paso según los resultados de las simulaciones precedentes y este modelo debe ser elaborado tanto más de prisa

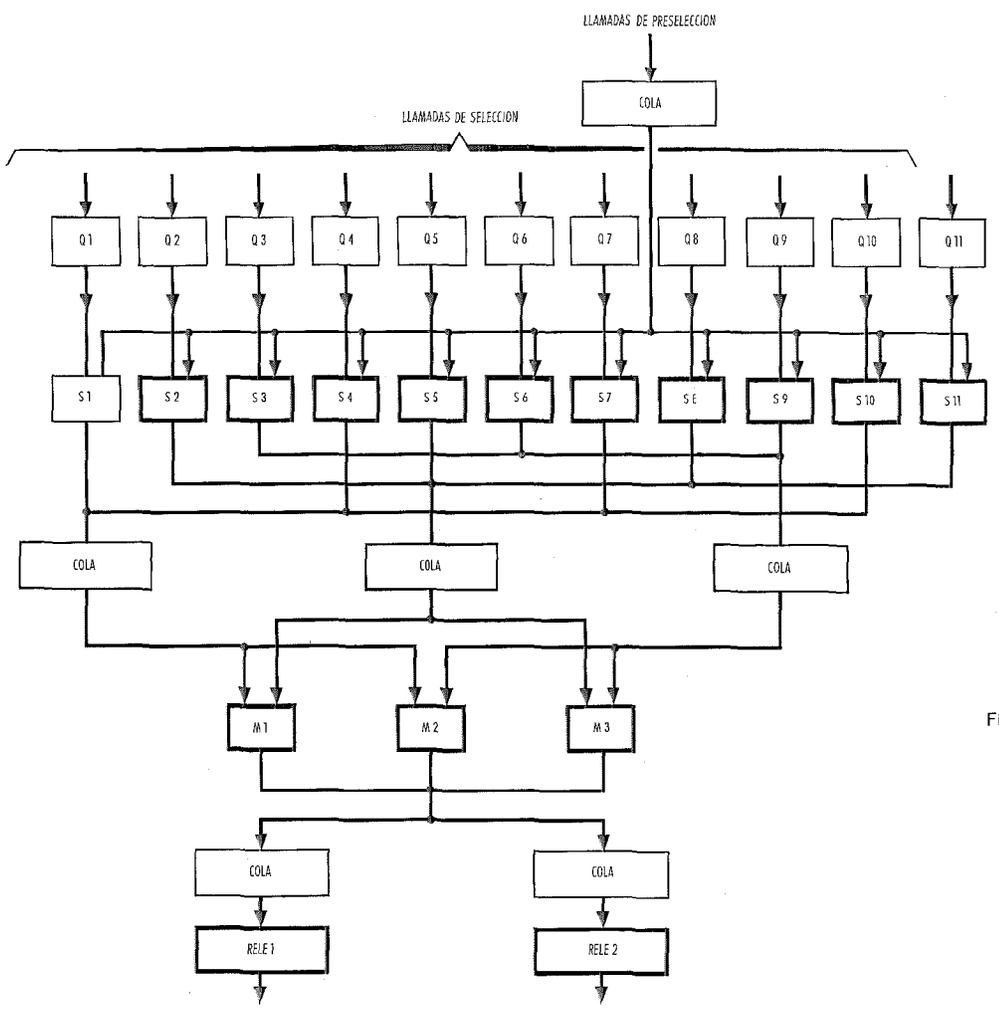



Fig. 6 Modelo 3.

cuanto mayor sea su influencia en el conjunto del sistema. El GPSS permite un diálogo rápido: la programación es fácil, rápida y los resultados numéricos pueden obtenerse con retrasos cortos, aún más reducidos cuando los ingenieros pueden programar por sí mismos, eventualmente, y tratar su problema sin intermediarios; así es posible evitar la duplicación del trabajo de análisis y las esperas eventuales en la obtención de personal de programación.

La contrapartida es evidentemente que los tiempos de ejecución son relativamente largos y que se necesitan calculadores potentes. El GPSS no puede ser implantado en máquinas pequeñas tales como el ordenador IBM 1130, por ejemplo; se implanta en ordenadores de gran capacidad tales como el IBM 7094 o el IBM 360/65. Incluso ordenadores tales como el IBM 360/40 no parecen económicos para este uso pese a que el modelo citado posee un compilador GPSS.

Nuestros ensayos se han efectuado en IBM 7094 e IBM 360/65. Es bien conocido que el coste de las ejecuciones disminuye al tiempo que crece la potencia del ordenador. El límite del GPSS, impuesto por el precio de coste, varía naturalmente con el ordenador. Pero una vez escogido éste, las duraciones de las ejecuciones resultan ser función únicamente del número de llamadas tratadas y evidentemente de la complejidad del sistema; y son, en particular, independientes del tráfico y de la unidad de tiempo, que puede ser tanto días como milisegundos.

El GPSS presenta interés desde el punto de vista económico si las ejecuciones no son demasiado intensivas.

Cada caso debe ser tratado individualmente habida cuenta del ordenador de que se disponga, de la complejidad del sistema, del número de llamadas que deben ser tratadas y de la importancia relativa de los retrasos con que se cuenta para la obtención de resultados.

A título de ejemplo, se han efectuado comparaciones entre GPSS y Fortran en un ordenador IBM 7094. La programación es 15 veces más rápida en GPSS que en Fortran (el número de instrucciones fué 7 veces menor) pero el tiempo de ejecución 4 veces mayor. Para simulaciones tales como las descritas en este artículo, donde se trataron cerca de un millón de llamadas, el GPSS demostrò ser económico. Estos datos se refieren evidentemente a un caso particular; sería interesante poderlos comparar con otros resultados.

La nueva versión del GPSS para la serie 360 aporta nuevas posibilidades de interés. Sin embargo, serían de apreciar posibilidades suplementarias; programación más sencilla de los diferentes tipos de colas, posibilidad de calcular los intervalos de confianza por el método clásico combinando resultados parciales.

Tal como es, el GPSS aporta de por sí una ayuda importante pero su utilización podría desarrollarse más aún con su asociación al Fortran.

Las posibilidades de cálculo del Fortran serían muy útiles para la descripción del modelo y para el cálculo de los resultados finales.

## 6. Conclusión

Cuando en telefonía se utilizan simulaciones para sistemas de pérdida, se hace uso, en general, de un método de simulación simplificado para el que se escriben programas en lenguajes generales de cálculo científico como el Fortran.

Para los sistemas de espera, deben considerarse tres tipos de aplicaciones diferentes:

— *evaluación del funcionamiento de un sistema bien definido.* En general se prefiere el Fortran a los lenguajes de simulación por diversas razones: 1) flexibilidad de explotación pues se trata de un lenguaje conocido, normalizado, los programas se pueden explotar prácticamente sin modificaciones en calculadores de tipo muy diferente, 2) economía, pues, para un solo modelo, explotado intensivamente el coste está ligado más fuertemente al coste de las ejecuciones que al de programación. Además, para sistemas de grandes dimensiones, la utilización de un lenguaje de nivel muy elevado está prácticamente excluído; incluso, con frecuencia, se ve uno obligado a asociar más o menos parcialmente el lenguaje ensamblador al Fortran:

— *ayuda a la elaboración de un sistema.* Es el caso de los ejemplos descritos en este artículo: estudio de una parte de un sistema, en que los programas han de modificarse muy a menudo. El GPSS proporciona en este caso una ayuda inapreciable al reducir el retraso en la obtención de resultados. Desde un punto de vista general, los lenguajes de simulación presentan un auténtico interés para este tipo de aplicación;

— *ayuda a la investigación,* se puede investigar métodos aproximados de cálculo e incluso métodos exactos. El GPSS ofrece una herramienta útil y cómoda al investigador no solo porque permite verificaciones rápidas sino también porque puede utilizarlo por sí mismo sin gran pérdida de tiempo.

Además de la programación de un modelo que exige un análisis avanzado y una puesta a punto que conduce al examen paso a paso del funcionamiento, las simulaciones permiten a veces detectar características interesantes y sirven de guía al trabajo de investigación. Un caso tal se presenta en la simulación del sistema sencillo de la figura 1 en el que fué posible deducir una teoria exacta aunque parcial.

En el futuro, se puede esperar un incremento en el coste de programación al mismo tiempo que una disminución del coste de los ordenadores de suerte que el uso del lenguaje de simulación se hará más y más justificable desde el punto de vista económico. Sería interesante poder disponer de un lenguaje que se adaptase bien a los problemas telefónicos: GPSS asociado a Fortran, o eventualmente otros lenguajes como el Simscript, por ejemplo. Nuestros primeros ensayos han sido prometedores. Sería de interés seguir por este camino, más aún si se considera que los lenguajes de simulación están todavía en evolución y que sus posibilidades mejorarán sin duda en los años venideros.

**Referencias**

[1] L. Kosten: Fictitious traffic machine, Proc. of Conference on High-Speed Automatic Digital Computers, Cambridge, Junio 1949.

[2] L. Kosten: On the measurement of congestion quantities by means of fictitious traffic, HET PTT-Bedrijf 2, 1948/49.
[3] L. Kosten: Beschrijuing van een Machine voor Kunstmatig Verkeer op Electronische Basis, De Ingenieur 63, 1951, E.
[4] L. Kosten: Application of Artificial Traffic Methods to Telephone Problems, Teleteknik 1, 1957.
[5] *General Purpose Simulation System* 1360 — User's Manual Document IBM — H 20-0326-0.
[6] R. Bernard, M. Gruszecki y J. R. de los Mozos: Etapas de abonado en *las centrales locales de barras cruzadas* Pentaconta, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43 (1968) N° 4, págs. 334—343.

**Renée Bernard** nació en Chambèry, Francia, el 10 de Febrero de 1932. En 1953 obtuvo el título de ingeniero de la Ecole Supérieure d'Electricity (París).

En 1953 ingresó en el Laboratoire Central de Télécommunications, donde ha intervenido en estudios sobre varios sistemas de radar. Desde 1965 trabaja en una división dedicada a estudios de teoria de tráfico, planificación de redes telefónicas y aplicación de los métodos de simulación.

**Charles Grandjean** nació en Bourges (Cher), Francia, el 27 de Octubre de 1930. Se licenció en la Facultad de Ciencias de París y obtuvo en 1952 el Diploma de Estudios Superiores de Estadísticas y Cálculo de Probabilidades.

Después de ejercer actividades similares durante unos años en los Laboratorio de Investigación de la Office National d'Etudes et de Recherches de l'Aèronautique y del Grupo Philips, ingresó en 1960 en LCT, donde dirige actualmente un departamento encargado de los estudios relativos a la teoria de tráfico, organización de redes de telecomunicación y aplicación de métodos de simulación.

# Premios

**Personal de ITT premiado por sus inventos o servicios**

Cuarenta y siete empleados de las compañías y divisiones asociadas de International Telephone and Telegraph Corporation fueron nombrados para recibir premios en metálico totalizando 62.000 dólares.

Empleados de 12 compañías de ITT han sido distinguidos bajo el programa de premios de ITT, establecido en 1965, para reconocer las contribuciones sobresalientes del personal del sistema de ITT en el desarrollo de inventos y nuevos productos de servicios. Los ganadores recibirán medallas conmemorativas y certificados además de sus premios en metálico. Sus compañías también recibirán trofeos para ser exhibidos.

Al anunciar los premios, Harol S. Geneen, Director y Presidente de ITT, dijo: "Nuevamente tengo la satisfacción de expresar mi reconocimiento a aquellos empleados cuyas contribuciones han fortalecido y ensanchado el margen de productos de ITT por sus innovaciones y sus inventos. Este agradecimiento estimulará mayor fuerza de creación en todo el sistema de ITT. En nombre de más de 300.000 empleados del sistema ITT, tengo la alegria de expresar nuestra gratitud y apreciación a estos ganadores por medio de estos premios.

Los acontecimientos por los cuales se han concedido los premios son de dos categorias: invenciones y productos/servicios.

En la categoria de productos/servicios, se han concedido dos premios de conjunto que totalizan 20.000 dólares.

P. J. Howard, P. Norman, J. D. Laing, G. F. Lawrance y H. J. Barker, de Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido, compartieron 10.000 dólares. El premio se ha concedido por el desarrollo de un sistema, totalmente transistorizado para la transmisión simultánea de 2700 conversaciones telefónicas sobre un par en un cable coaxial. El sistema llamado de equipo de linea coaxial de 12 MHz fué el primer puesto en servicio en Europa.

El otro grupo premiado está formado por E. Ekbergh, G. Jonsson y P. Erlandsson de Standard Radio & Telefon AB, Suecia, que compartirán 10.000 dólares por el desarrollo de un sistema telefónico automático rural, para centrales desde 32 á 3500 líneas de abonado. El sistema que se llama Pentaconta® 32, está programado para su instalación en 9 países.

En la categoria de invenciones, se han concedido dos primeros premios totalizando 10.000 dólares.

H. Benmussa, P. Marty, S. Kobus, O. Erkeletliyan y R. Rauche, de la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia, compartirán 5000 dólares por inventos en el campo de sistemas de conmutación de datos.

El otro primer premio compartido de 5000 dólares se ha concedido a E. P. G. Wright de Standard Telecommunication Laboratories, Inglaterra y M. den Hertog de Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica, por el invento de un sistema de señalización usado primeramente en los sistemas de cable submarino y de satélites.

En el campo de productos/servicios se han concedido otros cinco premios adicionales que totalizan 26.000 dólares que son los siguientes:

6000 dólares, compartidos entre R. A. Felsenheld, L. O. Fischer, H. W. Kettmann, Z. G. Lyon, C. P. Majkrzak y F. Milazzo de ITT Defense Communications Division, Estados Unidos, por el desarrollo de sistemas de antena de radio para submarinos.

5000 dólares, compartidos entre J. S. P. Robertson, L. D. Bradshaw, K. B. Baldwin, W. R. Ewell, F. W. May, A. G. Redwood y J. D. Storr de Standard Telephones and Cables Limited, por el receptor telefónico de armadura basculante ("rocking") adoptado por muchas administraciones telefónicas.

5000 dólares, compartidos entre J. Baudin, J. J. Danton, A. Janex, H. de Lanouvelle y R. Sachot de Le Matériel Téléphonique, Francia, por contribuir al desarrollo de equipos de identificación de aviones, IFF (Identification Friend or Foe).

5000 dólares compartidos entre W. Mosebach, M. Wagner, H. Gebert, J. von Bonin y H. Seiter de Standard Elektrik Lorenz, Alemania, por condensadores miniatura de tántalo empleados en radio y televisión y equipos electrónicos industriales.

5000 dólares, compartidos entre S. C. Bennie, W. G. Donaldson, W. B. Evans, W. I. Hamilton y R. A. Lally de Federal Electric Corporation, Estados Unidos, por modernización del sistema de comunicación de la línea del DEW (Distant Early Warning) a través del círculo ártico.

En el campo de los inventos, se han concedido cuatro premios adicionales que totalizan 6000 dólares.

2000 dólares a J. W. Maston de ITT Cannon Electric, Estados Unidos, por un método especial de retención de contactos en conectores múltiples.

2000 dólares a T. G. Brown, Jr., de ITT Defense Communications Division, Estados Unidos, por el invento de una central de conmutación de mensajes para un sistema de comunicación digital.

1000 dólares a E. H. Hornung de ITT Blackburn Company, Estados Unidos, por un nuevo mecanismo calibrador para comprobar el ajuste de herramientas para los conectores eléctricos de potencia comprimidos.

1000 dólares, a L. Van Lenten de ITT Marlow, Estados Unidos, para aparatos de bombeo con un impulsor que corta material en los bombeos de una mezcla líquida.

# Receptor electrónico simétrico para señalización en bucle

D. FISCHBUCH
E. HERTER
Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart

## 1. Introducción

En las centrales telefónicas se usa frecuentemente señalización de corriente continua porque los componentes de transmisión y recepción son más económicos. Sin embargo el aumento de la electrificación limita la aplicación de la señalización de corriente continua debido a haber sido necesario abandonar la señalización en línea con vuelta por tierra.

En los circuitos de señalización simétricos con respecto a tierra la interferencia de las líneas de energía juega un papel muy importante; el funcionamiento del receptor debe ser independiente de las interferencias. En este artículo se estudian las condiciones para conseguirlo y se describe un circuito particular y muy versátil.

## 2. Interferencia de las líneas de energía

La corriente $I_F$ en el circuito de tierra de una línea de fuerza (corriente homopolar) induce voltajes longitudinales en los hilos de las líneas de comunicación cercanas.

El voltaje longitudinal es:

$$V_L = 2\pi f M_e l I_F r$$

donde $f$ es la frecuencia en la línea de energía,
$l$ la longitud de línea cercana a la de energía,
$r$ factor de reducción que depende de las condiciones de los conductores paralelos (railes, soportes de cable, etc.),
$M_e$ inducción mutua por km de la parte de línea próxima a la de energía, depende de la separación $a$, de la conductividad de tierra y de la frecuencia [1].

Los ferrocarriles que utilizan corriente alterna ($16^2/_3$ ó 50 Hz) producen voltajes longitudinales. Las líneas de energía trifásicas con el punto neutro conectado a tierra a través de bobinas disyuntivas (Petersen) producen interferencias de horas de duración en el caso de cortocircuitos a tierra. Se toman precauciones adecuadas para asegurarse de que el valor eficaz de $V_L$ no excede de un límite, evitando los daños a las personas (por ejemplo 65 voltios).

Los cortocircuitos a tierra en las líneas de energía con el punto neutro a tierra originan corrientes homopolares muy intensas. La corriente en la línea en averia debe ser cortada. Los voltajes longitudinales inducidos durante el corte y en el momento mismo en que éste se produce, no deben exceder de valores prefijados (por ejemplo 300 V y 0,15 segundos). Afortunadamente estos cortocircuitos a tierra son relativamente poco frecuentes. En las líneas para ferrocarriles aproximadamente 0,5 cortocircuitos por año [2] y km y en las líneas de alto voltaje de un orden de magnitud menor.

Para el diseño de nuevos equipos de sistemas telefónicos es muy dificil especificar un valor que tenga significación para el voltaje longitudinal máximo apropiado. Si se toleran valores altos el coste del equipo aumentará. Por otra parte debe evitarse la necesidad de tomar precauciones especiales particularmente en las instalaciones individuales de los abonados. Por estas razones parecen ser útiles las condiciones tomadas por una administración europea que son las siguientes:

— evitar circuitos asimétricos;
— la aplicación prolongada de voltajes longitudinales de 68 voltios no deben afectar a la señalización;
— voltajes longitudinales de 300 voltios y corta duración, no producirán daños a las instalaciones ni a personas aunque perturben la señalización.

## 3. Señalización simétrica

### *3.1 Principios*

En la figura 1 tenemos un circuito simétrico con dos conductores a y b, conectados en ambos extremos a los aparatos de señalización; se indican los posibles caminos de la corriente de señalización para un proceso asimétrico o simétrico. Tenemos especial interés aquí en este último caso en el que se puede incluir la señalización de bucle. En este caso, las tensiones $V_L$ inducidas en ambos hilos se contrarrestan.

Los equipos de señalización se disponen de tal manera en el transmisor que permiten intercalar dos redes bipolares opcionalmente en el circuito. El receptor determina por medios apropiados cual de las dos redes está conectada. La corriente medida del bucle depende no solamente de las dos redes, sino también de otros parámetros (por ejemplo resistencia del conductor, pérdidas, etc.), valores que están dentro de ciertos límites, y no se conocen de un modo general. Así, para el caso de transmitir con una red $Z_I$ existe un gran margen de posibles corrientes en el bucle; lo mismo se puede decir de la segunda red. Si se tienen que distinguir en el receptor la inserción de una u otra red será necesario que los márgenes de corriente descritos no se solapen. El receptor compara los valores de las corriente de bucle con un valor umbral $I_0$ que está entre los dos márgenes; el resultado de la comparación "mayor" o "menor" indica si estaba $Z_I$ ó $Z_{II}$ conectado. Un ejemplo elemental de un receptor de este tipo podría consistir en un relé que se actuaría si estaba $Z_I$ y no se actuará si estuviera $Z_{II}$.

### *3.2 Aplicación a una red telefónica*

En la figura 2 tenemos un circuito de dos conductores conectados a una central telefónica mostrando las dife-

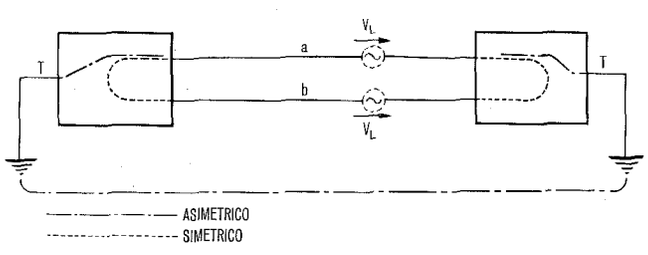



Fig. 1 Circuitos de señalización.

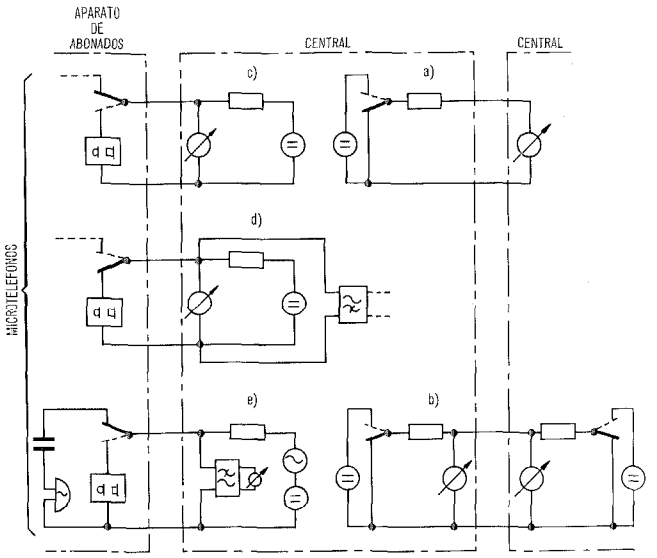



Fig. 2 Aplicación de la señalización simétrica en una red.

rentes formas de conexión para una señalización simétrica. En todos los casos se usan los siguientes elementos básicos:

— conmutador transmisor (indicado por una llave) permite insertar una de las redes en el transmisor;
— el detector (se indica como un instrumento de medida);
— un generador de alimentación para los circuitos;
— resistencias limitadoras de corriente.

Estos casos se diferencian principalmente por el procedimiento de alimentación. El caso a) nos indica una forma de señalización usada muy frecuentemente; la alimentación está en el lado transmisor. El caso b) nos indica la posibilidad de señalización simultánea en ambas direcciones; la corriente del bucle vendrá determinada en este caso por las alimentaciones en ambos extremos y la posición de los contactos transmisores. La alimentación en el lado receptor es el caso más frecuente, como por ejemplo el bucle de abonado; esto hace suponer ciertas condiciones en el receptor. Las variantes c), d), e), nos muestran tres estados de enlaces telefónicos:

— Caso c); éste se presenta cuando el aparato de abonado está en posición normal y la instalación en la central telefónica debe detectar cuando descuelga. A pesar de la sencillez de esta operación, el diseño del dispositivo receptor plantea algunos problemas, debido a que se debe restringir en lo posible el coste de las instalaciones de abonado.
— Caso d); se muestra ahora la situación después del descolgado del gancho, el aparato de abonado está conectado a una instalación central (que depende del modo de agrupación del receptor y del registrador o dispositivo de conexión). Si no se conoce el final de la señalización, debe ser posible la conversación y la señalización. Por el contrario que en el caso c) el circuito se alimenta por la corriente del micrófono.
— Caso e); nos muestra finalmente si un abonado ha sido llamado y hay que registrar el descolgado (ver 6.2).

Los casos c) — e) tienen en común, que el receptor en la central debe determinar cual de las resistencias $R_I = \infty$ ó $R_{II} = R_{stat}$ (resistencia del aparato de abonado en línea) está conectada en la línea.

*3.3 Interferencias en los circuitos de señalización*

El circuito en bucle está generalmente puesto a tierra a través de una baja impedancia. La tensión longitudinal puede producir corrientes longitudinales a través de este camino que afectarían al comportamiento del receptor. Los dos factores más importantes son:

— la capacidad a tierra del circuito,
— la tierra a través de la alimentación.

Estudiaremos estos dos factores en más detalle.

La capacidad efectiva $C_e$ de un par del cable consta de una componente $C_{ab}$ entre los conductores, en paralelo con las capacidades entre cada conductor tierra conectadas on serie. En el caso de un cable de pares; se pueden aplicar los siguientes valores dependiendo de si el resto de las parejas de conductores están a tierra o no:

$$\begin{aligned} &C_{ab} \text{ varia entre } 0{,}12\ C_e \text{ y } 0{,}36\ C_e \\ &C_t \text{ varia entre } 1{,}28\ C_e \text{ y } 1{,}76\ C_e. \end{aligned} \qquad (2)$$

En la práctica los valores medios pueden tomarse:

$$\begin{aligned} C_{ab} &= 0{,}3\ C_e \\ C_t &= 1{,}4\ C_e. \end{aligned} \qquad (3)$$

Puede verse que en las líneas de abonado más largas, permitidas por los planes de atenuación, se tiene una capacidad a tierra considerable, por ejemplo para hilo de 0,6 mm cerca de 0,5 $\mu$F. Para las frecuencias de interferencia se puede considerar la capacidad total concentrada en un punto del conductor.

La bateria de alimentación de la figure 2 no es individual para cada circuito, sino que todas las líneas usan la común de la central. Por tanto los conductores de las líneas de abonado están puestos a tierra a través de la resistencia de protección, (la resistencia interna de la bateria se puede despreciar).

Si la resistencia de la alimentación es igual para los dos conductores del circuito, la tensión longitudinal producirá a través de las capacidades y las resistencias de la alimentación las mismas corrientes longitudinales $I_L$ en los dos hilos. El valor mayor de $I_L$ se produce cuando el paralelismo entre las líneas de telefónica y de fuerza está más cerca del extremo receptor de la línea. En la figura 3 tenemos el diagrama esquemático de una línea de abonado.

El valor de pico de la corriente longitudinal es:

$$I_L = \frac{V_L\sqrt{2}}{\sqrt{\left(\frac{1}{2\pi f C_t}\right)^2 + \left(R + \frac{R_L}{4}\right)^2}}. \qquad (4)$$

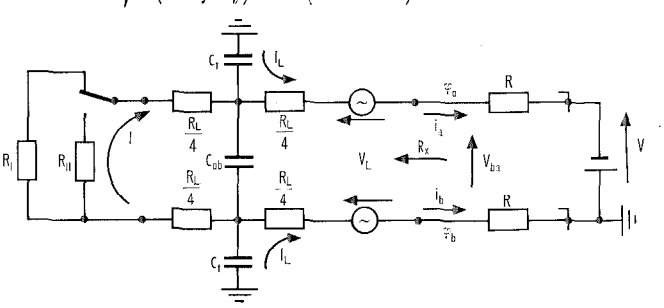



Fig. 3 Circuito en bucle e interferencia.

Para el caso general en que las resistencias de alimentación son pequeñas podemos poner

$$R + \frac{R_L}{4} \ll \frac{1}{2\pi f C_t}$$

y entonces

$$I_L \approx V_L \sqrt{2} \cdot 2\pi f C_t. \tag{5}$$

En este total se pueden separar las corrientes en los conductores $i_a$ e $i_b$ de la corriente en el bucle $I$ correspondiente al generador de alimentación y las resistencias en el circuito:

$$I = \frac{V}{\Sigma R}. \tag{6}$$

La media aritmética de las corrientes en los conductores de una línea con asimetría despreciable en cualquier instante, es igual a la corriente del bucle — independiente de la interferencia:

$$\frac{i_a + i_b}{2} = I. \tag{7}$$

Se construyen los receptores simétricos de tal forma que se detectan $I$ ó $V_{ba}$ independientemente de la interferencia. El mejor ejemplo de esto es un relé con dos devanados idénticos que se conectan a los dos hilos de tal forma que se compensan las corrientes longitudinales.

En la sección 3.1 se ha descrito la detección de dos márgenes de valores de corrientes de bucle por un receptor ideal, el cual puede determinar, si ésta es más grande o más pequeña que un determinado valor, bajo cualquier circunstancia. Los receptores prácticos de este tipo, construídos para suministrar una salida digital, tienen grandes márgenes de funcionamiento para hacer frente a las tolerancias de los componentes. El receptor debe tomar una posición o la otra según que el valor de la corriente esté por encima o por debajo del margen de valores concedido para la incertidumbre. El coste del receptor se reduce cuando la dimensión del margen de incertidumbre es mayor.

En el caso de la figura 4 hay que distinguir entre dos corrientes $I_1$ e $I_2$. Si se desprecia el hecho de que habría que considerar el efecto residual debido a las tensiones longitudinales, especialmente en el caso de líneas asimétricas, todos los valores entre $I_1$ e $I_2$ deben pertenecer a la zona de incertidumbre en un circuito de evaluación simétrico. La figura nos muestra para comparación, las relaciones para una evaluación asimétrica, por ejemplo, si el receptor vigila el valor de la corriente en el conductor a o en el b. En el caso de que aumenten las tensiones longitudinales el valor instantáneo de $I_a$ puede sobrepasar el valor de una cierta corriente de bucle, por ejemplo $I_1$. Un receptor asimétrico que vigilara $I_a$ para diferenciar $I_1$ e $I_2$ debe tener una región de incertidumbre pequeña si se tienen que eliminar los valores hasta $V_{L\,asim}$. Al aumentar las tensiones longitudinales, el margen de incertidumbre se hace cada vez más pequeña. A partir de un valor máximo de $V_{L\,asim}$ la diferenciación entre dos valores $I_1$ e $I_2$ se hace imposible en un receptor ideal asimétrico. Totas las consideraciones interiores presuponen que no es posible o importante las compensaciones de las componentes de interferencia debidas a la integración (producida en filtros paso bajo, por ejemplo, circuitos RC, demoras en relés, etc.). Esto es cierto en los circuitos de abonado puesto que las frecuencias de señalización y de interferencia están muy próximas (código de discado) o el filtraje de estas bajas frecuencias no se puede realizar debido a su precio (un dispositivo asociado a cada circuito de abonado).

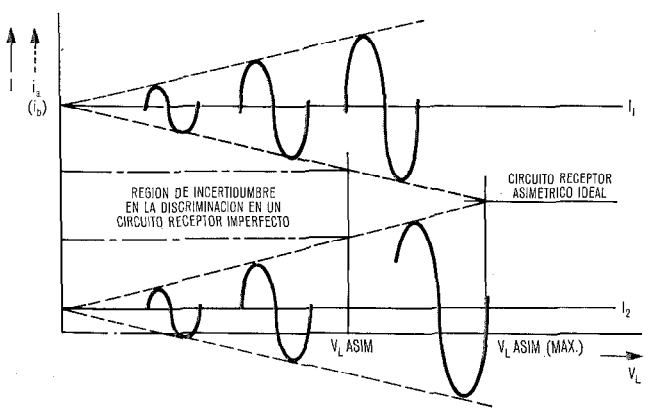



Fig. 4 Límites en la aplicación asimétrica.

Resumiento se puede decir, por lo tanto, de los receptores de señales de bucle lo siguiente:

— para márgenes de incertidumbre iguales, los receptores simétricos son en cualquier caso más caros que los asimétricos;

— se debe investigar la influencia de las tensiones longitudinales para la introducción de todos los valores límites (caso más desfavorable) en el estudio del receptor asimétrico cuando se reduce el margen de incertidumbre de la figure 4. Se verá que el coste aumenta bruscamente cuando aumentan las tensiones longitudinales;

— por las razones anteriores, el uso de receptores simétricos empieza a resultar económico si las tensiones longitudinales permanecen inferiores a un valor $V_{L\,asim\,(máx)}$. En condiciones prácticas encontramos para circuitos de abonado los valores de $V_{L\,asim\,(máx)} =$ 10 . . . 30 voltios.

### *3.4 Circuitos receptores conocidos*

En la figura 5 (a—d) tenemos los circuitos receptores más importantes usados en la señalización de bucle.

El relé asimétrico (a) se puede transformar en el simétrico de (b) dividiendo el devanado en dos mitades con igual número de vueltas; (a) y (b) tienen un uso casi exclusivo en los sistemas telefónicos normales.

En las centrales telefónicas electrónicas, se usan diferentes circuitos receptores llamados "magnéticos" (Fig. 5 (c)) [3] [4]. En este caso las corrientes del bucle a tra-

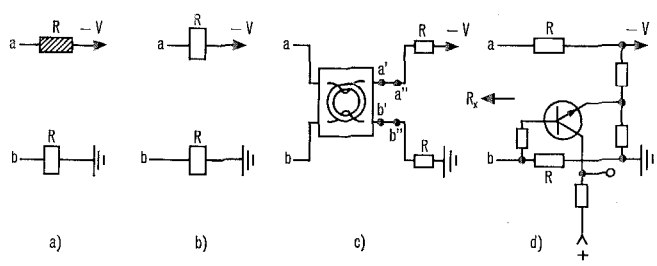



Fig. 5 Circuitos receptores conocidos.

vés de los dos devanados iguales afectan al estado de magnetización del núcleo. El introducir más devanados en el núcleo permite enviar impulsos de prueba, para leer el estado del núcleo, y ajustar la sensibilidad del calibrado por medio de preexcitación. Un ejemplo, que se usa de forma muy generalizada en el sistema ESSI (Bell System) se conoce con el nombre de "Ferrod" [4].

Los circuitos a relés y también los magnéticos (si no se toman precauciones especiales tales como impulsos de prueba proporcionales a $V$) diferencian dos márgenes de corrientes. Esto depende no solo de las resistencias conectadas en el bucle del abonado sino también de la bateria conectada $V$ y como consecuencia la incertidumbre de detección aumenta significativamente. Por el contrario, el circuito de la figura 5 (d) nos muestra un verdadero puente de resistencias en el que la magnitud de $V$ no interviene. Este circuito que se usa en sistemas cuasi-electrónicos, no tiene las dificultades de alambrado de los circuitos receptores magnéticos (centralización de los amplificadores de lectura). Los circuitos receptores individuales se pueden combinar sin grandes dificultades con resistencias de alimentación y de línea diferentes en el relé apropiado. En los receptores magnéticos, sin embargo, se deben separar los componentes con el correspondiente aumento de puntos de conexión por abonado (ver figura 5 (c)), puntos adicionales a', b', a", b"). Desgraciadamente, el montaje (d) asímetrico con respecto a tierra no se puede introducir para una evaluación simétrica sin ajuste. En las siguientes secciones se describirá un circuito verdaderamente simétrico.

## 4. Circuito puente simétrico a resistencias

### *4.1 Principios*

La alimentación de corriente del circuito en bucle de la figura 3 debe completarse por un circuito receptor simétrico. Los dos márgenes de resistencias de entrada se distinguen al conectar las resistencias del transmisor $R_I$ ó $R_{II}$. Para analizar este circuito se comienza a partir de la tensión transversal $V_{ba}$, que igual que la corriente del bucle $I$ es independiente de la interferencia, y tiene la magnitud siguiente:

$$V_{ba} = V - R(i_a + i_b) = V - 2\,IR. \tag{8}$$

El valor umbral de la corriente $I_0$ de bucle (ver 3.1) corresponde por lo tanto al valor umbral de la tensión transversal

$$V_{ba0} = V - 2\,RI_0. \tag{9}$$

La diferenciación entre los márgenes $V_{ba} > V_{ba0}$ y $V_{ba} < V_{ba0}$ se logra con un circuito discriminador D de acuerdo con el signo de la tensión aplicada. Si la línea se pudiera conectar a una alimentación variable con una tensión $V_{ba0}$, se podría utilizar el circuito de la figura 6 (a). Sin embargo esto es imposible. Se debe utilizar una alimentación común para todas las líneas. Se debe resaltar que en cada circuito de alimentación los potenciales $\varphi_a$ y $\varphi_b$ que se presentan se desplazan en el caso de interferencias, de manera que por ejemplo (Fig. 3) $\varphi_b$ puede ser más positivo que tierra y $\varphi_a$ más negativo que $-V$. Cada circuito receptor debe proporcionar un margen de control lo suficientemente grande y adecuado a la interferencia. Muchos experimentos que se han hecho del estado del bucle por un dispositivo simétrico han fallado por este motivo; a menudo uno de los potenciales está limitado (clamping), por ejemplo, a consecuencia del margen de control de un circuito semiconductor de manera que la diferencia:

$$V_{ba} = \varphi_b - \varphi_a \tag{10}$$

depende la interferencia para grandes voltajes longitudinales. En el circuito que consideramos ahora se usa para todas las líneas una alimentación común a tierra y en la conexión de cada línea se dispone una resistencia $R_T$. Si no se indica nada más, se supone que $R_T \gg R$. Si se conectan las dos resistencias a tierra y se las divide por la misma relación $k$ (Fig. 6 (b)) el voltaje transversal $kV_{ba}$ es independiente de la interferencia. Con objeto de emplear un discriminador sencillo D, del tipo descrito anteriormente para separar márgenes, se usa un método de compensación en cada circuito receptor. Entre los terminales de las secciones procedentes, bien de a, bien de b, se aplica una tensión $V_f$ (ver Fig. 6 (c)). Aplicando el principio de superposición, la tensión en el discriminador es:

$$V_x = -kV_{ba} + (1-k)V_f. \tag{11}$$

Se alcanza la deseada separación entre márgenes con el valor de umbral $V_{ba0}$, si para $V_{ba} = V_{ba0}$, $V_x = 0$ en el discriminador. Para esto se debe cumplir la siguiente relación:

$$k = \frac{V_f}{V_{ba0} + V_f} \tag{12}$$

entre $k$ y $V_f$.

Esta compensación nos permite, en principio, controlar la tensión transversal $V_{ba}$ aun en el caso en que los circuitos de alimentación y receptor estén físicamente separados, como por ejemplo cuando la alimentación se hace desde el transmisor.

Aunque se puede conseguir un valor de la tensión de umbral $V_{ba0}$ para un valor determinado de $V_f$ eligiendo $k$ convenientemente es aconsejable establecer que $V_f \equiv V$ para la alimentación en el receptor. Con esta suposición se obtiene el circuito receptor de la figura 6 (d).

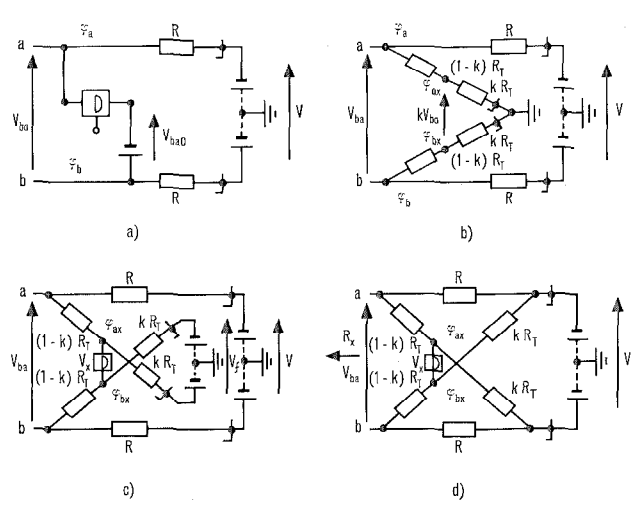



Fig. 6 Derivación del puente simétrico.

Suponiendo que $R_T \gg R$ tenemos

$$\frac{V_{ba}}{V} = \frac{R_x}{R_x + 2R} \tag{13}$$

En el caso umbral $R_x = R_0$ nos resulta:

$$\frac{V_{ba0}}{V} = \frac{R_0}{R_0 + 2R}. \tag{14}$$

Si se escoge

$$k = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{R}{R_0 + R}\right) \tag{15}$$

tenemos

$$\frac{V_x}{V} = \frac{R_0 - R_x}{\frac{R_0 + R}{R}(R_x + 2R)}. \tag{16}$$

El circuito suministra un puente de medida para $R_x$: se compara con un valor umbral $R_0$; la separación del margen depende del signo de la tensión en la diagonal del puente; la salida es independiente de la tensión de alimentación. (Naturalmente en la práctica la tensión de alimentación debe — como en todos los puentes de medida — no bajar de un cierto valor mínimo que dependerá de las propiedades del discriminador).

*4.2 Formas importantes de aplicación*

En todas las aplicaciones de la figura 2 para señalización en bucle, se puede usar el circuito receptor simétrico de las figuras 6 (c y d). Sin embargo se pueden realizar algunas modificaciones especiales como las que se van a describir a continuación.

En las discusiones anteriores se suponía el estado estacionario. Si se produce una conmutación en el transmisor de forma que $V_{ba}$ cambia como resultado del proceso transitorio en la línea, el discriminador conmuta en el instante en que se pasa el valor $V_{ba0}$. Los puentes de resistencia con discriminadores electrónicos tienen un tiempo de actuación neutro y no tienen retrasos de magnitud variable como ocurre en el caso de los relés, que tienen un proceso de integración más o menos acusado. Una ventaja adicional del puente simétrico de resistencias es que su comportamiento de transferencia se puede cambiar cuando sea necesario por medio de modificaciones muy simples y, hacerle integrador (por ejemplo, circuito para detención de la corriente de llamada 6.2), o se puede hacer diferenciador (supervisión de impulsos de muy corta duración, para los que la línea nunca alcanzaría el valor $V_{ba0}$). Se pueden utilizar componentes que dependan de la frecuencia (conexiones en paralelo de condensadores sobre parte de las resistencias) o procedimientos adecuados en el discriminador. Limitando la tensión del puente, se puede conseguir el funcionamiento en el tiempo deseado, independientemente de las relaciones variables de las líneas. En particular, en el caso en que se controlan circuitos de línea de abonado, se debe vigilar la salida de cientos o miles de receptores similares por un control central bien cíclicamente (exploración) o individualmente (identificación). Los circuitos están dispuestos en matrices multidimensionales en las que por medio de interconexiones lógicas adecuadas se prueba un circuito particular en el punto de cruce de las coordenadas de dirección. La figura 7 nos muestra un posible

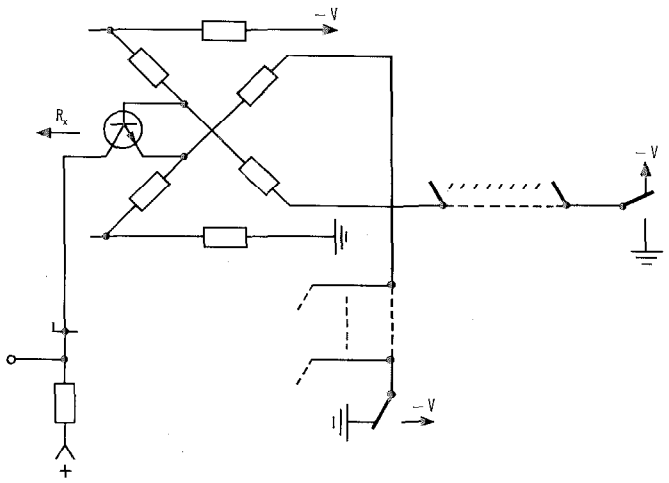



Fig. 7 Matriz con llamada bidimensional.

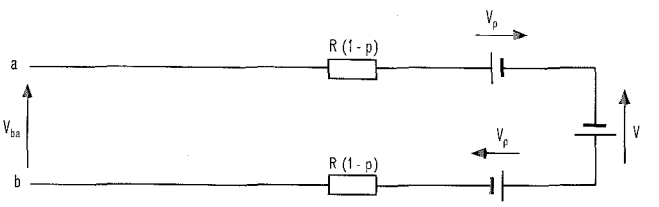



Fig. 8 Equivalente del circuito de alimentación.

procedimiento de control conmutando los puntos básicos de los componentes y que no tiene necesidad de interconexiones lógicas adicionales. Unicamente se activará aquel circuito que además de haber sido seleccionado por la exploración de fila y columna (filas a tierra y columnas a la tensión) tenga una tensión en los puntos básicos de $V_f = V$. Unicamente en este caso puede conducir el transistor del discriminador cuando $R_x < R_0$. El resto de los transistores que trabajan sobre la misma salida están separados por el valor de la resistencia $R_x$. La forma de utilización de este tipo de disposiciones de llamadas simultáneas a filas y columnas completas se describirá en más detalle en 6.3.

## 5. Realización de circuitos simétricos en puente

*5.1 Cálculo*

Los cálculos se realizan por medio de un programa de ordenador en el que se consideran las tolerancias indeseables de los componentes. La siguiente descripción indica en forma resumida el método de cálculo.

La tensión máxima de alimentación es importante únicamente para calcular la disipación máxima de los componentes. La tensión mínima de alimentación $V$ tiene una importancia considerable en el cálculo del circuito puente puesto que determina las tensiones mínimas del discriminador $V_{xI}$ ó $V_{xII}$ (ver la figura 9).

La magnitud de las resistencias de alimentación se determinan por los requisitos del sistema de comunicación (mínima corriente microfónica, máxima disipación en las resistencias de alimentación para prevenir un posible contacto con la red de alimentación de alta tensión).

Otro dato son las resistencias que se tienen que distinguir en el transmisor $R_I$ y $R_{II}$.

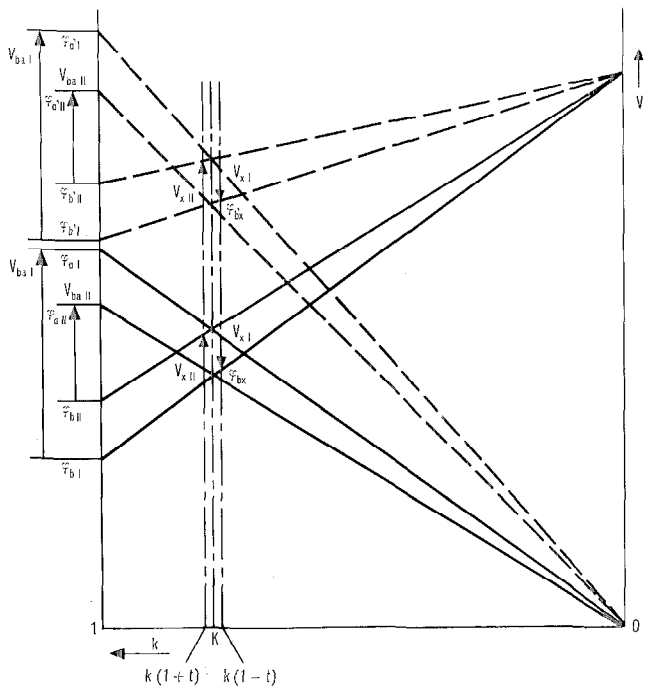



Fig. 9 Diagrama de voltaje.

Las partes de la resistencia $R_T$ se escogen inicialmente de manera que:

$$R_T = R_1 + R_2 \tag{17}$$

sea tan grande como sea posible en relación a $R$.

En estos cálculos se debe considerar la caida de tensión producida por el paso de la corriente del discriminador a través de la resistencia interna de las secciones.

La figura 8 muestra el circuito equivalente de la alimentación donde:

$$p = \frac{R}{R + R_T} \tag{18}$$

y

$$V_{ba} = \frac{(V - 2Vp)\,R_x}{R_x + 2R(1-p)}. \tag{19}$$

Para $R_x = R_{II} + R_L$, deben considerarse la resistencia máxima de la línea, la tolerancia negativa de las resistencias de alimentación y las tolerancias positivas de las resistencias $R_1 + R_2$. Esto se explica de forma contraria cuando se calcula $V_{ba}$ donde $R_x = R_I + R_L$.

En la figura 9 se construye el diagrama de tensiones con los valores de $V_{baI}$ y $V_{baII}$ así determinados.

Para este diagrama la relación de resistencias más favorable es:

$$k = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{20}$$

y las tolerancias máximas permisibles en las relaciones de resistencias son:

$$k_{max.} = k(1 + t) \tag{21}$$

$$k_{min.} = k(1 + t) \tag{22}$$

que se deducen considerando las tensiones mínimas $V_{xI}$ ó $V_{xII}$ necesarias para el discriminador. Tenemos según la fórmula (11)

$$V_{xI} = V - k_{min.}(V + V_{baI}) \tag{23}$$

$$V_{xII} = V - k_{max.}(V + V_{baII}). \tag{24}$$

Como se ve en la figura 9 las tensiones $V_{xI}$ y $V_{xII}$ no se alteran en el circuito puente simétrico si los potenciales del circuito receptor vienen desplazados por las tensiones longitudinales (ver de puntos). En los circuitos puente construídos se debe considerar una pequeña asimetría con una influencia remanente de las tensiones longitudinales en $V_{xI}$ y $V_{xII}$ producida por las tolerancias de las resistencias.

El desplazamiento permisible de los potenciales del centro del puente; indicado en la sección siguiente como margen de desplazamiento, se debe considerar en la selección del discriminador (ver 5.2).

*5.2 Circuito discriminador*

Como se ha descrito en 4.1 el signo de la tensión $V_x$ cambia en función del valor de la resistencia del bucle (Fig. 10).

El discriminador sirve para determinar la polaridad de la tensión $V_x$. Un discriminador ideal del circuito puente simétrico debe tener una resistencia interna lo mayor posible, un valor umbral pequeño y un gran margen de desplazamiento. La construcción de un discriminador que cumpla con estos requisitos se consigue únicamente a base de un alto precio cuando las exigencias sean muy severas.

Un transistor satisface las condiciones impuestas en el discriminador para la construcción del circuito puente en un sistema de conmutación telefónica (Fig. 11).

El transistor es un generador de corriente controlada por la tensión $V_x$. Como la corriente de colector es bastante independiente de la tensión colector-emisor, la señal de salida se puede calcular en un gran margen de desplazamiento.

Los límites del margen disponible de desplazamiento vienen determinados por la tensión colector-emisor máxima permisible. Para proteger el transistor contra los posibles voltajes que se presentasen en la línea debido a descargas atmosféricas, se incluye un diodo que asegura que el potencial del emisor es siempre más negativo que el potencial de alimentación (Fig. 13). Otra medida de seguridad consiste en una resistencia en el circuito emisor-colector para limitar la corriente a un valor en el que el transistor no sufra daños (Fig. 12).

*5.3 Red de resistencias*

Como se desprende de la figura 9 y las ecuaciones (23) y (24), la tensión de salida $V_x$ del puente simétrico viene

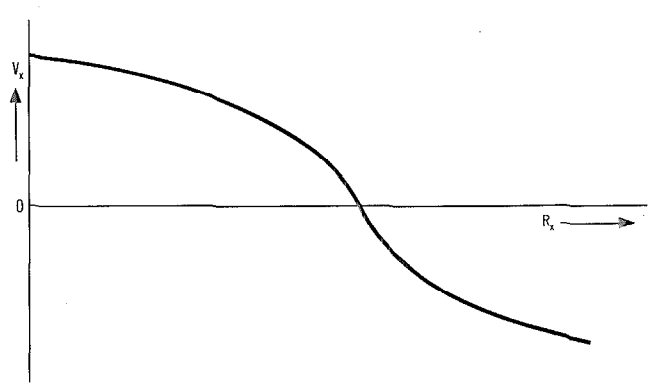



Fig. 10 Característica de voltaje en el puente en función de la resistencia medida.

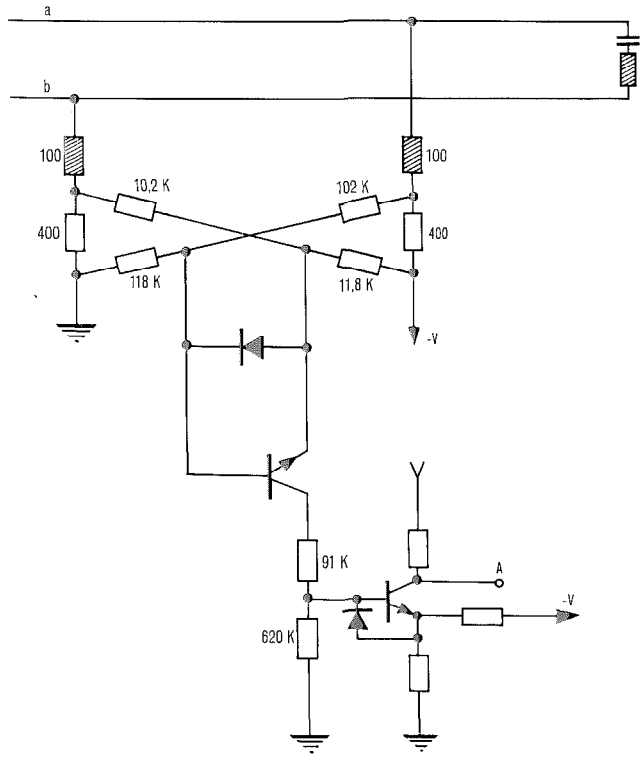



Fig. 11 Supervisión del bucle.

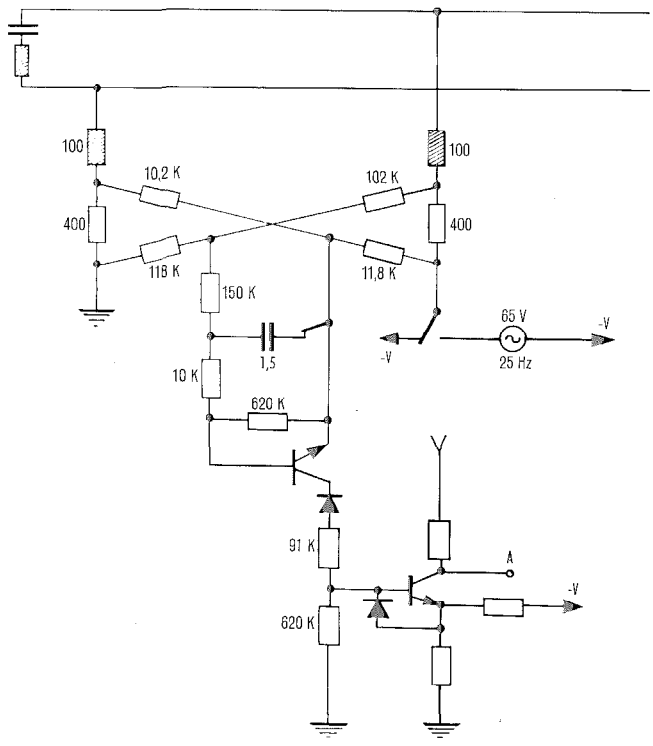



Fig. 12 Circuito de corte de llamada.

determinada por la relación de resistencias $k$. Cambios de los valores de las resistencias, debido por ejemplo al envejecimiento o los cambios de temperatura, no afectan a la tensión de salida del puente dentro de un gran margen de variación, si todos son cambios de la misma proporción y signo. La potencia necesitada por el discriminador (ver 5.2), es generalmente tan baja que se puede construir el puente con resistencias muy altas. Esto tiene la ventaja de la pequeña disipación que se produce en el caso de contactos con las líneas de alta tensión.

En el caso de series pequeñas es conveniente construir las redes en puente con resistencias individuales. Las desventajas son el pequeño acoplamiento térmico de las resistencias individuales y el aumento de coste en la construcción del puente. En ella se debe tener en cuenta los cambios de resistencias por los posibles efectos de la temperatura. Los sistemas en lo que las resistencias se producen en el mismo substrato, como en el caso de lo circuitos en película delgada o placas gruesas, evitan estos inconvenientes.

Hasta ahora los circuitos que se indican en la parte 6 se han producido en la tecnología de placa gruesa, teniendo en cuenta la disipación.

Para disipaciones bajas, como suele ser el caso normal, únicamente se producen pequeños cambios en los valores de las resistencias con esta tecnología [5] [6]. Además de esto los valores cambian en el mismo sentido. Esto cumple uno de los requisitos iniciales de que la relación $k$ sea lo más constante posible.

En la preparación de las resistencias en placa gruesa, el equilibrio del puente requiere el uso únicamente de dos resistencias, si estas resistencias tienen una tolerancia del 5%. La producción económica comienza con la

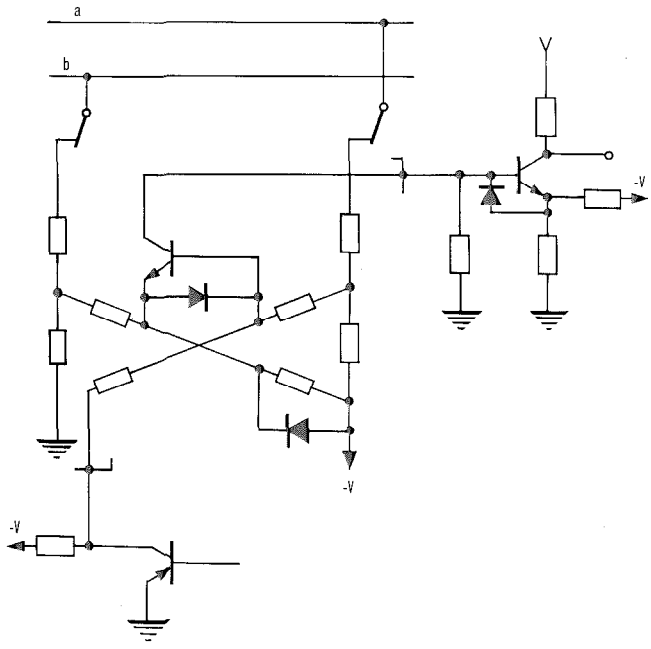



Fig. 13 Circuito de línea.

producción de algunos millares de circuitos por año [6].

Como consecuencia de la relativa buena conductividad térmica del substrato, todas las resistencias operan normalmente a la misma temperatura.

## 6. Ejemplos prácticos

### *6.1 Control del bucle*

En la figura 11 se muestra un puente simétrico para el control del bucle de una línea de abonado en la conexión de conversación.

La resistencia máxima por conductor en el circuito de alimentación está determinada por la corriente de alimentación mínima suficiente para el micrófono del abonado, por ejemplo 500 ohmios (figura 11, resistencia y reactancia de alimentación).

El receptor puede distinguir las resistencias de bucle siguientes en el caso de tensiones longitudinales de hasta 65 voltios eficaces $V_L \leqslant 65$ voltios.

$R_{II} \leqslant 2{,}14$ kohm.

$R_I \geqslant 50$ kohm.

Tensión de alimentación V entre 57 voltios y 73 voltios.

*6.2 Circuito de detención de la llamada*

Para excitar el timbre en el teléfono del abonado llamado, se superpone a la tensión de alimentación una tensión alterna (Fig. 12). El circuito de detención tiene la misión de notificar el descuelgue el abonado llamado y la desconexión de la corriente de llamada.

Las condiciones en 6.1 se aplican a las resistencias del bucle. Los cuatro timbres conectados en paralelo en el abonado se deben considerar también en la fase de llamada. En la figura 12 se muestra el puente simétrico en el que se ha conectado un filtro paso bajo entre la salida y el discriminador. El filtro paso bajo atenúa los componentes alternos de la tensión de llamada en $V_{xI}$ ó $V_{xII}$ lo suficiente para permanecer por debajo del umbral del transistor. Para permitir recoger impulsos de código en el estado de conversación, en el que el circuito de detención de llamada tiene la misión de control y alimentación, se desconecta el filtro paso bajo aislando el condensador.

*6.3 Circuito de línea de abonado*

El circuito de línea de abonado tiene la misión de vigilancia continuada del estado de reposo del aparato de abonado y la detección de descolgado cuando éste desee una conexión. El control central separa por la actuación de un relé el circuito de abonado de la línea.

En la figura 13 se muestra un circuito en el que las resistencias del receptor se han escogido altas. Cuando la línea se pone en contacto con la red de 220 voltios, la disipación en las resistencias en placa gruesa es tan baja que no se produce ningún daño en los componentes. Dividiendo las resistencias de alimentación, se reduce el margen de desplazamiento por las tensiones longitudinales. Las salidas de los circuitos receptores de cada grupo se combinan en una puerta 0 para atacar al amplificador de salida. De esta forma la señal de salida se hace relativamente independiente de la interferencia, a pesar de la gran resistencia del receptor. En la disposición matricial las salidas combinadas en 0 forman las filas. Los puntos básicos divisores en la columnas se conectan juntos. En el estado de reposo todos los circuitos están conectados a tierra y son controlados de esta forma. Si se presenta una señal de salida en una fila, un procedimiento de búsqueda determina la posición de la fila. Se investiga columna por columna aplicando una tensión negativa al resto de las columnas. En el punto de cruce en el que se unen la columna con la fila en las que aparece la señal se encuentra el receptor que se ha excitado.

La figura 14 nos muestra la red de resistencias de un circuito de abonado realizado con la tecnología de placa gruesa. Las figura nos muestra las resistencias antes de aplicarles la capa protectora.

**7. Resumen**

El efecto de las tensiones inducidas longitudinales sobre la señalización en bucle se elimina por medio de los circuitos receptores simétricos. Se han discutido los circuitos puente simétricos a resistencias con relación a la técnicas usadas anteriormente. Las propiedades más importantes del circuito (Fig. 6(d)) son:

— se puede escoger el valor umbral que se desee $R_0$ determinando la relación $k$. Las variaciones del voltaje de alimentación no tienen influencia;

— la incertidumbre en la detección viene determinada principalmente por las tolerancias en la relación de resistencias, por esto, se pueden permitir grandes variaciones absolutas de las resistencias. Esta propiedad de la red a resistencias permite la introducción de nuevas técnicas. Mediante la construcción de los circuitos discriminadores adecuados, se puede conseguir una zona de incertidumbre muy pequeña con la posibilidad de sustituir todos los procedimientos conocidos hasta ahora;

— conmutando los puntos base del divisor se puede supervisar la salida de cada circuito individual por medio de una disposición matricial;

— aunque todos los receptores de corriente (relés, etc.) se hacen más caros al aumentar el número de devanados, si el margen que hay que detectar se lleva a corrientes menores, el puente puede construirse con las resistencias de alimentación de valores altos (ver 6.3);

— añadiendo los circuitos adecuados se puede conseguir que el circuito puente dependa del tiempo (ver 6.2);

— el divisor de gran resistencia protege el discriminador. Los márgenes de desplazamiento de los circuitos utilizados son en general mucho mayores que lo necesario para las tensiones longitudinales permanentes. En algunas aplicaciones se pueden construir los discri-

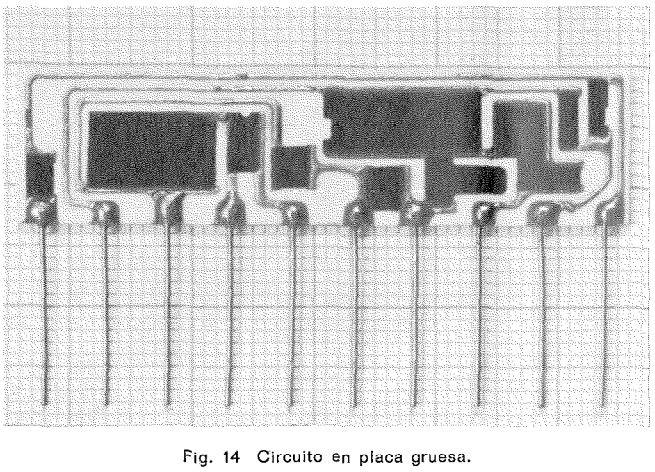


Fig. 14 Circuito en placa gruesa.

minadores con un margen ilimitado de desplazamiento (por ejemplo diodos que son supervisados por pequeños condensadores) .

**Referencias**


[1] Hütte IV B, W. Ernst & Son, Berlín, pág. 1412.
[2] H. Riedel: The effect of the operation of alternating current railways on post-office telephone exchange, ETZ-A *88*, (17), págs. 436—441, (1967).
[3] Heetman: The switching network in an experimental electronic telephone exchange. Philips Telecomm., Rev. *23*, (2), págs. 62—69, (1962).
[4] Baldwin: A magnetic device for high-speed sensing of small currents, AIEE Trans. Pt. 1 Comm. & Electronics, 80, (1961/62), N° 53, págs. 1—3. Marzo 1961.
[5] R. C. Headley: The applicability of Palladium-Silver thick-film resistances. Nachrichtentechn. Z. 22 (1), págs. 53—56, (1969).
[6] G. Otto, G. Rahmig: Thick film circuits in telephone technology, SEL Nachrichten, *16* (2), págs. 38—44, (1968).



**D. Fischbuch** nació en 1934 en Herne en Alemania Federal. Después de sus estudios en la Staatliche Ingenieurschule de Dortmund ingresó en 1959 en Standard Elektrik Lorenz AG. Trabajó inicialmente en equipos de prueba para centrales telefónicas y desde 1967 en sistemas de conmutación mandados por ordenador.

**E. Herter** nació en 1935 en Stuttgart, en Alemania Federal. Realizó sus estudios en la Universidad de dicha ciudad donde obtuvo su diploma de ingeniero.

En 1960 ingresó en el laboratorio de comunicaciones, departamento de conmutación de Standard Elektrik Lorenz AG, donde se especializó en sistemas de señalización. Desde 1963 formó parte del grupo encargado de centrales telefónicas mandadas por ordenador. Desde 1968 trabaja en el Departamento de comunicaciones por satélites en un sistema de división en el tiempo.


# Premios

### Georges Goudet premiado como Presidente de CGCT

Mr. Yvan Cabanne, Secretario General de Correos y Telecomunicación en el Gobierno francés, premió con el diploma "Prestige de la France", a Georges Goudet, Presidente de la Compagnie Générale de Constructions Telephoniques. Mr. Jean Jalladon de la Barre, Presidente Delegado del Comité nacional de prestigio y propaganda asistió a la ceremonia.

En su alocución Mr. Cabanne recordó el papel pionero que la CGCT desempeñó en la investigación científica y técnica, diseñado en 1926 el sistema automático telefónico "R 6" con los selectores giratorios paso a paso y después en 1951 el primer sistema de barras cruzadas en Francia, conocido como sistema Pentaconta® y finalmente introduciendo la electrónica en los sistemas de conmutación telefónicos y telegráficos. De este esfuerzo de investigación resultó un gran éxito en exportación y más particularmente en la instalación de millón y medio de líneas Pentaconta en todo el mundo. La Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques dedica la cuarta parte de sus actividades a exportación, lo cual es excepcional en la industria de la conmutación.

# La sincronización de bloques en los sistemas de modulación por impulsos codificados

H. HAEBERLE
Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart

## 1. Introducción

En los últimos años se han utilizado, cada vez más, los sistemas de modulación por impulsos codificados para la transmisión de la voz y en este tiempo se ha discutido mucho la sincronización de bloques. De estos estudios se ha deducido que los requisitos que debía cumplir la sincronización de bloques se podían definir muy vagamente y de aquí la dificultad de poder realizar una elección, entre los diferentes sistemas posibles, basada en principios técnicos. Se han realizado muchos intentos para resolver este problema, al menos parcialmente con la ayuda de aproximaciones [1] y [2].

En este artículo se presenta una discusión sencilla de cómo realizar la sincronización de bloques. El principal problema consiste en:

— ¿cuánta información de sincronización es necesaria?
— ¿en qué forma se necesita?

La solución a estas preguntas puede hacerse mediante la introducción del concepto de tiempo de sincronización, definido como el tiempo necesario para realizar la sincronización. Se demostrará que este tiempo depende de:

— la información de sincronización disponible (en bits);
— la estructura de la palabra de sincronización; (hay códigos más y menos favorables por lo que se refiere al tiempo de sincronización);
— la longitud del bloque; (hay una relación óptima entre la longitud de la palabra-código de sincronización y la longitud del bloque).

Pasando ahora del tiempo de sincronización a la probabilidad de error total se demostrará que una vez escogido el método más adecuado para reducir la probabilidad de error, las condiciones óptimas para el tiempo de sincronización son las mismas que para la probabilidad de error. El resultado final nos demuestra un aumento de la probabilidad total de error debido a la sincronización de bloques.

Los resultados de este trabajo nos permite encontrar los parámetros óptimos de la sincronización de bloques para unas especificaciones dadas de un canal de transmisión y hacer una elección inteligente entre los diferentes sistemas posibles.

## 2. La sincronización del bloque

En el caso de transmisión binaria los bits individuales de información se representan en la forma de palabras de código. Todas estas palabras de código pueden ser suministradas bien de una fuente única de información o bien de diferentes canales de información multiplexados en el tiempo. En ambos casos las palabras de código se transmiten una después de la otra, de forma que una secuencia continua de impulsos es lo que aparece en el receptor final. Normalmente se usan códigos significativos de manera que la información no solo está contenida en el valor de cada bit individual (0 ó 1), sino que también lo está en la posición que cada bit individual ocupa en la palabra-código particular. Por lo tanto, la misión del receptor no es solo recibir adecuadamente los bits entrantes, sino asignar a cada bit recibido la posición correcta en la correspondiente palabra-código y en el caso de una información multiplexada en el tiempo asignar cada palabra-código al canal de información correspondiente. La recepción adecuada de los bits individuales se consigue mediante la sincronización de bit, la asignación adecuada de los bits dentro de la palabra-código y de ésta al canal adecuado en el caso de información multiplexada en el tiempo se consigue mediante la sincronización de bloques.

Se puede explicar mejor, mediante un ejemplo, el proceso de sincronización de bloques de un sistema PCM: supongamos la esfera de un reloj. Una mano está girando a velocidad constante. Los números del 1 al 12 determinan los momentos de exploración, en este caso, de 12 canales. Las divisiones de los minutos nos indican los momentos de transmisión de las señales individuales binarias. En nuestro ejemplo existen cinco bits por canal. Llamaremos "ciclo" al período de tiempo entre un impulso de exploración y el siguiente del mismo canal. El receptor necesita también un reloj para la asignación correcta de los bits que llegan al extremo receptor. Sin embargo no es suficiente que la velocidad de los relojes sea la misma (sincronización de bits), es necesario que tengan además la misma hora en el mismo momento (teniendo en cuenta el retraso en el envio de los impulsos en el canal de transmisión). En teoría bastaría que los dos relojes se ajustaran una sola vez para que indicaran la misma hora. Sin embargo como se producen siempre errores en los canales de transmisión reales, para poder restablecer el sincronismo de los dos relojes se tienen que hacer comparaciones de hora y correcciones cuando sea necesario a intervalos regulares. El período de tiempo entre dos comparaciones de hora sucesivas se llama un bloque. Para evitar ambigüedades un bloque debe ser un múltiplo de un ciclo. La comparación de la hora y por lo tanto la asignación correcta de los bits individuales a su canal correspondiente se puede realizar, por ejemplo, marcando el primer bit del bloque con un código que significa "comienzo de bloque".

En el caso de sistemas de transmisión de información no redundante, que son los únicos que se consideran en este artículo, hay que transmitir información adicional de sincronización para realizar estos marcajes, además de los bits reales de información.

Por lo tanto, desde el transmisor, se tienen que enviar códigos reconocibles en el receptor tales como "comienzo de palabra", ó "comienzo de ciclo" ó "comienzo de bloque" dentro de la secuencia de impulsos y, en las posiciones correspondientes. Desde luego, en un sistema puramente binario estos códigos deben ser impulsos binarios simplemente o combinaciones de impulsos (lla-

mados caracteres de sincronismo). En los sistemas no redundantes, sin embaro, el código de los caracteres de sincronismo puede aparecer entre los códigos reales de información; (en los sistemas sin redundancia los bits de información se distribuyen al azar independientes unos de otros e igualmente distribuidos).

El receptor necesita reconocer los bits de sincronismo entre los de información. Aunque los bits individuales no son diferentes se pueden reconocer los bits de sincronización porque se repiten en la misma posición dentro de cada bloque. Puede ocurrir desde luego, que se puedan confundir los bits de sincronización con un código igual entre los de información en posiciones distintas. Existen dos caminos de reconocimiento de la información de sincronización en el receptor: uno de ellos puede comprobar la secuencia entrante bit por bit (por ejemplo por medio de un registro de desfasaje, evaluación en serie), o puede almacenar un bloque completo y compararlo con el siguiente (evaluación en paralelo) [3] [4]. A primera vista parece que la evaluación en paralelo produce mejores resultados que la evaluación en serie. Sin embargo, a pesar de su mayor coste debido al almacenamiento, la evaluación paralelo tiene una limitación principal: el tiempo de sincronización no puede ser menor de una longitud de bloque (después de una perturbación hay que llenar la memoria de nuevo). Se demostrará en este artículo que un buen diseño con una evaluación en serie nos puede conducir a tiempos de sincronización del orden de longitud de un bloque. Como se necesita menos esfuerzo y aproximadamente se consigue lo mismo, únicamente se considerará aquí la evaluación en serie.

### 2.1 *Evaluación en serie*

En este método la sincronización se consigue de la siguiente forma: En el transmisor se introduce a intervalos regulares en la secuencia de bits de información un caracter de sincronismo (al comienzo de cada bloque). En la figura 1 tenemos algunas definiciones y la secuencia de impulsos transmitidos. Se representan los bits por puntos, y estos bits pueden ser (0 ó 1) con la misma probabilidad. Al comienzo de cada bloque de $b$ bits se encuentra el caracter de sincronismo que consta de $n$ bits ($n = 1, 2, 3 \ldots$). El factor $\alpha = \frac{n}{b}$ da la relación entre la información de sincronización y la información total transmitida. $T$ es el período de duración de un bloque y $t$ el de cada bit.

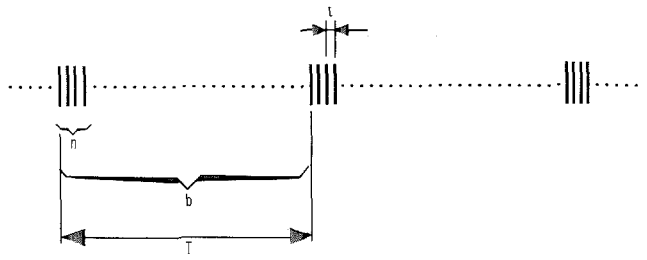



Fig. 1 Bloque de impulsos desde el transmisor:
$n$ - número de impulsos del carácter de sincronización
$b$ - cantidad de impulsos del bloque
$t$ - tiempo entre impulsos
$T$ - duración del bloque.

En el receptor esta secuencia de impulsos pasa a un registro de desfasaje de la longitud de un caracter de sincronización. Un circuito lógico marca todos los instantes en que el código de sincronismo aparece en el registro. Las marcas de los caracteres de sincronización deben aparecer regularmente puesto que se introdujeron en el transmisor también regularmente. En medio de éstas y estadísticamente distribuídas, aparecerán marcas en los casos en que se haya producido entre los bits de información el código de sincronización. Si el receptor funciona de modo sincrono será facil comprobar después de cada bloque si el caracter de sincronización apareció en el momento adecuado. Por lo tanto, únicamente las marcas que se presentan con regularidad se tendrán en cuenta. A esto se le llamará de aquí en adelante "pista de sincronismo". La prueba que se realiza para comprobar la regularidad de las marcas después de cada bloque se llamará "prueba de pista".

Cuando el caracter de sincronismo no aparece en uno o varios de los momentos predeterminados de la prueba de pista se pierde el sincronismo. En este caso la misión del receptor es recuperar el sincronismo. Sin embargo, posiblemente no se puedan distinguir los caracteres de sincronismo de los que se producen al azar. Por lo tanto, desde el momento en que se ha producido la perturbación se tiene que comprobar continuamente bit por bit hasta encontrar el carácter de sincronización, que será cuando se produzca la marca siguiente. Se supone en un principio que este carácter pertenece a la pista de sincronización, y como consecuencia se reduce la prueba de pista (después de cada bloque). Sin embargo, si el código no era de sincronización sino que era un código de información, el receptor está sobre una pista falsa; en la siguiente prueba (después de un bloque) también se puede confundir el receptor con un carácter de sincronismo falso. Sin embargo, tarde o temprano se descubrirá que la pista es falsa. (La probabilidad de que el carácter de sincronismo se produzca accidentalmente en el mismo tiempo disminuye con cada prueba). Una vez que se ha detectado el error el receptor busca el próximo carácter de sincronismo y lo considera como principio de pista y continua con esta pista hasta que descubra que también es falsa y entonces el receptor procede de nuevo de la misma forma. Finalmente se encuentra la pista correcta y desde ese momento se funciona en sincronismo real hasta la siguiente perturbación. Por consiguiente, se puede describir el principio de sincronismo de la siguiente forma: supuesto, en una prueba individual, que aparece el carácter de sincronismo, el siguiente aparecerá un bloque más tarde, es decir, se producirá un "salto" de un bloque. Si no aparece el código de sincronización, la prueba comienza en el bit inmediato. A este caso se le llama "prueba bit por bit". Un ejemplo práctico de este tipo de sincronización se puede ver en [5].

En nuestro ejemplo de los relojes el proceso de sincronización sería parecido. Supongamos que el carácter de sincronización se envía en lugar de los 5 bits del canal 12. (Este canal no está disponible para enviar impulsos de información). En el funcionamiento síncrono los relojes en el transmisor y en el receptor trabajan a

la misma velocidad y muestran la misma hora. Siempre que la aguja en el receptor pase el último de los 5 bits del canal 12 se hará una prueba para ver si ha llegado desde el transmisor el carácter de sincronización (es decir el carácter que en ese momento está en el registrador de desfasaje. Si no está, caso de una perturbación, se para la manecilla del reloj (la del transmisor continua ininterrumpidamente). A partir de este momento se comprueba continuamente la información del transmisor (la manecilla del reloj receptor estará en la posición de prueba), y en el momento de la recepción del carácter de sincronismo, la manecilla del reloj del receptor comenzará a correr de nuevo a la velocidad normal. Si este código era producido por otros impulsos de información, los relojes de los dos extremos marcarán hora diferente. Se realizará la siguiente prueba después de un ciclo del reloj del receptor: Si aparece el carácter de sincronismo la manecilla seguirá corriendo, si no aparece, se parará hasta que se produzca un nuevo código de sincronización. Este "desplazamiento estadístico" entre los dos relojes durará hasta que las manecillas de los dos relojes marquen la misma hora de nuevo, cuando los caracteres de sincronismo aparezcan regularmente y no de una forma esporádica. Durante el período de "desplazamiento estadístico" el receptor no funciona sincrónicamente, es decir, la información transmitida durante este período se pierde.

En este artículo se determinará el tiempo de sincronismo (longitud del "desplazamiento estadístico") como una función de los parámetros de la sincronización. De estos resultados se deducirán unas reglas para determinar los parámetros. Estos parámetros son:

— el número $n$ de los impulsos de sincronización por bloque;
— la longitud del bloque ($b$ bits). Con ayuda de la definición de longitud del bloque (período de tiempo entre dos caracteres de sincronización) es posible comparar las disposiciones de sincronización "agrupada" o "distribuída";
— estructura del código de sincronización.

A partir de estos resultados se establecerán unos criterios para escoger los parámetros de sincronización y disminuir el tiempo de sincronización tanto como sea posible.

### 3. Tiempo de sincronización

El tiempo de sincronización $\tau$ es el tiempo que necesita el sistema después de una perturbación antes de volver a funcionar sincrónicamente de nuevo. Su valor medio está determinado aproximadamente por la fórmula:

$$\frac{\tau}{T} = \frac{wxb}{w} + x \qquad (1)$$

donde

$\tau$ - tiempo de sincronización
$T$ - período de un bloque ($bt$)
$t$ - período de un bit
$w$ - probabilidad de que se presente un código igual al de sincronismo, procedente de la información
$w$ - $(1-w)$
$x$ - fracción de bit en un bloque antes del principio de la busca.

Esta fórmula del tiempo medio de sincronización se puede explicar como sigue: después de una perturbación se tienen que probar $xb$ pistas dependiendo del momento esporádico de terminación de la perturbación. Durante las $xb$ pruebas el código de sincronismo erróneo aparecerá $wxb$ veces como media. Por lo tanto mientras dura la búsqueda de la pista verdadera se han descartado $wxb$ pistas casi inmediatamente, $wxb$ tienen que ser investigadas más cuidadosamente con la correspondiente pérdida de tiempo para ser descartadas más adelante. En estas pistas se necesita un tiempo $T$ para cada prueba. Cada pista se descarta tan pronto como uno de los códigos no coincide con el de sincronismo. Por lo tanto la probabilidad de eliminación en cada prueba es de $w$. Para que un acontecimiento que se presenta con una probabilidad $w$ ocurra $wxb$ veces, se necesitan $\frac{wxb}{w}$ intentos como media y por lo tanto un tiempo de $\frac{wxb}{w}T$. Estos nos explica el primer término de la suma. Hasta aquí no se ha tenido en cuenta que el cambio de una pista falsa a la siguiente requiere un impulso con lo que se perderá un tiempo $t$. En el caso de $xb$ pistas se perderá un tiempo adicional de $xbt = xT$. Esto explica el segundo término de la suma. Si consideramos la información de sincronización como parte de la información total transmitida ($n = \alpha b$ con $0 < \alpha < 1$) la ecuación (1),

Fig. 2 Tiempo medio de sincronización como función de la longitud del bloque como primera aproximación.

sustituyendo la probabilidad

$$w = \frac{1}{2^n} = \frac{1}{2^{ab}}$$

se tiene

$$\frac{\tau}{t} = \left(\frac{b}{2^{ab}-1} + 1\right) xb. \qquad (2)$$

Esta fórmula nos proporciona una relación muy importante entre el tiempo medio de sincronización $\tau$, la longitud del bloque $bt$ y la fracción de información de sincronización $\alpha$. En la figura 2 se ha representado el tiempo medio de sincronización en función de la longitud del bloque tomando como parámetro $\alpha$ y haciendo $x = 1$. La recta superior une todos los puntos en que $n = 1$, no tiene sentido continuar las curvas hacia la izquierda de esta línea puesto que es imposible la sincronización con menos de un bit por bloque. En la recta inferior el tiempo de sincronización es siempre igual a un bloque. No se puede acortar ya que se ha supuesto que se tienen que probar todas las pistas ($x = 1$). Sobre esta línea el carácter de sincronismo no aparece en la información durante $b$ pruebas. Si $x < 1$ toda la familia de curvas se desplaza hacia abajo por el factor $x$. Estas curvas nos permiten hacer las tres afirmaciones siguientes:

— para una longitud de bloque dada, el tiempo de sincronización disminuye al aumentar la información de sincronización disponible;
— cuando la información de sincronización es constante ($\alpha = \text{const}$) el tiempo de sincronización medio depende mucho de la longitud del bloque especialmente cuando $\alpha$ es pequeño;
— para cada $\alpha$ existe un mínimo diferente del tiempo de sincronización para una longitud de bloque determinada.

De todo esto se deduce que no es igual en absoluto escoger $\alpha = \frac{n}{b} = 0{,}01$, $b = 1000$, $n = 10$, o $b = 500$, $n = 5$. Para $\alpha = 1\,\%$ el tiempo de sincronización puede tener valores que difieran en un factor de 10 dependiendo de la longitud del bloque.

El mínimo tiempo de sincronización para un valor de $\alpha$ constante siempre se produce poco antes del punto en el que la curva correspondiente sale de la recta inferior. Por lo tanto el tiempo de sincronización mínimo es muy aproximadamente 1,2 veces mayor que la longitud de bloque escogida (en la línea recta sería igual a uno). Con ayuda de la figura 2 se pueden determinar los parámetros óptimos de sincronización de bloques para un sistema dado: Si por ejemplo es necesario en un sistema PCM la transmisión de telegrafía a frecuencia audible $\tau$ debe ser menor que 2 milisegundos. En la figura 2 se puede buscar para que valor de $\alpha$ se satisface, (el valor de $\alpha$ más pequeño posible). El mínimo de esta curva nos determina la longitud $b_{opt}$ del bloque y la longitud óptima $n_{opt}$ del código de sincronización se puede determinar de la relación $n = \alpha b$. En la figura 3 está dibujado $n_{opt}$ en función de $b_{opt}$. Puede verse que el sistema óptimo tiene siempre códigos relativamente largos ($n = 8$ á $n = 14$ para longitudes de bloque comprendidas entre $b = 60$ y $b = 3000$ bits). Esto significa que la sincronización agrupada es mejor que la distribuída.

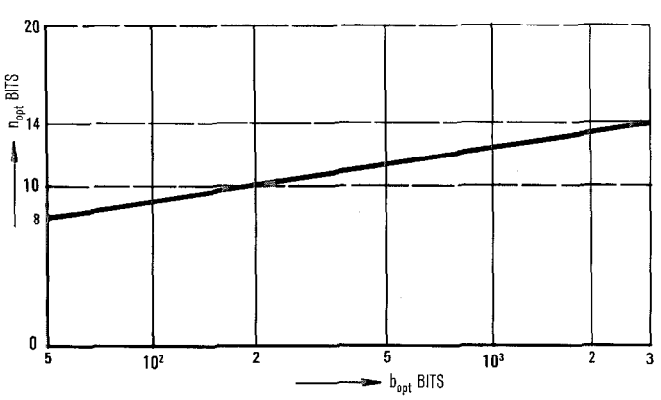



Fig. 3 Longitud óptima $n$ del código de sincronización.

La fórmula dada anteriormente del valor medio del tiempo de sincronización es muy útil para obtener relaciones básicas entre $\tau$, $b$ y $\alpha$. Sin embargo, no se debe pasar por alto que hablando con propiedad la fórmula no es verdadera. Al comprobar las pistas individuales se ha supuesto que la probabilidad de que se produzca un código de sincronización entre la información es el mismo en cada prueba e independiente de la prueba precedente. Sin embargo, para caracteres de sincronización de varios bits no es este el caso; puesto que durante la investigación cada prueba progresa únicamente un bit, comparándola con la prueba anterior cada prueba tiene un bit nuevo solamente. Los $n-1$ bits restantes se han utilizado en diferentes posiciones en las pruebas anteriores. Por lo tanto, la probabilidad de que se presente el código de sincronismo depende de las $n-1$ pruebas anteriores. Unicamente cuando se ha estudiado con detalle esta dependencia se puede juzgar la validez de la solución aproximada presentada.

El proceso de investigación consta de "pruebas bit por bit" y de "saltos". La dependencia entre las pruebas bit por bit se aclara mediante los dos ejemplos siguientes: En las figuras 4 y 5 está dibujadas las probabilidades $w_\nu$ de que se presente el código de sincronismo 10 ú 11 en las pruebas de orden $\nu$. El proceso de investigación comienza con la prueba de orden cero. Esta prueba cero es independiente de la prueba anterior puesto que no ha existido. Existen cuatro caracteres de código igualmente probables uno de los cuales es el de sincronismo; así que $w_0 = 1/4$. Una prueba de orden primera se producirá únicamente si la de orden cero no ha tenido éxito. Esto ocurre con 3 de entre 4 códigos posibles. De estos 3 códigos puede aparecer el de sincronismo en la primera prueba. Se puede ver que el primer bit de la prueba primera será el segundo de la prueba cero. El segundo bit de la prueba primera es nuevo y se tiene que añadir al que existe, la probabilidad de que sea 0 ó 1 es la misma. Por lo tanto, de acuerdo con la figura 4 hay seis códigos posibles en la prueba primera, dos de los cuales de sincronismo: $w_1 = 2/6$. Las mismas consideraciones nos llevan a $w_2 = 3/8$ para el de segundo orden, $w_3 = 4/10$ para la de tercer orden, etc., haciendo las mismas consideraciones para el código 11 nos conducen a $w_0 = 1/4$, $w_1 = 1/6$, $w_2 = 2/10$, $w_3 = 3/16$, etc.

Se puede calcular esta probabilidad de dependencia de que aparezca el código de sincronismo para el caso de más de dos bits. En la figura 6 tenemos dibuja-

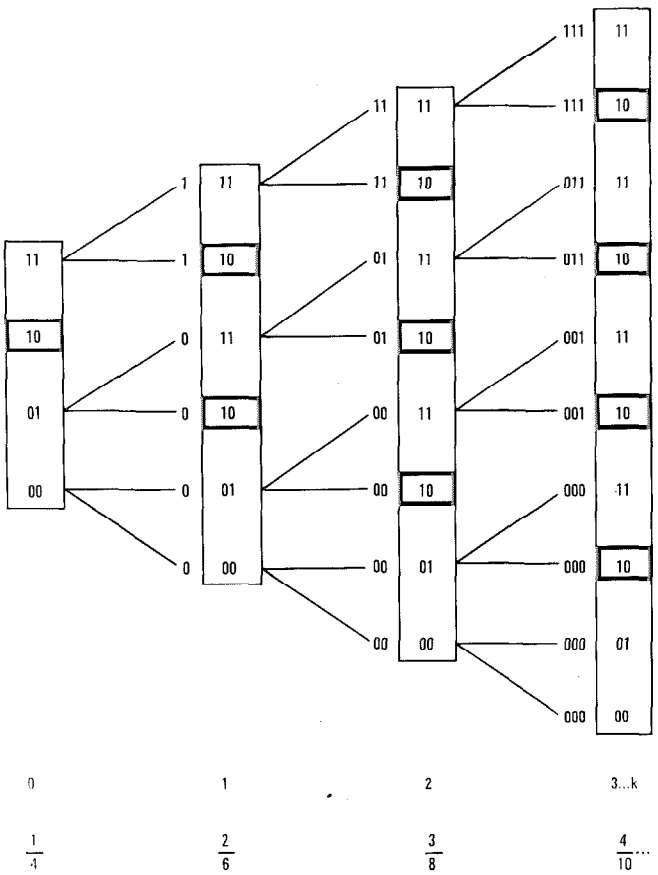



Fig. 4 Probabilidad de que aparezca el código 10.
En la 1ª fila número de la prueba.
En la 2ª fila probabilidad.

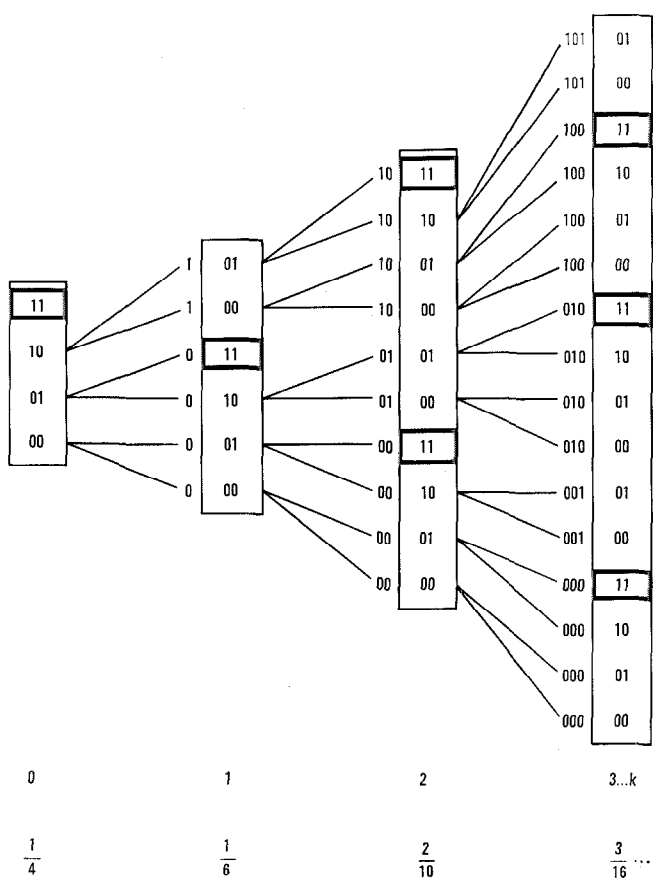



Fig. 5 Probabilidad de que aparezca el código 11.
En la 1ª fila número de la prueba.
En la 2ª fila probabilidad.

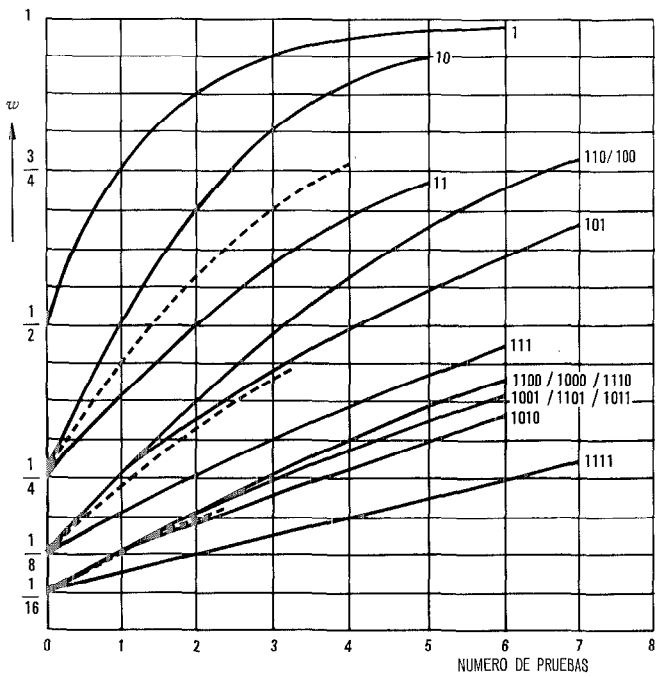



Fig. 6 Probabilidad de que aparezca el código de sincronización en función del número de pruebas para caracteres de 1 á 4 bits.

das las probabilidades $w$ de que el código de sincronización se produzca por lo menos una vez entre $\nu$ primeras pruebas para los casos entre uno y cuatro bits (ver apéndice). Todas las curvas convergen hacia uno y no se cortan. Para códigos de igual longitud se obtiene una familia de curvas que salen de un punto común que es la ordenada correspondiente a la prueba cero. En este punto la probabilidad de dependencia $w$ de todos los códigos de igual longitud es la misma e independiente de los códigos anteriores. En el resto de la curva, los valores de $w$ son marcadamente dependientes de la estructura del código de sincronización. Se puede observar que aquellos códigos que están compuestos únicamente de bits similares son con menos probabilidad simulados por la información mientras que la simulación es más probable para aquellas combinaciones que no permiten la simulación dentro de los $n-1$ bits precedentes y los $n-1$ siguientes. Estas curvas de probabilidad nos indican que el tiempo de sincronización dependerá de la estructura del código de sincronización.

Se puede calcular la distribución exacta de la probabilidad del tiempo de sincronización, a partir de las series de probabilidades de dependencia elevándolas a una potencia mayor (ver apéndice). En la figura 7 tenemos los valores medios de esta distribución de probabilidad representada en la forma usual. En lugar de una curva individual como en la figura 2, indicada de puntos en esta figura, se puede obtener la gama completa para cada $\alpha$ que contenga los tiempos medios de sincronización. Se puede ver que la línea de puntos representa una especie de valor medio dentro del margen correspondiente. Para aclarar la figura, solamente se han representado las curvas extremas. La curva inferior representa la curva para aquellas combinaciones compuestas de bits iguales únicamente (111 . . .), mientras que el límite su-

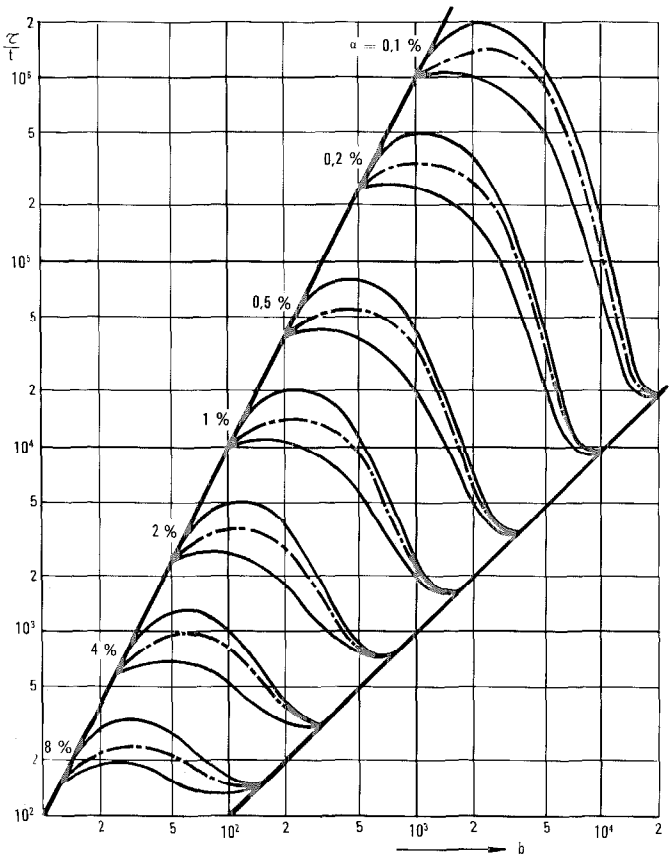



Fig. 7 Tiempo medio de sincronización en función de la longitud del bloque en segunda aproximación.

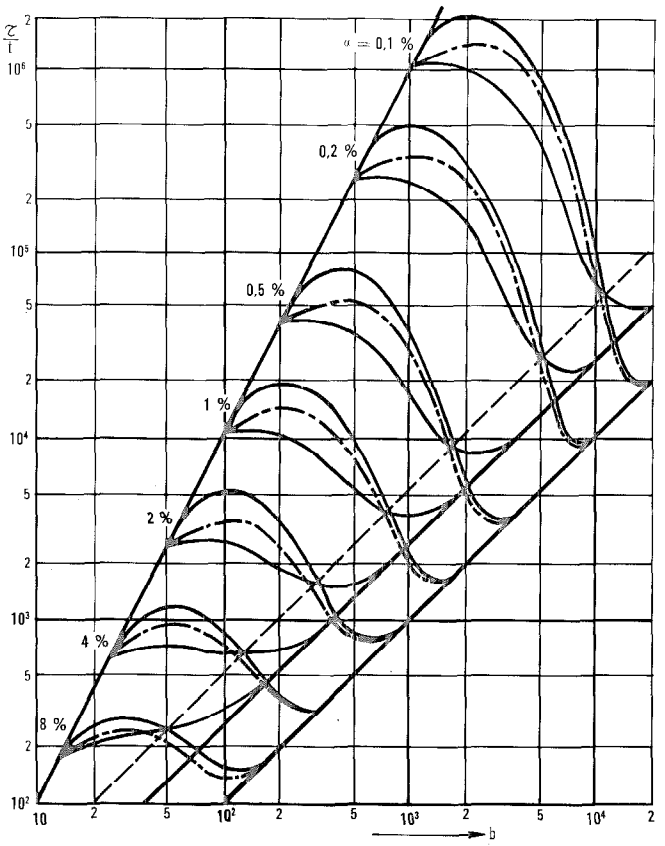



Fig. 8 Efecto en el tiempo medio de sincronización de los bits inmediatos al carácter de sincronización.

perior corresponde a aquellas combinaciones que no permiten la simulación en el conjunto de sus alrededores (por ejemplo 11 . . 00 . .). Las probabilidades para el resto de los posibles códigos de sincronización están comprendidas entre estas dos curvas limitadoras. Las curvas límites convergen sobre la recta superior. Esto se debe a que el código de sincronización es un bit únicamente y existe un tiempo de sincronización correspondiente. El resto de las curvas nos indica que todas ellas salen del mismo punto de la recta inferior ya que en ésta el tiempo de sincronización es igual a un bloque. Por lo tanto, durante un bloque no se produce simulación y por esto no se debe esperar una dependencia de la estructura del código de sincronización. También en el caso de tiempos de sincronización más cortos para valores constantes de $\alpha$, están en la vecindad de la recta inferior porque todas las curvas tienen un mínimo en esta región.

Antes de sacar las conclusiones finales se debe realizar la última corrección: en las "pruebas bit por bit" se ha supuesto, que los bits individuales de un carácter representan acontecimientos al azar. Esta suposición no es verdad para todas las pruebas, puesto que los $n-1$ caracteres que preceden al enésimo bit del carácter de sincronización correcto constan parcialmente de bits únicamente predeterminados del código de sincronización verdadero. La figura 8 nos indica la influencia de los bits anteriores y posteriores del código verdadero. Se puede ver una corrección importante en la curva límite inferior (111 . . .), mientras que la curva superior permanece sin cambio prácticamente. Por esta razón se ha sustituído la recta inferior por una banda de la que salen las curvas individuales. Por lo tanto, en este caso el tiempo de sincronización depende de la estructura del código de sincronización. Las curvas límites son las mismas que en la figura 7 y los tiempos de sincronización de los diferentes códigos de sincronización están comprendidos entre ambas, sin embargo se ha invertido el orden de colocación de los códigos de sincronización. Por esto se pueden distinguir las dos regiones, con relación al orden de colocación de los códigos de sincronización, que están separadas por la línea de puntos. En la parte de la izquierda continúa el orden de colocación de la figura 7 y a la derecha este orden se invierte.

La figura 8 nos indica que cuando se escoge el código de sincronización debe tenerse un cuidado muy especial: los tiempos de sincronización más cortos para un $\alpha$ constante, están a la derecha de la línea de puntos. Esto significa, que en la región de longitudes óptimas de bloque y también para el caso de longitudes mayores, son mejores aquellos códigos que no permiten simulación en sus alrededores. Por ejemplo, para $n = 5$ tenemos los siguientes códigos y sus complementarios: 10000, 11000, 11100, 11110, 11010 y 10100. Para valores mayores de $n$ el código más sencillo es: 11 . . . 100 . . . 0. Estos ejemplos son válidos suponiendo que los códigos de sincronización no son perturbados mientras se comprueban los anteriores y posteriores. Sin esta suposición, es decir en el caso de perturbaciones muy frecuentes, se tie-

nen que escoger aquellos códigos cuya distancia de Hamming al desplazamiento sea lo mayor posible (por ejemplo, los códigos de Barker). Unicamente cuando una razón técnica lo requiera escogeremos una longitud a la izquierda de la línea de puntos. Suponiendo que escogemos el código más conveniente en cualquier región, la curva de puntos constituye una aproximación muy buena de la curva verdadera. La aproximación es muy exacta especialmente cerca de la longitud de bloque óptima. También el desplazamiento de toda la familia de curvas en el factor $x$ es válido en primera aproximación. Por lo tanto, suponiendo que se aplican correctamente los principios indicados en esta sección está completamente justificado utilizar la fórmula simplificada de la figura 2 para encontrar las relaciones principales entre el tiempo de sincronización, la longitud del bloque y la cantidad de información de sincronización.

## 4. La probabilidad de error total

Se ha supuesto en el cálculo del tiempo de sincronización que se había perturbado el sincronismo. No se ha dicho nada sobre las causas de la perturbación y la probabilidad de dicha perturbación. Con este fin supondremos que existe una perturbación estocástica en el canal binario. Supondremos además que es simétrica y que la perturbación de un elemento es estadísticamente independiente de las perturbaciones del resto de los elementos. Llamamos $w_B$ a la probabilidad de error en un bit.

Las perturbaciones se notarán de diferentes modos en el receptor y pueden afectar:

— a los bits de información,
— a los bits del carácter de sincronización,
— a la sincronización de bit.

a) Supongamos que la perturbación afecta solamente a los bits de información, la probabilidad total de error será $w_T = w_B$.

b) En los casos en que la perturbación afecte también al código de sincronización, parecerá como si existiera un error en la sincronización en el receptor. Se producirá por consiguiente una perturbación simulada. Como consecuencia de la perturbación se iniciará un proceso de búsqueda aunque en realidad la sincronización no ha sufrido una perturbación. La longitud de la búsqueda será igual al tiempo de sincronización (sección 3), puesto que se ha supuesto que se tienen que probar las pistas.

c) En los casos que la perturbación afecta a la sincronización de bit, es decir que se perturba el funcionamiento del reloj del receptor, se produce una perturbación real de la sincronización.

La longitud de la perturbación de sincronismo verdadera se compone de los dos períodos de tiempo siguientes:

— el tiempo de detección de la perturbación (este es el período de tiempo que la sincronización de bloque tarda en detectarla);
— el tiempo de sincronización de acuerdo con la sección 3, por la cual se tienen que probar $b/2$ pistas como promedio ($x = \frac{1}{2}$).

La probabilidad $w_{TS}$ de que se produzca tal perturbación de la sincronización depende del método de sincronización de bit, del tipo de perturbaciones que se producen en el canal y de la probabilidad de esta perturbación. Generalmente no se pueden indicar valores verdaderos para ésta. Las medidas recientemente hechas sobre sistemas en operación en Estados Unidos nos indican aproximadamente, una perturbación verdadera por día.

Desde luego, el hecho de poner un sistema en funcionamiento, así como las interrupciones de las líneas, producen este tipo de perturbaciones verdaderas también. Por el contrario así como las perturbaciones verdaderas se tienen que aceptar como inevitables (la sincronización de bloque es necesaria exclusivamente para aquellos casos de perturbación verdadera), las perturbaciones simuladas son efectos indeseables de la sincronización de bloque. A continuación se describirán dos métodos que pueden disminuir la probabilidad de presencia de perturbaciones simuladas.

*1er método.* Con el primer método se inicia un proceso de búsqueda después de un período largo de funcionamiento sincrono únicamente si el código de sincronismo llega $g$ veces mal en una fila ($g > 1$). En [5] se describe una técnica para realizar este procedimiento.

*2º. método.* En el segundo método únicamente se inicia un proceso de búsqueda si se han simulado $e$ bits por lo menos de los $n$ del código de sincronismo. $(n+1) \geqslant e > 1$. Por lo tanto se permiten un máximo de $(e-1)$ errores. Este método se puede llevar a cabo con el circuito descrito en [6].

Con $g \to \infty$ ó $(e-1) \to n$ respectivamente, la probabilidad de que se produzca una perturbación simulada se aproxima a cero con ambos procedimientos y al mismo tiempo, sin embargo, el tiempo de detección de una perturbación se aproxima hacia el infinito. Definiendo un tiempo de perturbación total $t_{TD}$ como la suma del verdadero y del simulado dentro de un período de funcionamiento $t_{TO}$, se puede ver que para ciertos valores de $g$ ó de $e$ deberá existir un mínimo del tiempo de perturbación. Este mínimo depende de la probabilidad de las perturbaciones verdaderas y simuladas.

Los cálculos demuestran que el tiempo de la perturbación simulada decree proporcionalmente al factor $w_{gB}$ ó $w_{eB}$ como primera aproximación. Por el contrario el tiempo de perturbación verdadera aumenta muy lentamente cuando lo hacen $g$ ó $e$. En las figuras 9 y 10 se ha dibujado el tiempo de perturbación verdadero para $g = 1, 2, 3$ y $e = 1, 2, 3$. Esto nos indica que se puede reducir hasta un límite bastante considerable el tiempo de perturbación simulada por ambos métodos sin un aumento sustancial del tiempo de perturbación verdadera. Por esta razón se pueden disponer las cosas para reducir el tiempo de perturbación de forma que el tiempo debido a las perturbaciones simuladas sea despreciable en comparación con el debido a las perturbaciones verdaderas. Como primera aproximación esta regla nos conduce a los siguientes requisitos: $w_{gB} \leqslant w_{TS}$ ó $w_{eB} \leqslant w_{TS}$. En la figura 11 tenemos indicado el tiempo de perturbación total en relación al tiempo total de funcionamiento para $\alpha = 1\,\%$, $w_B = 10^{-6}$ y $w_{TS} = 10^{-12}$ en función de la

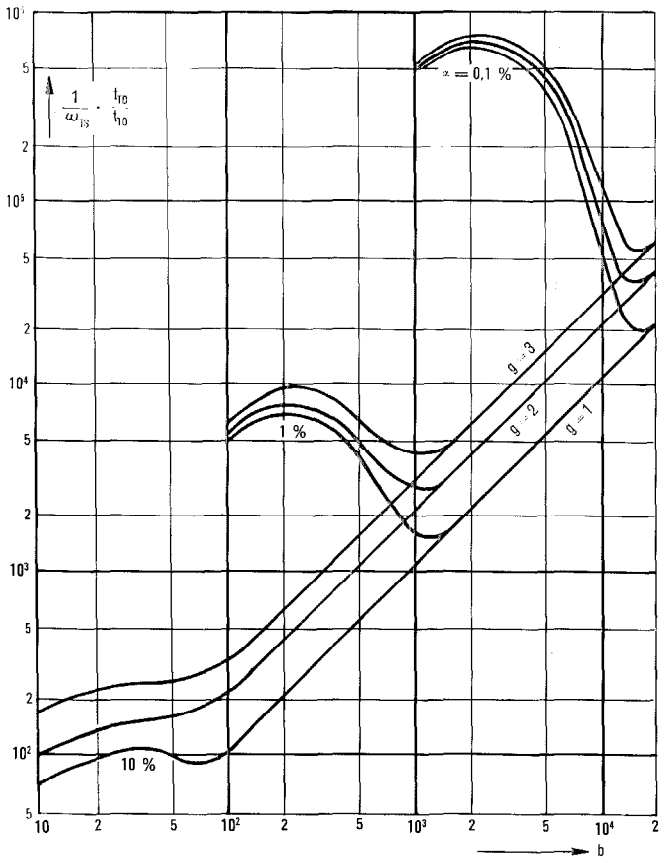



Fig. 9 Tiempo de perturbación verdadero con el primer método para valores $g = 1$, 2 y 3.

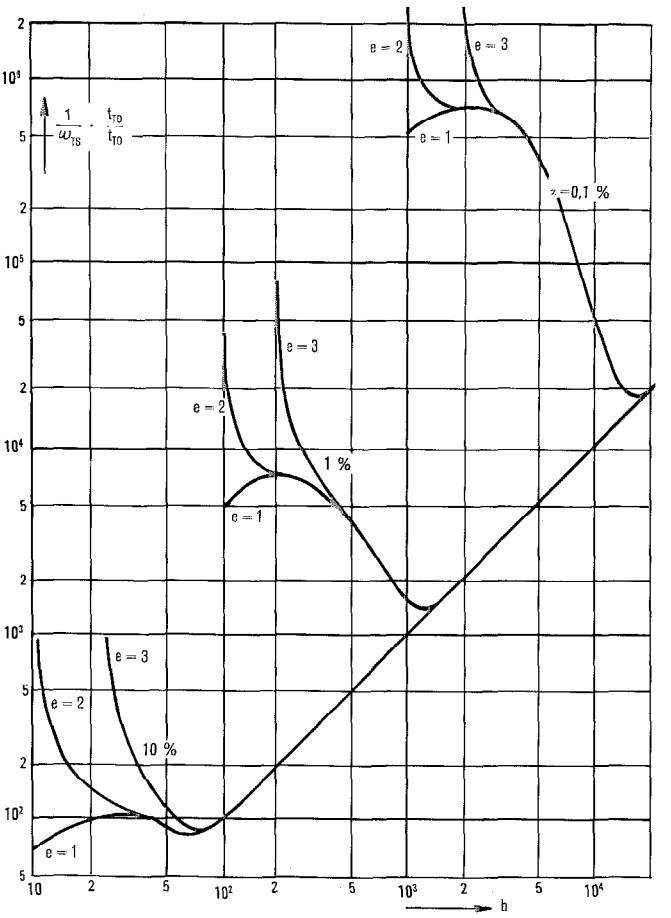



Fig. 10 Tiempo de perturbación verdadero con el segundo método para valores de $e = 1$, 2 y 3.

longitud del bloque. Los parámetros son los factores de mejora de la perturbación $g$ y $e$. La curva de $g = e = 1$ nos representa el caso sin reducción del tiempo de perturbación. Como comparación, las curvas con $g = e = 2$ ó $g = e = 3$ nos indican un factor de disminución de $10^{-4}$ del tiempo relativo de perturbación total. En principio la forma de estas curvas de tiempo de perturbación total es la misma que la de la figura 2 para el tiempo de sincronización. Esto significa que las reglas referentes al dimensionado de la sincronización de bloque con relación al tiempo de sincronización son válidas con relación al tiempo de perturbación total.

Por lo que se refiere a la información real las perturbaciones simuladas y verdaderas no son sino perturbaciones adicionales con una probabilidad de error de bit $w = \frac{1}{2}$ causada por la sincronización del bloque. El tiempo total de funcionamiento $t_{TO}$ de un sistema consta por lo tanto de períodos de tiempo $(t_{TO} - t_{TD})$ durante los cuales el receptor funciona sincrónicamente y que por lo tanto son perturbados únicamente por la probabilidad de error de bit $w_B$ y de períodos de tiempos $t_{TD}$ durante los cuales la probabilidad de error de bit es de $w_B = \frac{1}{2}$. Por lo tanto la probabilidad total de error se obtiene como sigue:

$$w_T = \frac{w_B (t_{TO} - t_{TD}) + \frac{1}{2} t_{TD}}{t_{TO}}. \qquad (3)$$

Para $t_{TD} \ll t_{TO}$ se obtiene:

$$w_T = w_B + \frac{1}{2} \frac{t_{TD}}{t_{TO}}. \qquad (4)$$

El segundo término de la suma nos indica el aumento de la probabilidad total de error debido a la sincronización de bloque. En el caso de sincronización ideal de bloque se tiene que $w_T = w_B$. En la práctica son posibles sistemas en los que el segundo término sea despreciable comparados con el primero. Por lo tanto, la figura 11 no solo representa el tiempo de perturbación total sino también, aparte de un factor 2, el deterioro de la probabilidad de error debido a la sincronización de bloque. Se puede ver que, sin mejora, la mayor parte de la probabilidad total de error es causada principalmente por la sincronización de bloque. Sin embargo la mejora reduce esta parte a un valor que resulta despreciable comparado con $w_B$.

## 5. Conclusiones

Este artículo nos describe un método para determinar los parámetros óptimos de sincronización de bloque de un sistema PCM bajo diferentes aspectos. Estos parámetros son:

— las longitudes del bloque y del carácter de sincronización;

— la estructura del carácter de sincronismo;

— la mejora de la perturbación.

Se explicarán mejor los pasos individuales por medio de algunos ejemplos:

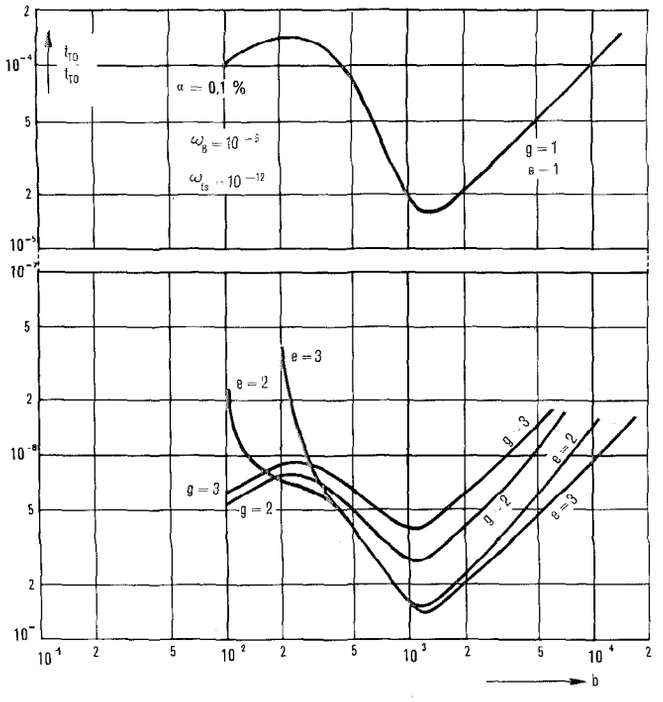



Fig. 11 Tiempo de perturbación total respecto al tiempo de operación total para $\alpha = 1$ %, $w_B = 10^{-6}$ y $w_{ES} = 10^{-12}$.

*Ejemplo 1.* Se supone que ya están determinados el camino de transmisión y los repetidores regenerativos asociados. Se supone que la interferencia es estocástica. Por lo tanto se conocen las probabilidades de perturbación de un bit $w_B$ y la verdadera. ($w_B/w_{TS}$ es una medida de la calidad de sincronización del bit.) La sincronización de bloque se debe diseñar de forma que la probabilidad total de error $w_T$ no sera esencialmente mayor que $w_B$, es decir, que no se empeore la calidad de transmisión por introducir la sincronización de bloque.

La longitud óptima de bloque se determina al tenerse que cumplir que $w_T \approx w_B$.

De (4) se deduce, con la elección adecuada ($t_{TD} \approx t_{TS}$)

$$\frac{t_{TD}}{t_{TO}} \ll w_B \text{ o sea } \frac{t_{TD}}{t_{TO}} \approx 10^{-3}\, w_B.$$

La longitud óptima de bloque correspondiente a este valor se puede deducir de la figura 10. Después se puede determinar la longitud óptima del carácter de sincronización en la figura 3.

El carácter de sincronización se debe escoger de forma que no se pueda simular en sus alrededores, es decir 111000. Se debe emplear además el segundo método de mejorar la perturbación, eligiendo el factor de mejora de forma que $w_{eB} \ll w_{TS}$. Sin embargo, esta regla se puede aplicar únicamente si $e < n/2$. Si $e > n/2$ se debe emplear el primer procedimiento, cumpliendo el factor $g$ la condición $w_{eB} \ll w_{TS}$.

*Ejemplo 2.* Supongamos que se conoce el tiempo de sincronización máximo admisible del sistema $\tau_m$ es decir ninguna perturbación debe ser mayor de este máximo.

Se puede deducir la longitud de bloque óptima por medio de las siguientes consideraciones: La duración media de una perturbación simulada es igual al tiempo de sincronización $\tau$; la duración media de una perturbación verdadera será $\tau/2 + t_d$ (tiempo de detección $= t_d$). Cuando $t_d \approx \tau/2$ la duración de las dos perturbaciones es aproximadamente igual al tiempo de sincronización, de manera que la figura 2 nos indica la relación entre $\tau_m$ y $b_{opt}$ = longitud óptima del bloque. Hay que resaltar aqui que esta relación es aplicable únicamente a valores medios de los tiempos de sincronización, es decir se debe usar en lugar del valor $\tau_m$ el valor medio $\overline{\tau}_m$. En la práctica, se empleará un valor medio $\overline{\tau}_m$ estimado, al determinar $b_{opt}$ en la figura 2 y $n_{opt}$ en la 3. Si se necesita, se puede determinar la distribución exacta de probabilidad del tiempo de sincronización de acuerdo con [7] y corregir adecuadamente.

En relación con la estructura del carácter de sincronismo, se pueden aplicar los principios del ejemplo 1.

La mejora de la perturbación no es necesaria puesto que no reduce su duración sino su frecuencia. Sin mejora de la perturbación, la detección dura $\tau/2$. En el caso de que se use un método de mejora, únicamente se puede utilizar el segundo. El primero aumentará indebidamente el tiempo de detección.

*Ejemplo 3.* A menudo es imposible, por razones técnicas, elegir un óptimo de longitud de bloque. Supuesto como un dato, se pueden aplicar los requisitos del ejemplo 1.

La longitud necesaria del carácter de sincronización se puede determinar deduciendo el parámetro $\alpha$ de las figuras 9 y 10 para la longitud dada $b$ y el cociente $\frac{t_{TD}}{t_{TO}} \approx 10^{-3}\, w_B$. Se deberá usar en la región de las longitudes de bloque óptimas la figura 10 y en la de las longitudes de bloque pequeñas la figura 9.

Para la estructura óptima del carácter de sincronización existen dos posibilidades. Bien el valor ($\alpha b$) está por debajo de la recta de puntos en la figura 8 y entonces se debe escoger el carácter de sincronización de forma que no se permitan simulaciones en los alrededores; o bien está por encima de la recta y entonces el carácter de sincronización debe estar formado por bits iguales.

Para la mejora de la perturbación, existen también dos posibilidades: En la zona de las longitudes de bloque óptimas se empleará el segundo método y en la de bloques de pequeña longitud el primero. Estos factores se determinarán como en el ejemplo.

*Ejemplo 4.* Se supone que el sistema PCM se usa con líneas de transmisión sometidas a interferencias.

Este ejemplo difiere de los restantes tanto, que la mejora de las perturbaciones se debe dimensionar de distinta forma. Unicamente se puede aplicar el primer método, y $g$ debe ser lo suficientemente grande para que el tiempo de detección de la perturbación media sea mayor que la longitud media de las impulsiones de ruido.

Este artículo proporciona también los parámetros óptimos de la sincronización de bloques para otros problemas. Sin embargo, los problemas sencillos que aqui se han discutido no son comparables realmente con los que se encuentran en la práctica. Cuando se calculan sistemas reales juegan un importante papel otros muchos factores además de los que se han indicado hasta ahora. Por esta razón la solución técnicamente "óptima" será

siempre un compromiso. Sin embargo se ha explicado un camino para el diseño de la sincronización de bloque que puede indicar la dirección correcta cuando se tratan problemas más complicados. En este artículo se han visto las condiciones óptimas desde el punto de vista de la sincronización de bloque. El diseñador de sistemas prácticos podrá adaptarse a estas condiciones tanto como sea posible.

## 6. Apéndice. Cálculo del tiempo de sincronización.

Partiendo de las probabilidades dependientes $w_\nu$ de que se presente el carácter de sincronización en el lugar $\nu$ la probabilidad de que se presente el código de sincronismo por primera vez en el lugar $\nu$ se obtendrá según:

$$p_\nu = w_0 \cdot w_1 \cdot w_2 \cdots w_{\nu-1} \cdot w_\nu. \tag{5}$$

Por lo tanto, la probabilidad de que el carácter de sincronización sea simulado al menos una vez durante las primeras $k+1$ pruebas, que es lo mismo que decir que las pruebas bit por bit no comprenden más que $k+1$ posiciones, es:

$$w = \sum_{\nu=0}^{k} p_\nu. \tag{6}$$

En consecuencia, la probabilidad de que el carácter de sincronización sea simulado por lo menos $s$ veces durante las primeras $k+1$ pruebas es:

$$w^{(s)} = \sum_{\nu=0}^{k} p_\nu{}^{(s)}. \tag{7}$$

Las probabilidades $p_\nu{}^{(s)}$ de que se presente la simulación de orden $s$ en la pista de orden $\nu$, vienen determinadas por los polinomios:

$$f(x) = p_0 + p_1 x + p_2 x^2 + p_3 x^3 + \cdots p_b x^b$$

a partir de la serie (6) y elevándole a la potencia más alta:

$$f(x)^{(s)} = p_0{}^{(s)} + p_1{}^{(s)} x + p_2{}^{(s)} x^2 + p_3{}^{(s)} x^3 + \cdots p_b{}^{(s)} x^b.$$

Haciendo $k = b$ en (7) se obtiene la probabilidad $w^{(s)}$ de que ocurran $s$ o más de $s$ simulaciones (saltos) durante la prueba de todas las $b$ pistas, es decir:

$$\frac{\tau}{T} \geqslant s + 1.$$

Al aumentar $s$, $w^{(s)}$ se hace cada vez más pequeño. Habrá que determinar por medio de un calculador, para que valor particular de $s$, $w^{(s)}$ es justamente inferior al límite establecido $\varepsilon$. Esta será una medida directa del tiempo de sincronización, es decir, aquel tiempo de sincronización que exceda únicamente de la probabilidad $w^{(s)} = \varepsilon$.

### Referencias


[1] D. J. Cleobury: Pulse Code Modulation System Synchronisation GEC Telecommunications, N° 35.

[2] Synchronisation bei der Übertragung telegraphischer Zeichen, Hasler-Mitteilungen 26, N° 1, Primavera 1967.

[3] H. Inose, M. Tagaki y T. Acki: A Method of Synchronisation in Time-Division-Multiplexed Delta Modulation System, Abstracts of the journal of the Institute of Electrical Communication Engineers of Japan, volumen 46, N° 6, 1963, pág. 4.

[4] D. R. Rhodes: On Some Practical Approximation to the ideal Group Synchronisation Process, IEEE Transactions, volume 11, N° 6, 1963, pág. 222.

[5] H. Haeberle: Synchronisierschaltung bei Mehrkanal-Pulscodemodulation, Patente alemana 1 142 921 de 25/7/61.

[6] H. Haeberle: Anordnung zum Erkennen einer Folge von $n$-gleichen Zeichen in insbesondere einer PCM Impulsfolge, Patente alemana 1 257 200 de 10/11/65.

[7] H. Haeberle: Theorie der Blocksynchronisation binärer Übertragungssysteme; Dissertation an der TH München 1966 und NTF 1966 (Statistische Signaltheorie) N° 33.


### Bibliografía


[1] J. S. Mayo: Experimental 224 Mb/s PCM Terminals; Bell System Technical Journal, volumen 44, 1954, pág. 1813.

[2] K. E. Fultz y D. B. Penick: The T1 Carrier System; Bell System Technical Journal, volumen 44, 1965, pág. 1405.

[3] O. Shimbo: On Synchronization of PCM Communication Systems; Journal of the Institute of Electrical Communication of Japan, volumen 6, 1965.



**Heinze Haeberle** nació en Stuttgart, Alemania, en 1935. Estudió en esta Universidad telecomunicación y se graduó como ingeniero diplomado en 1959.

En 1959 ingresó en Standard Elektrik Lorenz donde fué asignado en el desarrollo de sistemas PCM para transmisión de la palabra.

Desde 1963 á 1967 trabajó en la Universidad de Munich como ayudante de profesor, ingeniero consultor y jefe de un grupo de investigación para la comparación de sistemas de comunicación por satélites. También trabajó en investigación y enseñanza de teoría de sistemas, teoría de la información, sistemas de modulación analógica y digital y cibernética. En 1966 obtuvo el grado de Doctor Ingeniero en la Universidad de Munich.

Desde 1967 es jefe del laboratorio de investigación y desarrollo de Standard Elektrik Lorenz, haciendo estudios de sistemas de modulación para acceso a satélites.

# Transceptores para satélites de comunicaciones

G. DAWSON
Standard Telecommunication Laboratories, Londres

## 1. Introducción

Satélites de comunicaciones activos proporcionan en el momento actual servicios internacionales de telecomunicación comercial a través de los océanos Atlántico y Pacífico, y un servicio nacional en Rusia. En estos satélites, el transceptor de comunicaciones determina en primer lugar la capacidad de transmisión y en consecuencia el coste de estos servicios. En este artículo se hace una revisión de los recientes desarrollos y avances en este campo.

## 2. Limitaciones en el diseño de repetidores

Por acuerdo de la Unión International de Telecomunicaciones (U. I. T.) se ha asignado el espectro de radiofrecuencia a los diferentes servicios de radio y el Comité Consultivo Internacional de Radio (C. C. I. R.) de la U. I. T., formula las recomendaciones que cubren las características técnicas de las transmisiones de radio internacionales.

En la conferencia administrativa extraordinaria de radio de 1963, se acordaron las asignaciones de frecuencias para sistemas espaciales que se muestran en la tabla 1. Muchas de estas frecuencias estaban ya siendo usadas por servicios de radio existentes y solo podían ser empleadas por los sistemas epaciales a base de compartirlas con estos servicios. En particular, las bandas para satélites de comunicaciones comerciales, 3400 á 4200 MHz y 5925 á 6425 MHz, están compartidas con servicios de microondas comerciales terrestres con evidentes posibilidades de interferencia mutua.

El C. C. I. R. ha estudiado estos problemas y publicado recomendaciones que limitan los niveles de interferencia dentro de ambos tipos de sistemas, y para conseguir esto, ha recomendado limitaciones en los valores tolerables en la potencia de la densidad de flujo producida por el satélite en la superficie de la tierra. Restricciones similares se aplican a las estaciones terrenas [1].

Este valor es $\left(-152 + \frac{\Theta}{15}\right)$ dB relativos a 1 W/m² en cualquier banda de 4 kHz, donde $\Theta$ es el ángulo de la onda de llegada (grados por encima del horizonte).

Con las potencias efectivas radiadas normalmente disponibles en los satélites de comunicaciones, no se excede la intensidad de campo anterior cuando la portadora de radiofrecuencia está modulada en frecuencia con una señal de banda base de múltiples portadoras. Si se reduce el índice de modulación debido a un bajo uso del sistema, especialmente cuando se dispone de una potencia efectiva radiada (PER) en el satélite más alta, se reconoce que es necesaria una dispersión de energia de la portadora para que no se exceda la máxima densidad de flujo en cualquier banda de 4 kHz.

El transceptor de un satélite de comunicaciones tiene que ser diseñado dentro de estas limitaciones de anchura de banda disponible y de potencia de densidad de flujo en la superficie de la tierra. ¿Cuál es la importancia de estas restricciones?

La tabla 2 da una lista de los sistemas de comunicaciones Intelsat en servicio y proyectados [2]. Todos los satélites son estacionarios y utilizan modulación de frecuencia con múltiplex por división en frecuencia (FDM-FM) para la transmisión telefónica, operando en las bandas de 6/4 GHz. A medida que la potencia del transmisor y la anchura de banda aumentan, la capacidad de transmisión crece desde 240 canales de Intelsat I a los proyectados 6000 canales de Intelsat IV. Ni Intelsat I, ni Intelsat II utilizan toda la anchura de banda disponible; Intelsat III utiliza toda la anchura de banda disponible, pero

**Tabla 1 – Reparto de frecuencias acordado por la Conferencia Administrativa extraordinaria de las Radiocomunicaciones en Ginebra en 1963.**

| Bandas de frecuencias | Asgnación |
|---|---|
| 1700 — 1710 MHz | Investigación espacial (telemedida y persecución) (compartida) |
| 1770 — 1790 MHz | Satélites meteorológicos (compartida) |
| 2290 — 2300 MHz | Investigación espacial (telemedida y persecución en el espacio distante) (compartida) |
| 2690 — 2700 MHz | Radioastronomía (reservada) |
| * 3400 — 4200 MHz | Satélites de telecomunicación (satélite hacia la tierra) (compartida) |
| 4400 — 4700 MHz | Satélites de telecomunicación (satélite hacia la tierra) (compartida) |
| 4990 — 5000 MHz | Radioastronomía (compartida en ciertas zonas) |
| 5250 — 5255 MHz | Investigación espacial (compartida) |
| 5670 — 5725 MHz | Investigación espacial (espacio distante) (compartida) |
| 5725 — 5850 MHz | Satélites de telecomunicación (tierra hacia satélite) (compartida) |
| 5850 — 5925 MHz | Satélites de telecomunicación (tierra hacia satélite) (compartida) |
| * 5925 — 6425 MHz | Satélites de telecomunicación (tierra hacia satélite) (compartida) |
| 7250 — 7300 MHz | Satélites de telecomunicación (satélite hacia la tierra) (compartida) |
| 7300 — 7750 MHz | Satélites de telecomunicación (compartida) |
| 7900 — 7975 MHz | Satélites de telecomunicación (tierra hacia satélite) (compartida) |
| 7975 — 8025 MHz | Satélites de telecomunicación (tierra hacia satélite) (compartida) |
| 8025 — 8400 MHz | Satélites de telecomunicación (tierra hacia satélite) (compartida) |
| 8400 — 8500 MHz | Investigación espacial (compartida) |

* Bandas comerciales compartidas con sistemas terrestres.

**Tabla 2 – Lista de los sistemas de telecomunicación por satélites INTELSAT.**

| Sistema | Número total de circuitos telefónicos * | Fecha de puesta en servicio | Zona oceánica servida | Observaciones |
|---|---|---|---|---|
| En servicio | | | | |
| Intelsat I | 240 | Junio 1965 | Atlántico Norte | acceso limitado |
| Intelsat II (F-3) | 240 | Abril 1967 | Atlántico | acceso múltiple |
| Intelsat II (F-2) | 240 | Febrero 1967 | Pacífico | acceso múltiple |
| Intelsat II (F-4) | 240 | Octubre 1967 | Pacífico | acceso múltiple |
| Previstos según planes actuales | | | | |
| Intelsat III | 1200 | 2ª mitad de 1968 | Atlántico | acceso múltiple |
| Intelsat III | 1200 | 1960 | Pacífico | acceso múltiple |
| Intelsat III | 1200 | 1969 | Océano Indico | acceso múltiple |
| Intelsat III | 1200 | 1969 | Atlántico | acceso múltiple |
| Intelsat IV | 6000 | 1970—1972 | Atlántico | Pacífico Océano Indico |

* Las capacidades anteriores son disponibles para comunicaciones con estaciones terrestres con una antena de G/T = 40,7 dB.

**Tabla 3 – Características de los satélites de telecomunicación.**

| | Peso en órbita (kg) | Diámetro (cm) | Altura (cm) | Potencia disponible para alimentación (W) | Potencia radiada (MHz) | Banda de paso | Capacidad en circuitos |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Intelsat I | 34 | 71 | 59 | 45 | 15 | 50 | 240 |
| Intelsat II | 73 | 142 | 74 | 81 | 17 | 250 | 240 |
| Intelsat III | 114 | 142 | 102 | 106 | 22 | 450 | 1200 |
| Intelsat IV | 550 | 280* | | | 23** b) 34,7*** | 500 | 6000 |

* diámetro máximo previsto
** para una antena con cobertura global
*** para una antena con haz estrecho

se podría permitir más potencia. Intelsat IV está proyectado para utilizar toda la anchura de banda disponible y aproximadamente la máxima potencia permitida, de forma que un aumento posterior de la capacidad de transmisión en esta banda de frecuencias solo se podría conseguir mediante mejores técnicas de modulación y mejores estaciones terrenas. Sin embargo, se espera que los satélites Intelsat IV satisfagan las necesidades de crecimiento de tráfico telefónico a través de los océanos hasta mucho más allá de 1975.

En el momento actual, las compañías que operan con terminales terrenos están gravadas por el uso del satélite sobre la base de una carga anual por cada "unidad de utilización del satélite", la cual se deriva de la parte de potencia del transmisor del satélite necesaria para proporcionar un canal telefónico de unas características de transmisión dadas. Esta parte de la potencia del satélite depende del tamaño de la estación terrena; una estación terrena con una antena de 13 metros de diámetro necesita 6,5 veces más potencia del satélite que una estación "standard" (con antena de 26 metros de diámetro) y por lo tanto está gravada 6,5 veces más por cada unidad de utilización del satélite.

Cuando la capacidad de transmisión del satélite aumenta, el coste por unidad disminuye; esto se muestra en las tarifas anuales propuestas, pagaderas a Intelsat, que se espera se reduzcan de 20.000 dólares en 1967 á 9.000 dólares en 1971, y posiblemente a 3.200 dólares en 1977 [3].

Estos aumentos espectaculares de la capacidad de transmisión del satélite desde el lanzamiento de Intelsat I se han conseguido gracias a sustanciales avances en la tecnología del transceptor y a los correspondientes aumentos en la capacidad de lanzamiento de cargas.

La tabla 3 da una lista de algunos parámetros de varios satélites de comunicaciones.

Las figuras 1 y 2 muestran los esquemas simplificados de los transceptores para Intelsat II y III.

La capacidad de acceso múltiple de los sistemas de satélites es una característica importante que impone exigencias adicionales en el diseño del transceptor. En el sistema Intelsat se utiliza una portadora de radiofrecuencia para cada interconexión con 24, 60 ó 132 canales de audio, o un canal de televisión por portadora. Como muchos terminales terrenos están servidos por un satélite, cada satélite transmite varias portadoras en paralelo simultáneamente, y con objeto de obtener la mayor flexibilidad en la asignación de frecuencias y sencillez del equipo, se utilizan repetidores de banda ancha en Intelsat II y III.

Ambos transceptores tienen el mismo diseño básico, la señal de 6 GHz recibida es amplificada en una serie de amplificadores de diodo tunel, la frecuencia de la señal se cambia a 4 GHz en un mezclador de bajo nivel alimentado con la frecuencia de un oscilador local de 2225 MHz derivada de un oscilador controlado a cristal, y la señal de 4 GHz es amplificada en los amplificadores de tubos de ondas progresivas (AOP) para proporcionar

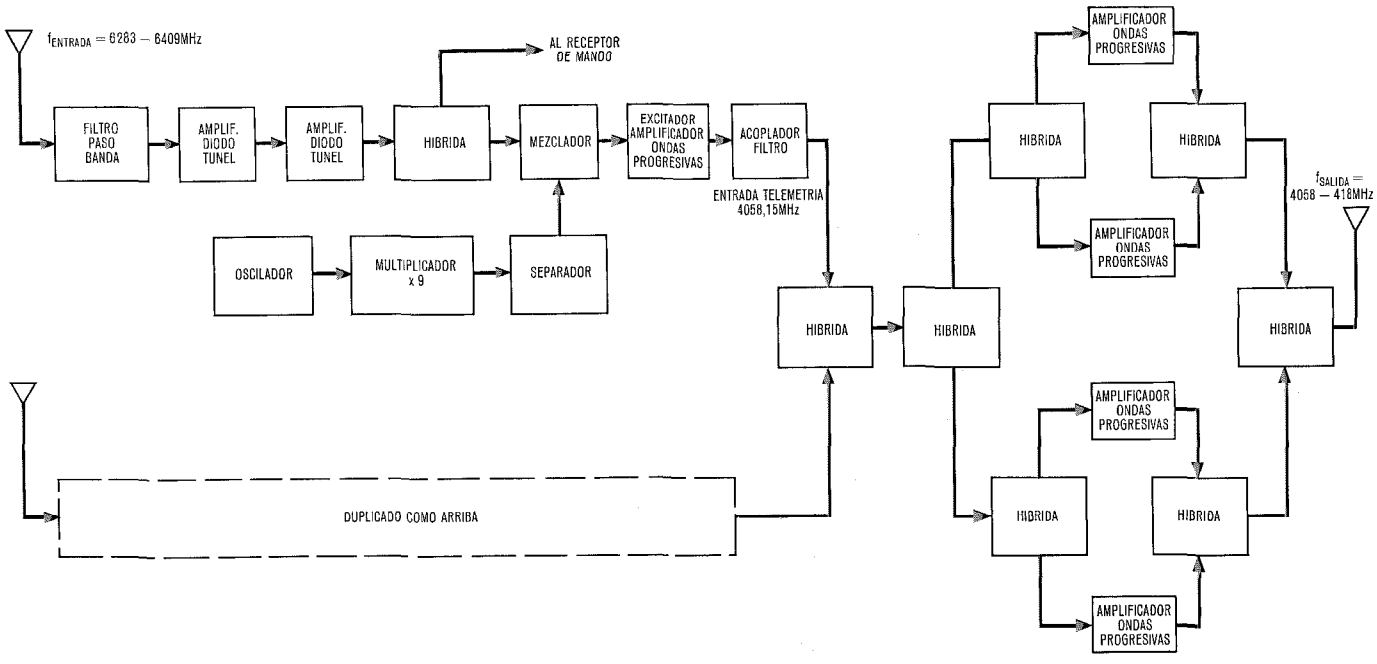



Fig. 1 Intelsat II — Esquema funcional del transceptor.

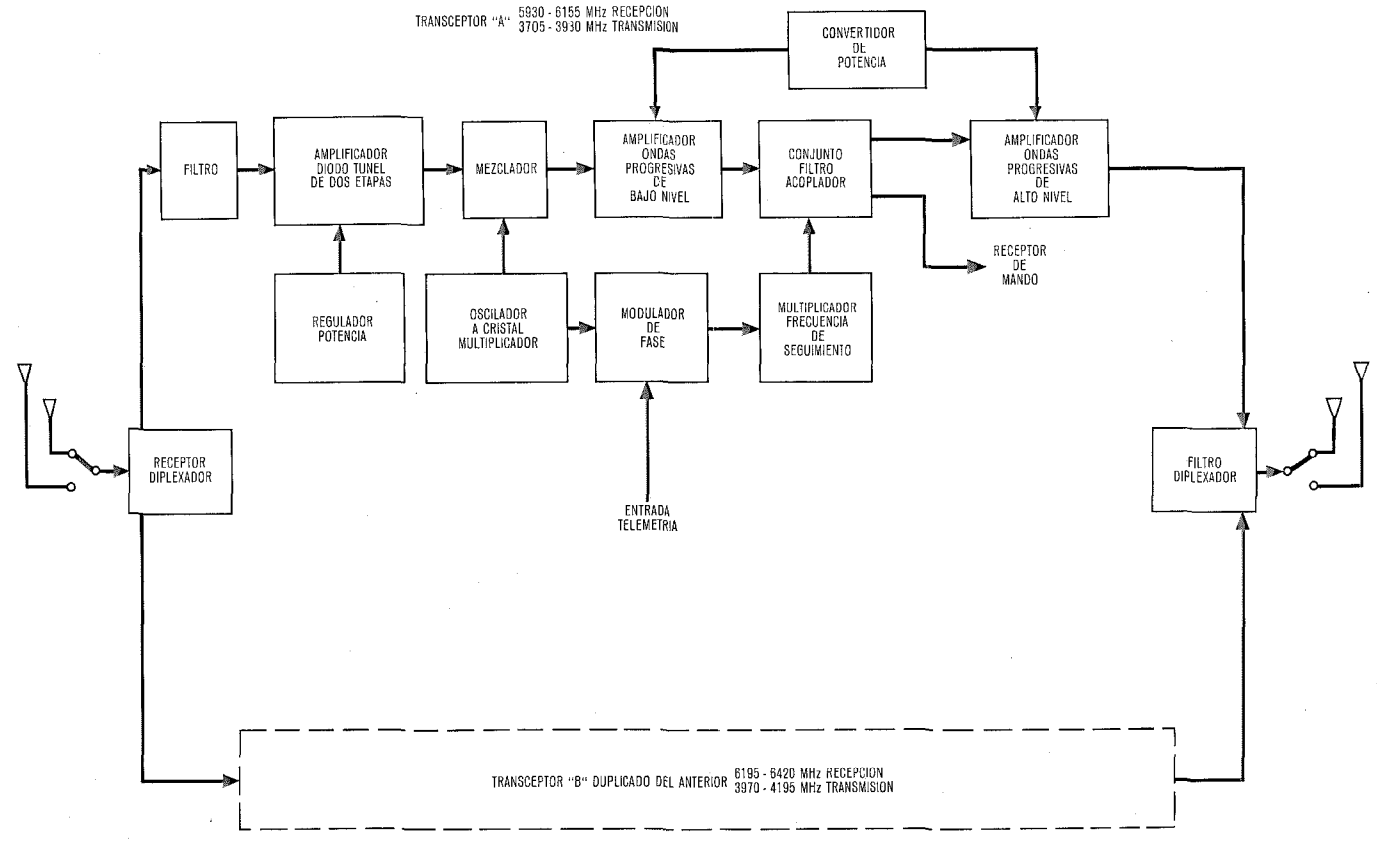



Fig. 2 Intelsat III — Esquema funcional del transceptor.

el nivel de señal necesario en la antena de transmisión. Cada transceptor es de banda ancha y amplifica varias portadoras en paralelo.

Con esta disposición es deseable que el transceptor opere en una forma "lineal", es decir, la ganancia total debe ser fija y no depender del nivel de la señal. De esta forma, cada portadora utilizará una parte de la potencia del transmisor del satélite en proporción a las potencias de portadora recibidas en el satélite desde los transmisores de los terminales terrenos. Desgraciadamente, el amplificador de tubo de ondas progresivas de alto nivel no es lineal cuando opera cerca de la saturación de su potencia de salida, lo que es esencial para el rendimiento de potencia total, y de esto resulta que las señales de niveles más bajos se reducen con relación a las señales de niveles más altos, es decir,

sufren una penalización de potencia. Además, se generan productos de intermodulación que degradan la característica de transmisión. Ambos efectos se reducen, disminuyendo el nivel de operación del amplificador de tubo de ondas progresivas, a un valor de aproximadamente 2 dB por debajo de la potencia de salida de saturación, a costa del rendimiento de potencia [4].

Los satélites Intelsat IV tendrán múltiples transceptores en paralelo, de anchura de banda mucho menor (40 MHz). Las potencias para la portadora de radiofre-

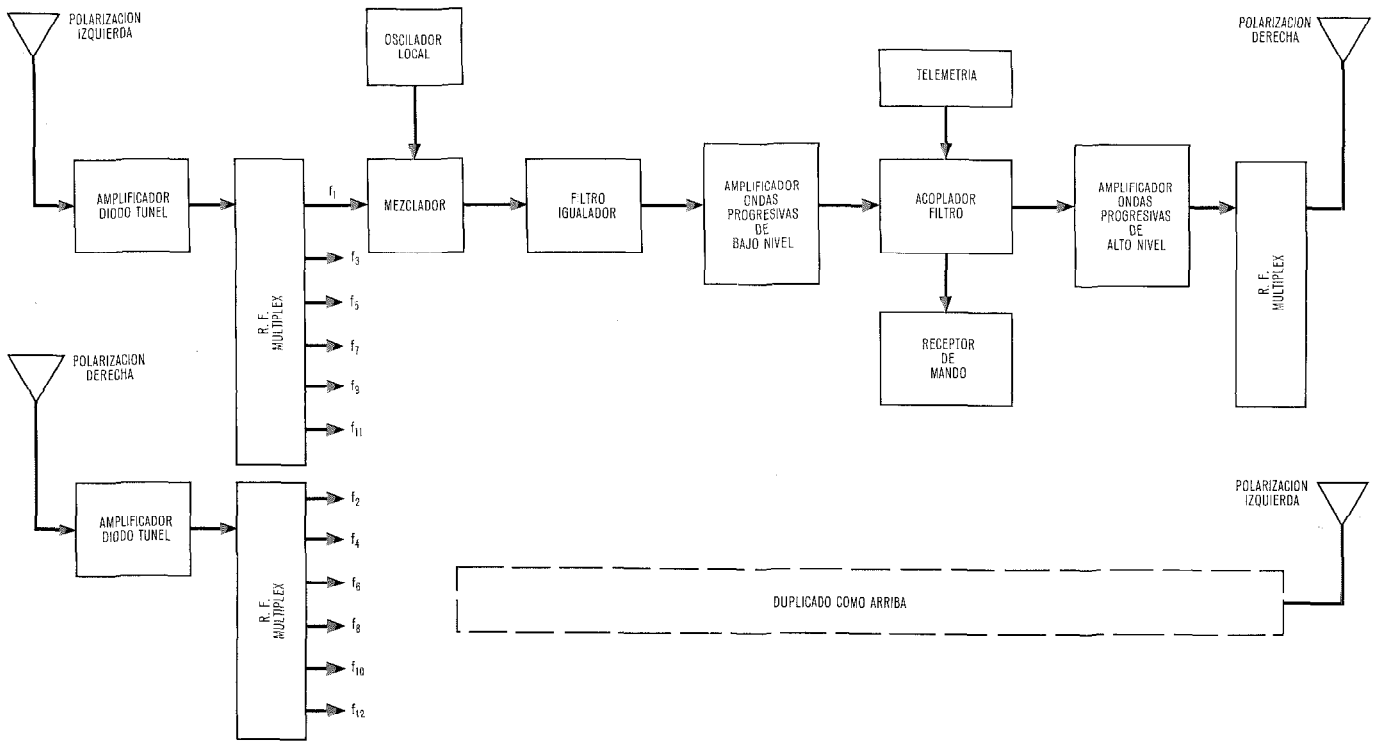



Fig. 3 Intelsat IV — Transceptor con simple conversión.

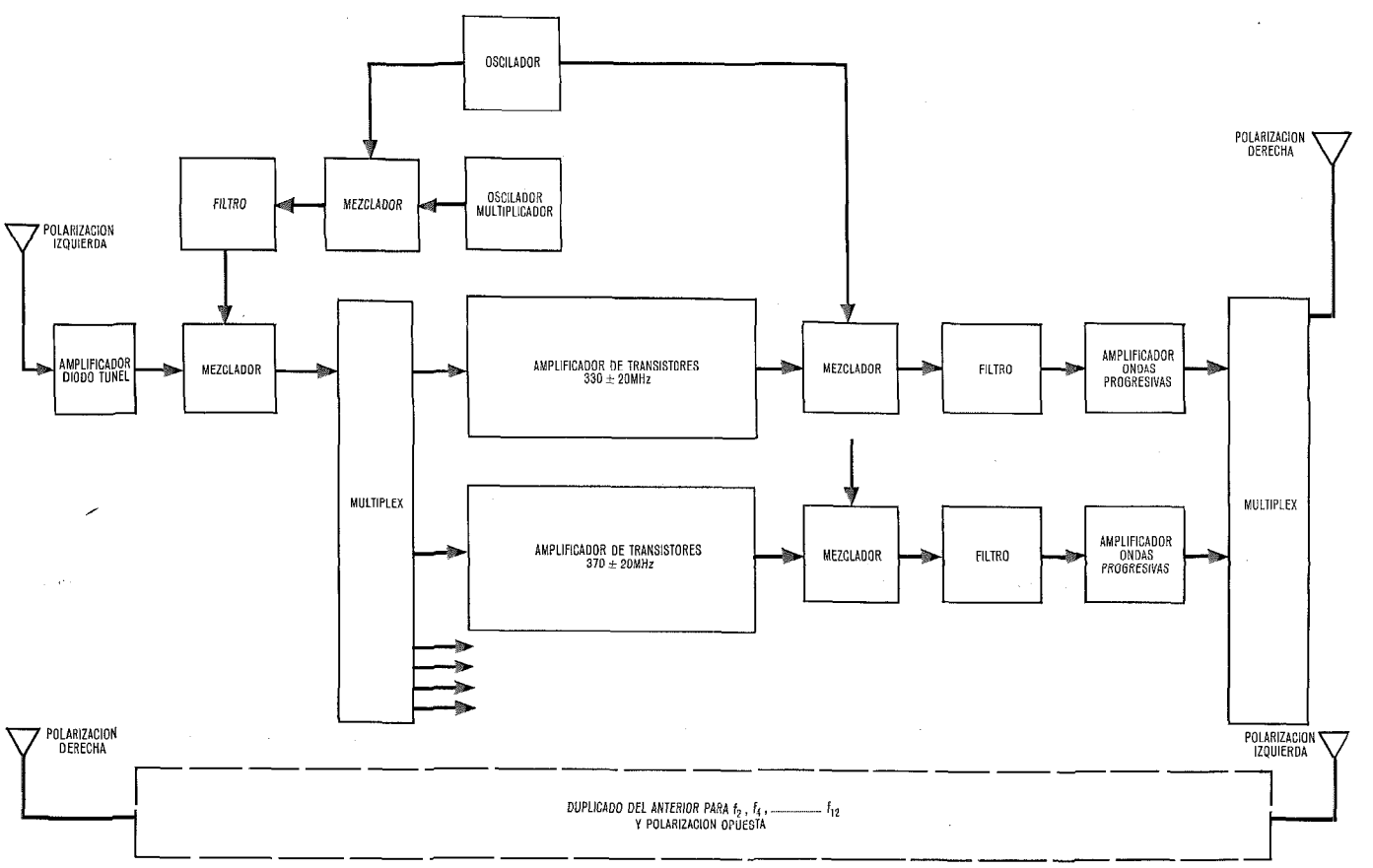



Fig. 4 Intelsat IV — Transceptor con doble conversión.

cuencia serán mucho mayores y las antenas de tipo de "haz dirigido" proporcionarán mayor ganancia. Como el número de portadoras por transceptor es más pequeño, se reducirá la disminución de potencia necesaria con respecto al valor de saturación del amplificador de tubo de ondas progresivas y el rendimiento de potencia total aumentará. Sin embargo, la complejidad del satélite será mucho mayor que Intelsat III y los requerimientos de fiabilidad mucho más severos.

Se han considerado dos tipos de diseño que se muestran en las figuras 3 y 4. Se ha escogido el tipo de simple conversión de radiofrecuencia, básicamente el mismo que en el transceptor de Intelsat III, pero el diseño final puede diferir en detalles del mostrado en el diagrama de bloques de la figura 3. Características adicionales son los multiplexadores de radiofrecuencia y los igualadores asociados con cada canal de 40 MHz del transceptor.

Los satélites Intelsat están estabilizados por rotación a una velocidad de aproximadamente 100 revoluciones por minuto con su eje de rotación paralelo al eje de rotación de la tierra. Las antenas de Intelsat I y II consisten en disposiciones omnidireccionales multicanales que dan un haz toroidal con una ganancia en recepción de 4 á 5 dB y una ganancia en transmisión de aproximadamente 9 dB.

La antena de Intelsat III tiene una mayor ganancia como consecuencia del movimiento contrarrotatorio de la antena de forma que la mayor parte de la potencia transmitida es dirigida hacia la tierra. Aunque el efecto contrarrotatorio podía haberse obtenido electrónicamente, el satélite Intelsat III tiene una antena mecánicamente contrarrotatoria del tipo mostrado en la figura 5. Su velocidad de rotación compensa exactamente la rotación del satélite y está controlada por sensores localizados en el satélite. Su ganancia de transmisión y recepción es aproximadamente de 13 dB.

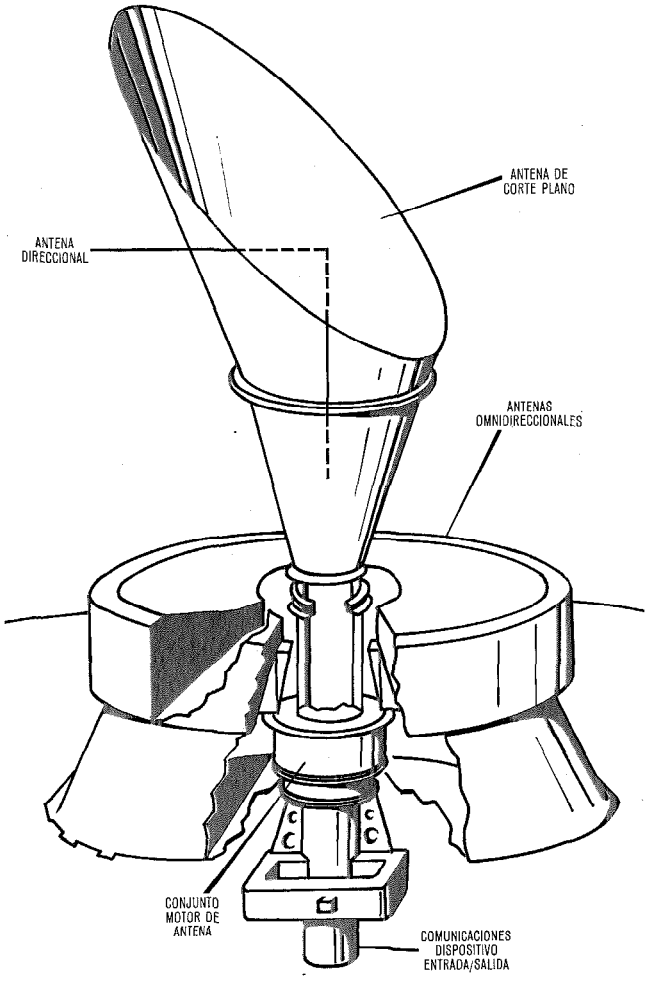



Fig. 5 Intelsat III — Antena con orientación mecánica.

Se proyecta que los satélites Intelsat IV tengan a la vez, antenas globales y del tipo de "haz dirigido". Estas últimas tendrán una anchura de haz de aproximadamente 4,5° á 4 GHz y una correspondiente ganancia de antena de unos 29 dB.

### 3. Fiabilidad del transceptor

Para proporcionar un servicio económico, los satélites de comunicaciones necesitan tener una vida de varios años. Por ejemplo, se exige que Intelsat III cumpla todas las especificaciones de buen comportamiento por lo menos durante 5 años en órbita. Esto es mucho más que las misiones de vuelos espaciales tripulados actuales y mayor que los experimentos de satélites científicos.

El medio ambiente al que está sujeto el satélite, cambia desde las comparativamente cómodas condiciones bajo las que se fabrica, a través de las distintas etapas de transporte y lanzamiento, al casi medio ambiente ideal de la órbita sincrónica donde la presión y en menor extensión la temperatura, son solo los factores importantes.

Para cerciorarse de que el equipo del transceptor operará satisfactoriamente después de haber estado sometido a las condiciones esperadas durante el transporte, lanzamiento y colocación en la órbita final, se debe probar el equipo hasta un grado tal, que la posterior probabilidad de fallo sea extremadamente pequeña.

La variación de temperatura en órbita será una función del diseño térmico del satélite; en el apéndice se dan valores típicos para un satélite estabilizado por rotación en órbita sincrónica. Las características de vibración dependen del tipo de cohete de lanzamiento empleado y los valores dados son aquéllos calculados para el cohete de lanzamiento previsto para el satélite Intelsat IV.

La radiación probable en la órbita sincrónica ha sido definida por Comsat (Communication Satellite Corporation) y se incluye en el apéndice A.

En un satélite de comunicaciones el transceptor es solo uno de varios subsistemas que deben continuar trabajando efectivamente si el satélite tiene que proporcionar un servicio útil y así el riesgo de fallo del satélite debe ser dividido entre todos los subsistemas y solo se puede permitir al transceptor un riesgo de fallo muy pequeño en un período de varios años, es decir, si la probabilidad de supervivencia del satélite completo tiene que ser de 0,70 después de 5 años en órbita, la probabilidad de superviviencia del transceptor debe ser mejor que 0,95 después de 5 años.

Las estimaciones de fiabilidad se basan usualmente en la distribución de probabilidad de Poisson suponiendo

un fallo errático de los elementos concernientes. En este caso la probabilidad de supervivencia de un componente es

$$P_s = e^{-\lambda t}$$

donde $\lambda$ es la cantidad de fallos y $t$ el tiempo en que se producen.

En una unidad que contiene muchos componentes y donde el fallo de cualquier componente puede ocasionar el fallo de la unidad, estas probabilidades son aditivas y se puede suponer que todos los elementos están en serie. En este caso la probabilidad de supervivencia de un componente es:

$$P_s = e^{-(\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \ldots + \lambda_n)t}.$$

En el caso de un sistema activo y de uno de reserva teniendo la misma cantidad de fallos, la probabilidad de supervivencia del sistema de reserva total, suponiendo 100 % de fiabilidad del dispositivo sensor y de conmutación, es

$$P_s = e^{-\lambda t}(1 + \lambda t).$$

Si este es el caso, la conmutación del sistema de reserva reduce sustancialmente el riesgo de fallo y se utiliza para conseguir las altas fiabilidades requeridas.

Si la probabilidad de supervivencia para 5 años con simple conmutación al sistema de reserva es 0,95, la probabilidad de supervivencia de un transceptor sin conmutación es aproximadamente 0,88, y la cantidad de fallos necesita ser menor que 3 en 1 millón de horas para que el transceptor obtenga este nivel de fiabilidad. Con varios cientos de componentes en cada transceptor, el objetivo de cantidad de fallos para cada componente es del orden de 10 en 1000 millones de horas y es claramente dificil de conseguir y establecer.

La tabla 4 da algunos valores de cantidades de fallos que son de uso normal en las estimaciones de diseño y que permiten al diseñador puntualizar las partes del sistema que tienen más probabilidad de fallar y donde se necesita especial atención para conseguir los objetivos de fiabilidad.

**Tabla 4 – Cantitad de fallos en el espacio indicado por COMSAT (No debe utilizarse más que para comparaciones con el proyecto propuesto).**
**Fallos por $10^9$ horas de explotación con el 25 % de carga (en el caso que es aplicable esta condición).**

| Tipo de componente | Cantidad de fallos | Tipo de componente | Cantidad de fallos |
|---|---|---|---|
| *Resistencias* | | Cojnetes | 35 |
| Aglomeradas | 5 | Juntas giratorias | 1000 |
| Película metálica | 5 | Motor (contrarrotación) | 200 |
| Bobinadas | 10 | Diodos tunel (germanio) | 200 |
| Potenciómetros | 200 | *Transistores* (planar, silicio) | |
| *Condensadores* | | Uso normal | 10 |
| Cerámicos | 3 | Conmutación | 10 |
| Vidrio | 3 | HF | 20 |
| Mylar | 5 | Potencia | 50 |
| Papel | 20 | *Circuitos integrados* | |
| tántalo, sólido | 20 | Numéricos (bipolares) | 10 |
| Ajustables | 20 | Analógicos | 20 |
| Alta tensión | 100 | Puerta aislada (FET) | |
| *Diodos* (silicio) | | · 1–10 puertas | 100 |
| Conmutación | 4 | · 10–50 puertas | 500 |
| Uso normal | 10 | Tubos de ondas progresivas | 2000 |
| Potencia | 20 | *Transformadores* | |
| Zener | 50 | Potencia | 30 |
| Detectores/ mezcladores | 100 | Señal | 10 |
| *Filtros* (por sección) | | *Inductancias* | |
| Híbrido | 25 | Potencia | 20 |
| Paso-banda | 10 | Señal | 10 |
| Acopladores | 10 | Cristales | 80 |
| Circuladores | 10 | Relés | 400 |
| Interruptores (ferrita) | 20 | | |
| Conexiones soldadas | 1 | | |
| Conexiones enchufables | 2 | | |

## 4. Obtención de un transceptor fiable

Las consideraciones anteriores muestran que la fiabilidad es quizá la característica más importante del diseño y fabricación de un transceptor para satélites de comunicaciones. Los requerimientos de fiabilidad son solo igualados por aquellos exigidos a los sistemas de cable submarino de larga distancia, donde los repetidores submarinos se diseñan para operación continua por lo menos durante 25 años sin fallo. La experiencia de fiabilidad obtenida en el Reino Unido en el diseño y fabricación de repetidores sumergidos, es aplicable directamente a los transceptores para satélites de comunicaciones y proporciona seguridad de éxito en este campo.

En resumen, la fiabilidad de un transceptor depende de:

a) el diseño intrínseco de los componentes;

b) la calidad de fabricación del componente, inspección y prueba;

c) características de los componentes en relación a tensiones eléctricas en condiciones normales y anormales y a su medio ambiente en almacenamiento, transporte, lanzamiento y en órbita;

d) grado de redundancia en la construcción;

e) la calidad del ensamble, inspección y prueba del repetidor.

Todos los componentes del repetidor, excluyendo el tubo de ondas progresivas, serán componentes pasivos (guiaondas, resistencias, condensadores, bobinas, cristales, relés), ó semiconductores (transistores, diodos, diodos varactor, diodos tunel, diodos rectificadores, etc.).

Para mostrar la habilidad, experiencia y recursos necesarios para diseñar y fabricar componentes de esta fiabilidad, se hace a continuación una descripción breve de semiconductores muy fiables.

Los transistores y diodos que se utilizan en esta aplicación deben tener una fiabilidad muy grande. Se requiere una cantidad de fallos total de $20 \times 10^{-9}$ por hora para los transistores y $10 \times 10^{-9}$ por hora para los diodos con 90 % de seguridad para una vida de 45.000 horas. Estas cifras corresponden a un máximo en la proporción de fallos aceptable, durante las 45.000 horas de vida, de 0,09 % para los transistores y 0,045 % para los diodos. Ni las cantidades de fallo, que están en la región de 0,001 % por 1000 horas, ni las proporciones de fallo pueden obtenerse en los dispositivos comerciales, aunque están bien protegidos.

Se ha reconocido que desde la fecha de su invención, el método planar de fabricar transistores y diodos de silicio da potencialmente una gran fiabilidad. A la superioridad básica del silicio con respecto al germanio como material para fabricar semiconductores fiables (el mayor margen de temperatura del silicio permite un mayor consumo efectivo para una característica dada), la tecnología planar añade una región de unión inherentemente estable. No obstante, en los últimos años se han descubierto varias causas de fallo, es decir, contaminaciones sobre las conexiones, capas de inversión y fenómenos secundarios que pueden afectar a los dispositivos planar. Además, se ha reconocido la gran importancia del control de calidad durante la fabricación.

Para los dispositivos de gran fiabilidad que se usan en los repetidores sumergidos, se tomó la decisión de utilizar técnicas standard y no introducir innovaciones, no comprobadas, aunque estas fueran potencialmente atractivas. Los dispositivos para repetidores sumergidos, tanto transistores como diodos, se hacen con técnicas esencialmente iguales a las utilizadas para los dispositivos normales de mayor fiabilidad. La alta fiabilidad se obtiene especialmente por:

a) programación muy cuidadosa del proceso, de forma que se introduzca el tiempo de espera mínimo posible;

b) control especialmente cuidadoso y comprobación de todas las etapas de los procesos;

c) todas las operaciones de ensamble realizadas por un pequeño grupo de operadores particularmente expertos;

d) la introducción de una serie de etapas de inspección 100 %, seguida de comprobación del control de calidad, eliminando el subensamble que muestre cualquier defecto que evidentemente pueda afectar a la fiabilidad.

Para la fabricación de transistores de alta fiabilidad hay un total de 78 operaciones distintas con su inspección que significan 124 especificaciones de detalle cubriendo las etapas desde la entrada de la lámina de silicio hasta la terminación del ensamble y la encapsulación. Es claramente imposible describir estos procesos en detalle en esta pequeña descripción.

Todas estas operaciones se realizan en un área que, mediante el uso de técnicas tales como acondicionamiento por flujo de aire laminar, consigue un alto nivel de limpieza, incluso para el standard de fabricación de dispositivos semiconductores. Además, se guarda una historia completa de todas las medidas y pruebas realizadas sobre cada dispositivo durante la fabricación.

Después de terminada la fabricación, los dispositivos están sujetos a una serie de pruebas para confirmar y asegurar la fiabilidad requerida. Estas pruebas no son pruebas de selección. Se toma la postura de que si los dispositivos, aunque sea en pequeña proporción, fallan en una prueba de selección, debe desconfiarse de los procesos de fabricación y de los procedimientos de control de calidad aplicados durante la fabricación. Las pruebas de selección rara vez son totalmente eficaces y no se puede confiar en ellas para elevar a un nivel satisfactorio la fiabilidad de un producto que básicamente no es satisfactorio. La única excepción que se hace a esta regla es la prueba aplicada a la hermeticidad del dispositivo de encapsulación. En esta se acepta que los dispositivos que pasen la prueba de hermeticidad no tendrán fugas posteriormente.

Después de terminada la fabricación, los dispositivos se someten 100 % a una severa prueba térmico mecánica para confirmar la robustez mecánica y fiabilidad de los mismos, y después se someten 100 % a un encendido prolongado (usualmente de 3 á 6 meses de duración) en las condiciones normales de operación eléctrica pero bajo temperaturas más altas para obtener un factor de aceleración en el tiempo tal que sea equivalente a la vida exigida del sistema. Por ejemplo, si se requiriera una vida de 45.000 horas, un encendido de 4500 horas necesita un factor de aceleración de 10. La ausencia de mecanismos de desgaste importantes y la temperatura real necesaria para conseguir los factores de aceleración necesarios, se determinan por gran número de experimentos de prueba realizados en condiciones muy extremas con dispositivos que posteriormente no serán utilizados.

Cuando es posible, el número de elementos utilizados en las pruebas térmico mecánicas y de encendido es suficientemente grande para dar una seguridad estadística completa de la proporción de fallo requerida. Por ejemplo, las proporciones de fallo de 0,09 % en 45.000 horas dada anteriormente exigió probar 2560 transistores sin permitir ningún fallo, o 4300 si se permite un fallo, para dar una seguridad del 90 %. Se hace la suposición posterior de que los valores de fallo no subirán durante la vida del elemento; esta es la experiencia universal siempre que no hay mecanismos de desgaste importantes.

El trabajo anterior está descrito en un artículo reciente [5] y algunos de los resultados obtenidos se resumen a continuación:

**Resultados de la prueba de resistencia térmico mecánica de transistores y diodos para repetidores sumergidos.**

| | Transistores | Diodos |
|---|---|---|
| Número probado | 2642 | 4793 |
| Número fallado | 0 | 0 |
| Proporción de fallo máximo asegurado (seguridad de 90 %) | 0,087 % | 0,048 % |

**Resultados de la prueba de aceleración por sobrecargas de transistores y diodos para repetidores sumergidos.**

| | Transistores | Diodos |
|---|---|---|
| Número probado | 2557 | 4743 |
| Número fallado | 0 | 0 |
| Proporción de fallo máximo asegurado (seguridad de 90 %) | 0,090 % | 0,049 % |
| Cantidad de fallos máximo asegurado (seguridad de 90 %) | $26 \times 10^{-9}$ por hora | $14 \times 10^{-9}$ por hora |

Se han adoptado procedimientos similares para los otros tipos de componentes y resultan costes muy elevados. La introducción de un nuevo tipo de componente es particularmente cara de modo que tiene que ofrecer una mejora del coste significativa (en operación total) para que merezca la pena. El cambio tecnológico, aunque rápido, es costoso en este campo y esta es la razón por la que muy pocos componentes cualificados para el espacio pueden ser obtenidos de suministradores del Reino Unido.

En el medio ambiente del espacio la eliminación de la refrigeración por convección produce un cambio importante en las condiciones de operación de los componentes disipadores de potencia. Por esta razón se ha establecido un criterio de diseño basado, en un consumo reducido y en reducir los límites superiores de la temperatura de operación, y se requiere mucho cuidado en el diseño térmico para cumplir estas exigencias. Es corriente especificar operación hasta un 25% del valor nominal, es decir, los condensadores no deben exceder el 25% del voltaje nominal y poner un límite a la temperatura de la unión del semiconductor.

En el ensamble y fabricación del transceptor, se han adoptado los mismos procedimientos estrictos de control de calidad que en la fabricación de los componentes. Estos procedimientos se pueden resumir como sigue:

a) uso de áreas "límpias, adecuadamente controladas, para el ensamble y cableado;

b) entrenamiento de operadores e inspectores para asegurar la obtención y mantenimiento de standards de calidad muy altos;

c) estricto control en el manejo del material;

d) inspección visual, mecánica y eléctrica rigurosa y prueba en todas las etapas de fabricación;

e) registro de operaciones y movimiento de elementos en hojas detalladas;

f) prueba en toda clase de medio ambiente;

g) control total confiado a un director de fiabilidad.

En la figura 6 se muestra la organización funcional de la fiabilidad en el proyecto del transceptor y que da idea de la posición clave que ocupa en la construcción.

Para proporcionar el transceptor para un satélite operacional es costumbre construir hasta cinco unidades completas con el siguiente plan:

a) realización de un modelo de laboratorio para probar el diseño eléctrico;

b) realización de un modelo de ingeniería para probar el diseño eléctrico y mecánico y compatibilidad con la estructura del satélite;

c) realización de un prototipo completo con componentes ya calificados para el espacio, una prueba completa en medio ambiente e integración en un satélite completo con otros subsistemas;

d) fabricación de dos unidades de vuelo con componentes ya calificados para el espacio con integración en dos satélites espaciales (uno de reserva).

El objeto de este procedimiento es asegurar que el diseño ya fabricado se ha probado completamente antes de que se construyan las unidades de vuelo con las mismas pautas.

## 5. Futuros desarrollos

El mayor activo de los sistemas de comunicaciones por satélites es la flexibilidad que prometen a los usuarios por el acceso múltiple tanto partiendo de instalaciones fijas como móviles. Los futuros desarrollos estarán dirigidos a proporcionar una mayor capacidad de trans-

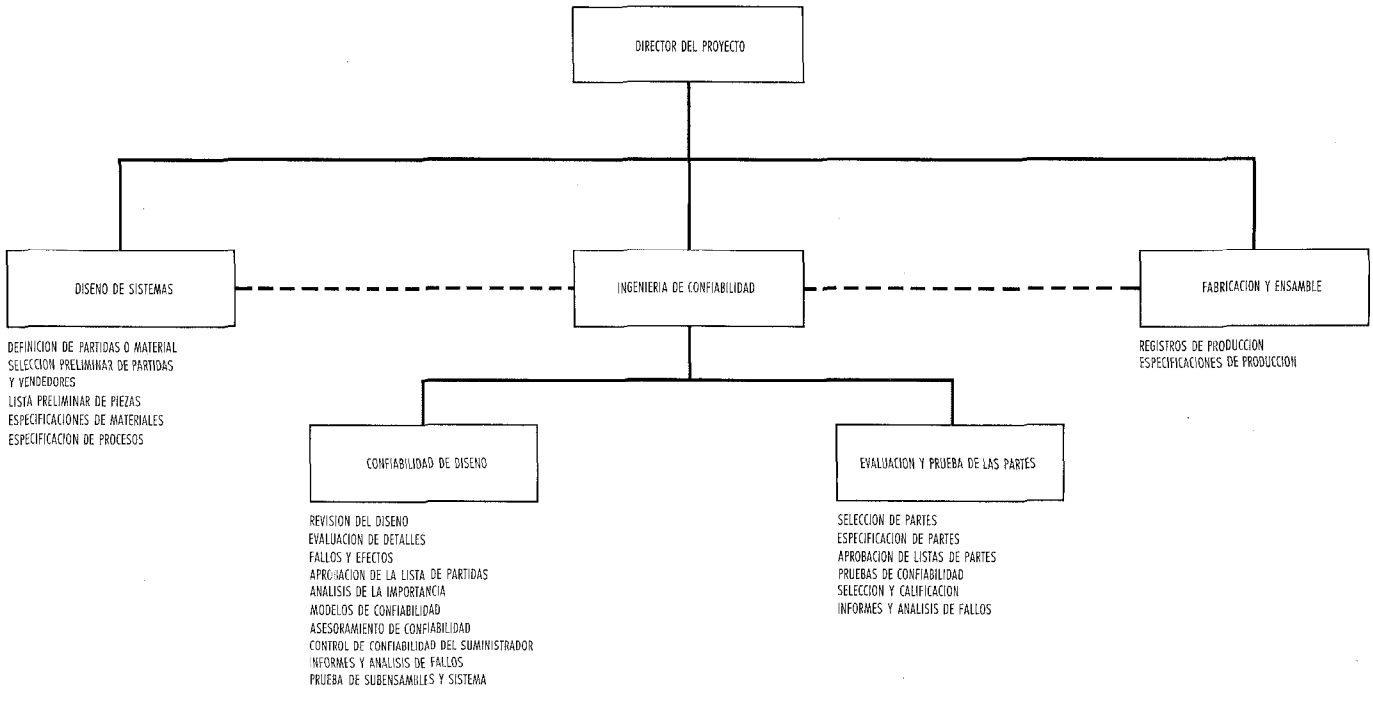



Fig. 6 Organización de la fiabilidad.

misión, con un servicio más flexible a menor coste. Podemos esperar ver utilizados a los satélites de comunicaciones tanto en enlaces regionales y nacionales como en enlaces globales e internacionales siempre que se consigan acuerdos internacionales sobre su control y operación.

Para el satélite esto significa una mayor potencia radiada efectiva, menor peso, más transceptores en paralelo, más anchura de banda y mayor fiabilidad.

*5.1 Mayor potencia radiada efectiva*

Esto se puede conseguir aumentando la directividad de las antenas y/o aumentando la potencia del transmisor. El satélite Intelsat IV está proyectado para tener antenas de haz dirigido de 4,5° de anchura de haz; se han estudiado antenas con anchuras de haz de 2°, y menor, que proporcionarían potencias radiadas isotrópicas efectivas de aproximadamente 50 dBW (100.000 vatios) con 10 vatios de potencia del transmisor. Las exigencias de posición y estabilidad son obviamente más severas con anchuras de haz más estrechas, y las limitaciones de densidad de flujo ponen un límite superior. Se necesitaría una antena de aproximadamente 2,5 metros de diámetro comparada con la pequeña bocina del Intelsat III. Se podrían proporcionar tubos de ondas progresivas de mayor potencia, pero no hay una mejora evidente, considerando el rendimiento total de entrada de corriente continua a salida de microondas, del 25 el 30%.

*5.2 Peso menor*

Los circuitos integrados ofrecen la mejor posibilidad de reducción de peso; sustituyendo los componentes de guiaondas por circuitos de película, se reduciría el peso en un factor por lo menos igual a 10% para estos componentes. Sin embargo, los circuitos integrados de microondas tienen pérdidas mayores que pueden no ser tolerables en el transmisor. El uso de componentes de guiaonda de tipo disipador [9] ofrece también sustanciales reducciones de peso sin aumento importante de las pérdidas de transmisión y es de la más inmediata aplicación. Es improbable el uso de dispositivos de estado sólido para sustituir a los tubos de ondas progresivas como amplificadores de salida, debido a su bajo rendimiento y capacidad de potencia a 4 GHz. Los circuitos integrados y de película también reducirán el peso en las secciones de VHF y UHF del transceptor cuando se ha establecido la estabilidad y fiabilidad de los circuitos integrados lineales.

*5.3 Anchura de banda mayor*

A medida que se vayan saturando las bandas de 4 y 6 GHz, irá aumentado el uso de las bandas por encima de 10 GHz y ya se han proyectado pruebas de propagación a 12, 18 y 36 GHz para establecer la posibilidad de utilizar estas frecuencias. Hará falta un acuerdo dentro de la Unión Internacional de Telecomunicación para definir las bandas de frecuencia por encima de 10 GHz que pueden ser usadas para comunicaciones por satélites y esto se considerará en la próxima Conferencia Administrativa de Radio.

Una estimación sugiere que la capacidad de circuitos telefónicos de un arco de 10° partiendo de la órbita estacionaria utilizando solo la banda de 4 GHz, puede ser como sigue [6]:

| | Potencia isotropa radiada 35 dBW por 500 MHz | Potencia isotropa radiada 45 dBW por 500 MHz |
|---|---|---|
| Antena de 26 m | 10.000 | 15 á 20.000 |
| Antena de 13 m | 6.000 | 8.000 |

Esto parece ser muy amplio, pero muchos servicios utilizarán esta capacidad y algunos expertos creen que no será bastante, más allá de 1980.

*5.4 Mas transceptores y mayor fiabilidad*

Cuando aumente la capacidad de lanzamiento de cargas y los circuitos integrados proporcionen menor peso, podrán ser alojados en un solo satélite más transceptores. Esto proporcionará mayor rendimiento de potencia, y mayor flexibilidad de operación puesto que los transceptores pueden ser utilizados para algunos servicios independientemente de otros. Cuando la complejidad del sistema aumente, se requerirá una mayor fiabilidad, pero la redundancia inherente de la operación de transceptores en paralelo tenderá a proporcionar ésta.

## 6. Conclusión

Los desarrollos tecnológicos están proporcionando rápidos avances en el campo complejo de los transceptores de comunicaciones por satélites, y no hay una barrera técnica evidente que se oponga a un aumento sustancial de la capacidad de transmisión para cumplir las exigencias internacionales. Esta opinión es compartida por más de 50 países que esperan operar unos 60 terminales terrenos en 1972. Es probable que la velocidad de desarrollo esté determinada más por consideraciones internacionales políticas y legales, que por factores técnicos.

## Apéndice A – Requerimientos del medio ambiente

### 1. Vibración

Los siguientes datos representan las estimaciones relativas a los niveles de vibraciones en vuelo, en el acoplamiento entre la última etapa del dispositivo de lanzamiento y el adaptador del vehículo espacial. Para la aceptación del proyecto de vehículo espacial, las vibraciones sinusoidales previstas deberían ser 1,5 veces los valores en vuelo y el grado de oscilación debería ser la mitad del especificado. Análogamente, los valores de vibración aleatorios deberían ser 2,25 veces los valores en vuelo y la duración dos veces la indicada a continuación:

**Niveles en vuelo de las vibraciones aleatorias.**

| Ejes | Frecuencia Hz | Nivel ($g^2$/Hz) | Duración |
|---|---|---|---|
| Longitudinal | 20 — 150 | 0,01 | 2 minutos |
| y ambos ejes | 150 — 300 | 3 dB/octava | según |
| laterales | 300 — 2000 | 0,02 | cada eje |

**Niveles de la vibración sinusoidal en vuelo.**

| Eje | Frecuencia (Hz) | Nivel (q. amplitud) | Grado de variación |
|---|---|---|---|
| Longitudinal | 5 — 9 | ± 1,5 | 4 octavas/minuto |
| | 9 — 35 | ± 2,9 | |
| | 33 — 250 | ± 1,5 | |
| | 250 — 400 | ± 2,5 | |
| | 400 — 2000 | ± 5 | |
| Lateral | 5 — 250 | ± 1 | 4 octavas/minuto |
| | 250 — 400 | ± 2 | |
| | 400 — 2000 | ± 5 | |

## 2. Choques

Las vibraciones transitorias debidas a los choques que ocurren durante la fase de lanzamiento, manejo normal y transporte están cubiertas adecuadamente por las pruebas de vibración.

## 3. Condiciones térmicas de no operación

El equipo debe resistir una condición térmica de no operación de − 55 °C á + 70 °C.

## 4. Condiciones térmicas en el vacio

El equipo debe operar con las características especificadas en un margen de temperatura de 0 °C á + 45 °C y a una presión asociada con la altura en la órbita sincrona.

El equipo está normalmente sujeto a ciclos de temperatura en el vacio durante los cuales la temperatura se varía en un margen de cerca de 80 °C durante un período de unas pocas horas, manteniendo la presión a $10^{-5}$ Torr.

## 5. Radiación ambiental en órbita síncrona

### Electrones atrapados

Los electrones atrapados en una órbita síncrona y ecuatorial pueden estar representados por las siguientes expresiones que dan espectro de flujo medio integrado con relación al tiempo:

$0{,}05 \leqslant E \leqslant 0{,}5$ Mev;

$\Phi_e(> E) = 7{,}96 \times 10^{-5} \cdot E^{-1{,}56}$ e/cm²/s,

$0{,}5 \leqslant E \leqslant 4$ Mev;

$\Phi_e(> E) = 1{,}02 \times 10 \exp^{(-2{,}9E)}$ e/cm²/s.

El flujo representa el número de electrones por cm² por segundo por encima de la energia $E$ donde las unidades de $E$ son Mev. El flujo total debe tomarse como $2 \times 10^8$ e/cm²/s $(E > 0)$.

### Protones atrapados

Los protones atrapados están representados por la siguiente expresión que da el espectro de flujo medio integrado con relación al tiempo:

$0{,}1 \leqslant E \leqslant 4$ Mev;

$\Phi_p(> E) = 2{,}09 \times 10^7 \exp^{(-9{,}09E)}$ p/cm²/s $(E > 0)$.

El flujo total debe tomarse como $2 \times 10^8$ p/cm²/s $(E > 0)$.

### Partículas debidas a las erupciones solares

La afluencia total de protones solares a considerar está dado por el siguiente espectro de flujo integrado:

$\Phi_{ps}(> E) = 1{,}5 \times 10^{12} E^{-1{,}53}$ p/cm².

Las unidades de $E$ son Mev y tienen que considerarse todos los protones de energias mayores que 0,4 Mev. Se deben considerar también los efectos de radiación solar de partículas alfa a considerar que es:

$\Phi_\alpha(> E) = 7{,}5 \times 10^{10} E^{-1{,}53}$ $\alpha$/cm²

y deben considerarse todas las partículas alfa con energias por encima de 1,0 Mev.

### Radiación ultravioleta

El espectro ultravioleta basado en la constante solar de 1 UA (unidad astronómica) de 0,14 vatios/cm², se resume en la siguiente tabla:

| Longitud de onda | Fracción de energia total por debajo de $hc/\lambda$ | Energia (ergios/cm²/yr) |
|---|---|---|
| 1 | $10^{-11}$ | $10^2 - 10^3$ |
| 10 | $10^{-8}$ | $10^5 - 10^6$ |
| 100 | $10^{-6}$ | $10^7 - 10^8$ |
| 500 | $10^{-6}$ | $10^8$ |
| 1000 | $10^{-5}$ | $10^3$ |
| 1500 | $10^{-5}$ | $10^9$ |
| 2000 | $10^{-4}$ | $4{,}0 \times 10^9$ |
| 2500 | $1{,}3 \times 10^{-3}$ | $6{,}0 \times 10^{10}$ |
| 3000 | $1{,}2 \times 10^{-2}$ | $5{,}0 \times 10^{11}$ |
| 4000 | $9{,}0 \times 10^{-2}$ | $4{,}0 \times 10^{12}$ |
| 5000 | $2{,}4 \times 10^{-1}$ | $1{,}1 \times 10^{13}$ |


### Reconocimiento

El autor quiere agradecer a sus colegas de Standard Telecommunication Laboratories Ltd. y en particular a Mr. O. G. Williams por su contribución a este artículo.


**Referencias**


[1] C. C. I. R. Document of the XIth Plenary Assembly, 1966, Vol. IV, Part 2.
[2] Telecommunications Journal, Vol. 35 — III/1968, pág. 123.
[3] Communications Satellite Corporation: Report on Projected Results of Operation 1967—1971, Agosto 1967.
[4] R. J. Wescott: Investigation of multiple f. m./f. d. m. carriers through a satellite T. W. T. Operating near to saturation, Proc. I. E. E., 1967, *114*, págs. 726—740.
[5] J. M. Groocock: Transistores y diodos planar de silicio para repetidores de cables submarinos destinados a profundidades oceánicas, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 42 (1967), número 4, págs. 137—144.
[6] J. K. S. Jowett: The influence of interference on the ultimate communications capacity of the geo-stationary satellite orbit, I. E. E. Conference Publication N° 39.
[7] L. Pollack: Satellite communication system requirements for solid state devices, Microwave Journal, Vol. II, N° 3, Marzo 1968.
[8] J. K. S. Jowett: Technical arrangements for the global system, Section A, Article N° 2, U. K. Seminar on Communication Satellite Earth Station Planning and Operation, Londres, Mayo 1968.
[9] G. Craven: Waveguide bandpass filters using evanescent modes, Electronic letters 1966, 2, págs. 251—252.



**G. Dawson** nació en 1921. Después de un período de aprendizaje con Metropolitan-Vickers obtuvo el grado B. Sc. en ingeniería eléctrica en la Universidad de Leeds en 1947.

Se ocupó de la investigación en radar en el Royal Aircraft Establishment de 1943 á 1946. Se incorporó a Standard Telecommunication Laboratories como un ingeniero de desarrollo y en 1950 fué transferido a Standard Telephones and Cables donde fué ingeniero jefe de la división de sistemas de microondas en 1961. En 1967 se incorporó de nuevo a Standard Telecommunication Laboratories para ocupar el puesto de jefe de la división de sistemas espaciales.

# Valoración de la sonoridad de aparatos telefónicos de abonado por métodos subjetivos y objetivos

G. J. BARNES
Standard Telecommunication Laboratories Limited, Londres

## 1. Introducción

La valoración de la sonoridad de una conversación telefónica entre dos abonados es una medida de la pérdida total en la conexión entre el que habla y el oyente. Hay dos métodos básicos de comparar las valoraciones de sonoridad para distintos aparatos telefónicos.

— Primero, una técnica subjetiva basada en el método del equivalente de referencia especificado por el CCITT (comité consultivo internacional telefónico y telegráfico [1]).

— Segundo, un método objetivo como el OREM A [2] (ver apéndice 4) que simula el método del equivalente de referencia.

Ambos métodos deberian dar resultados similares pero se encuentran grandes diferencias en la práctica. Pueden hacerse correcciones, pero éstas no dan una gran correspondencia en todos los casos [3] [4].

Para comprobar la exactitud de las correcciones se ha hecho la valoración de sonoridad de 42 aparatos telefónicos con relación al SETED (ver apéndice 4) comparándolas con la medida con el OREM A. Estas determinaciones se han hecho como parte del trabajo normal de valoración, en los laboratorios, durante un periódo de 2 años.

Sin embargo la evaluación periódica de un aparato estable (un aparato de abonado tipo 612 de Standard Elektrik Lorenz con un amplificador estable y transductores dinámicos), ha mostrado que puede esperarse una dispersión en los resultados del equivalente de referencia, motivados por variaciones normales en la medida subjetiva de 1 dB aproximadamente (apéndice 1).

También hay que hacer una corrección para el error producido por el plano de referencia del pabellón receptor. Este no puede evaluarse generalmente, debido a la gran variación de formas del microteléfono y por tanto obliga a medir el error para cada tipo de aparato, pero en lugar de esto, puede disponerse el microteléfono en la cabeza de prueba de tal modo que se elimine el error. Ambos métodos se consideran en el apéndice 2.

## 2. Medidas

### 2.1 Equivalente de referencia (SETED)

Cada uno de los aparatos de abonado en los que se valora el equivalente de referencia, se conecta a su circuito de alimentación usual a través de un cable artificial. Los terminales del enlace de este circuito de alimentación se conectan al circuito de referencia SETED en la forma que indican las figuras 1a y 1b para transmisión y recepción respectivamente. Las conexiones correspondientes para las medidas de efecto local son las mostradas en la figura 1c, siendo necesario un segundo microteléfono.

Puede observarse que, en cada caso, la igualación de sonoridad se realiza estando el filtro pasobanda de 300—3400 Hz en circuito en el SETED. Los teléfonos no tienen otra limitación de banda que la impuesta por ellos mismos, de modo que las dos señales que se comparan son razonablemente similares en cuanto a ancho de banda.

La recepción en las comparaciones de sonoridad de transmisión se hace con un nivel de escucha constante, que define de hecho la cifra de equivalente de referencia como "la ganancia que debe insertarse en el circuito del teléfono para hacer que su sonoridad sea igual a la del circuito de referencia (SETED, NOSFER, etc.)". Para teléfonos de calidad vocal muy diferente a la del circuito de referencia, la definición anterior no coincide con la que determina el equivalente de referencia como "la atenuación que debe insertarse en el circuito de referencia para hacer que su sonoridad sea igual a la del aparato telefónico". (Para aparatos telefónicos o sistemas con calidad vocal idéntica a la del circuito de referencia, las dos definiciones pueden ser equivalentes). La razón de la diferencia entre estas dos definiciones y la justificación de, por qué el método de igualación de sonoridad utiliza un nivel de escucha constante, es que la impresión subjetiva de igualdad de sonido entre dos sistemas de calidad diferente está afectada por el nivel sonoro con que se realiza el equilibrio.

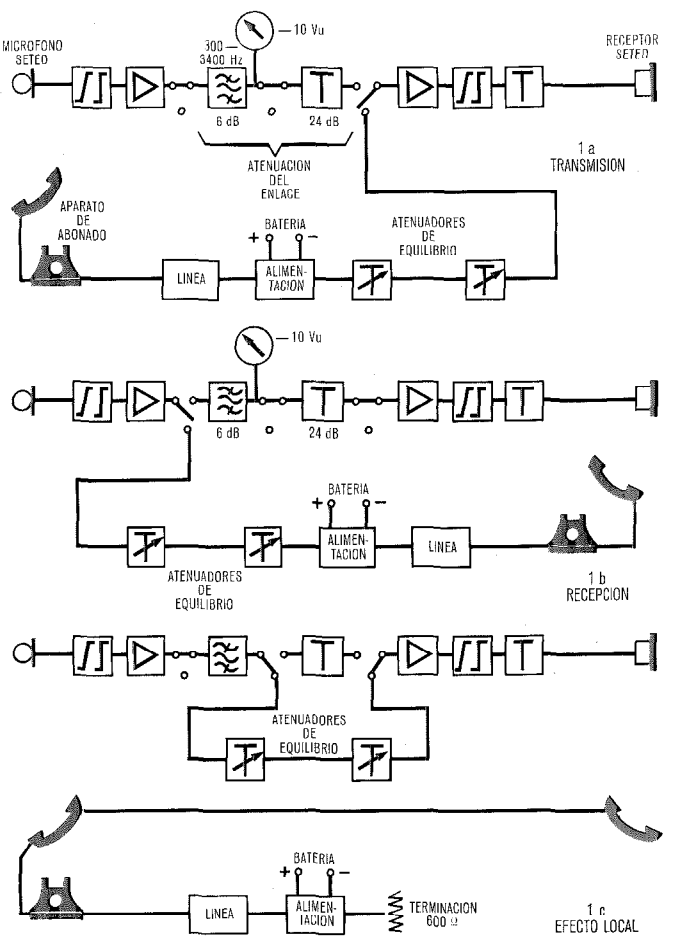



Fig. 1 Esquema para medidas de equivalentes de referencia con el SETED (transmisión, recepción y efecto local).

Lo anterior puede verse por algunas medidas hechas en el laboratorio del CCITT [5] sobre el filtro del SRAEN [6] que tiene un ancho de banda de 300 á 3400 Hz, como la mayor parte de los aparatos telefónicos modernos. La figura 2 muestra la variación de pérdidas medidas subjetivamente con el filtro SRAEN. Para una atenuación total de 25 á 30 dB entre los extremos de emisión y recepción del NOSFER (ver apéndice 4), la estimación subjetiva de la atenuación no está afectada de un modo apreciable por el nivel de sonoridad usado en el equilibrio.

Debe utilizarse un nivel de escucha constante. En las igualaciones de sonoridad realizadas con el SETED, STL utiliza una atenuación en el enlace de 30 dB (véase apéndice 3) que es equivalente a la atenuación de 23 dB en el NOSFER. Este asunto se discute con detalle en el apéndice 3.

No todas las observaciones hechas acerca del nivel de escucha constante pueden aplicarse en las medidas de equivalente de referencia de efecto local, para las que es necesario insertar una atenuación en el standard de referencia (SETED, NOSFER, etc.), a fin de obtener un nivel de sonoridad igual al del efecto local.

*2.2 OREM A*

Como resultado de la experiencia obtenida en los laboratorios del GPO y de STL, Bruel & Kjaer ha publicado una recomendación de procedimiento para utilizar su equipo 3350 [7]. Aunque actualmente debe considerarse como provisional, este procedimiento ha de ser seguido al pie de la letra si se quiere que los resultados entre laboratorios sean repetibles.

Particularmente importante es la parte del procedimiento que se refiere al acondicionamiento de los microteléfonos con transmisores de carbón (Fig. 3). En transmisión (emisión) con OREM A se hace posible el obtener con algunos transmisores resultados significativamente diferentes (de hasta 5—6 dB) debido a distintas interpretaciones de la técnica de acondicionamiento, tales como la de los movimientos de iniciación y terminación en el sentido de las agujas del reloj (la recomendada es la del sentido contrario), o la de separarse en más de aproximadamente un 40 % del total de los 5 segundos recomendados como tiempo de acondicionalmiento. El golpeteo del transmisor debe ser evitado.

El procedimiento recomendado ha sido seguido normalmente en cada uno de los aparatos evaluados con OREM A (con la excepción de que hasta ahora no se ha aplicado la corrección para el error del plano de referencia del pabellón receptor). En la tabla 2 se dan los resultados de 42 aparatos telefónicos en longitudes de línea de cero y 1200 ohmios en cable, habiéndose utilizado el mismo circuito de alimentación empleado durante la evaluación de los equivalentes de referencia.

## 3. Resultados

*3.1 Presentación*

Los resultados brutos de OREM A (para líneas de cero y 1200 ohmios) han sido comparados con los resultados del SETED (NOSFER)* obtenidos subjetivamente y

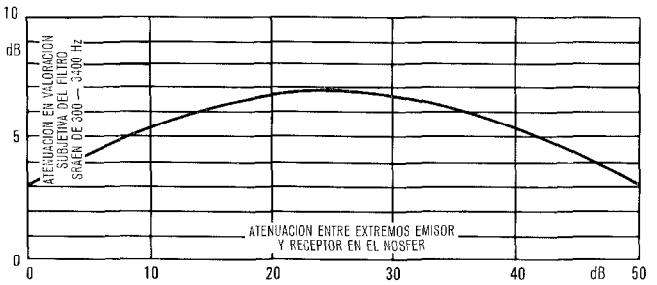



Fig. 2 Atenuación subjetiva del filtro SRAEN como función de la atenuación total entre extremos transmisor y receptor del NOSFER.

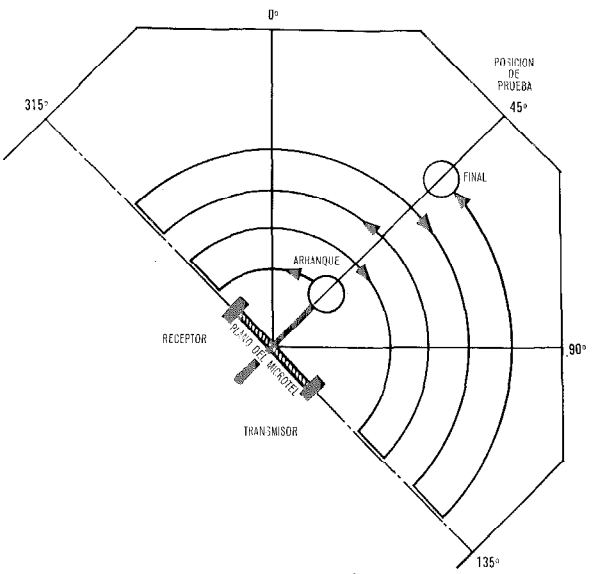


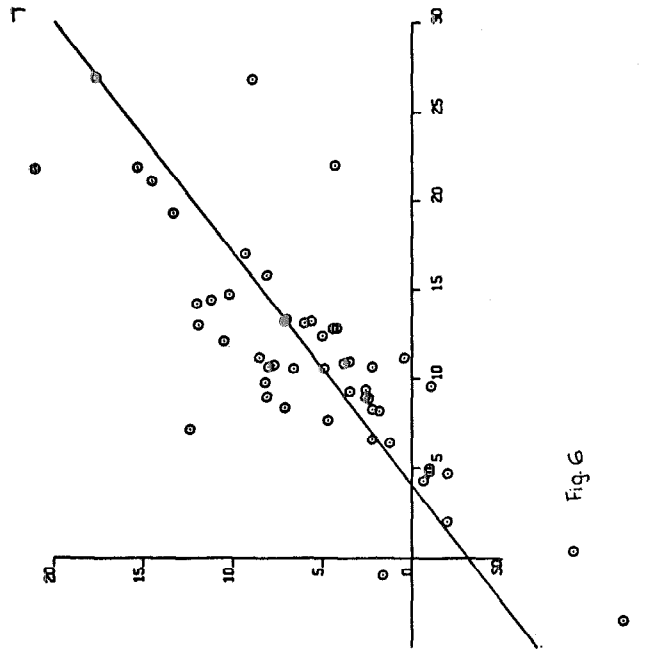

Fig. 3 Método de rotación del soporte del microteléfono durante el acondicionamiento del transmisor.

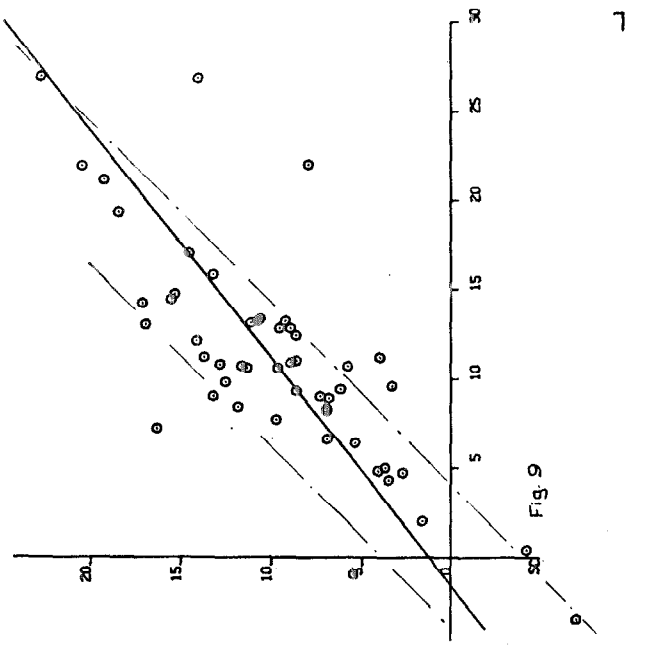
se muestran marcados en las figuras 4, 5 y 6, junto con la línea recta mejor adaptada, calculada empleando el método de los mínimos cuadrados. Los resultados OREM A corregidos, después de aplicar las correcciones indicadas en la referencia [1], detalladas en la tabla 1 para 3 aparatos, han sido también comparados con los del SETED que se encuentran marcados en las figuras 7, 8 y 9, junto con la línea recta mejor adaptada y con otras líneas a 45° dibujadas 2 dB (4 dB en el caso del efecto local) a un lado y otro del origen.

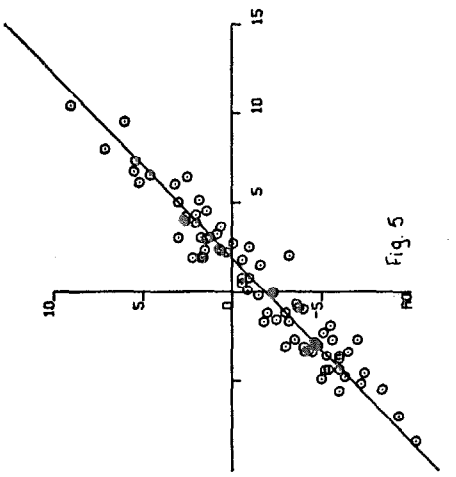
En la tabla 2 se dan los resultados tabulados que muestran las cifras actuales SETED, OREM A y las corregidas de OREM A para los 42 aparatos. Al final de cada columna se incluyen las desviaciones medias y la standard correspondiente a esos valores medios para las cifras con línea cero y línea de 1200 ohmios consideradas separadamente y en conjunto.

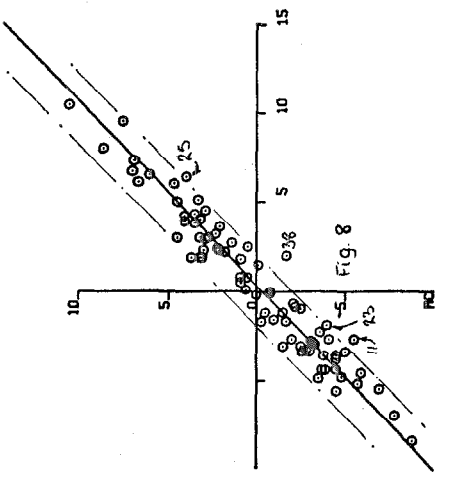
El valor medio y la desviación standard correspondiente a esa medida, para las condiciones de línea cero, línea de 1200 ohmios y línea cero y 1200 ohmios juntas, han sido calculadas después de tomar la diferencia entre las cifras individuales de las columnas 1 y 4 de la tabla 2. Estas medidas y las desviaciones standard se dan en la tabla 3 junto con las cifras calculadas en forma similar para las columnas 1—7, 2—5, 2—8, 3—6 y 3—9.

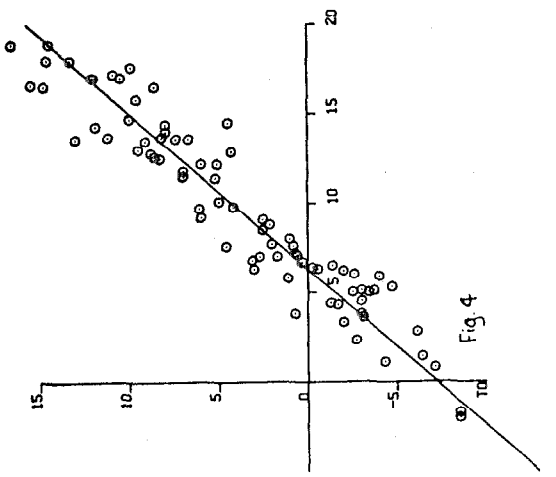
* Equivalente de referencia calibrado con el SETED y corregido para dar el valor que se espera en el NOSFER.

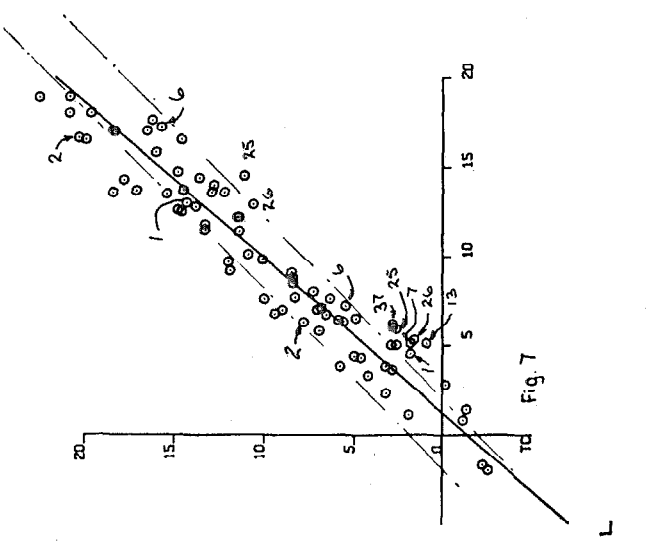



Figs. 4 á 9 Estas figuras han sido establecidas por un calculador que ha colocado los ejes y sus escalas, trasladado al plano los resultados de cada medida y trazado la curva de mayor aproximación.

El equivalente de referencia está puesto en abcisas en todos los casos mientras que las ordenadas en las figuras 4, 5 y 6 corresponden al OREM-A y en las figuras 7, 8 y 9 al OREM-A corregido.

Las figuras 4, 5 y 6 comparan el OREM-A con el SETED para resistencias de línea 0 y 1200, en transmisión, recepción y efecto local respectivamente. Las figuras 7, 8 y 9 hacen la misma comparación con el OREM-A corregido.

**Tabla 1 – Correcciones requeridas en las lecturas de OREM A para tres aparatos.**

| Razón de la corrección | Aparato de abonado | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | BPO 706 | | | WE 500 | | | Assistant ITT | | |
| | T | R | EL | T | R | EL | T | R | EL |
| Restricción del ancho de banda* | 4,5 | 4,5 | 4,5 | 4,5 | 4,5 | 4,5 | 4,5 | 4,5 | 4,5 |
| Calibración termófono/reciprocidad | 3,0 | – 3,0 | | 3,0 | – 3,0 | | 3,0 | – 3,0 | |
| Longitud del microteléfono | – 1,6 | | – 1,6 | – 2,7 | | – 2,7 | – 1,2 | | – 1,2 |
| Nivel de escucha alto | | | 1,8 | | | 1,8 | | | 1,8 |
| Total | 5,9 | 1,5 | 4,7 | 4,8 | 1,5 | 3,6 | 6,3 | 1,5 | 5,1 |

* Valor promedio tomado por el efecto de la limitación de la anchura de banda de la señal de la voz entre 200 á 4000 Hz.
T - Transmisión R - Recepción EL - Efecto local

**Tabla 2**

| Aparato | Línea cero | | | | | | | | | Línea 1200 ohmios | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | SETED | | | OREM A | | | OREM A Corr. | | | SETED | | | OREM A | | | OREM A Corr. | | |
| | T 1 | R 2 | EL 3 | T 4 | R 5 | EL 6 | T 7 | R 8 | EL 9 | T 1 | R 2 | EL 3 | T 4 | R 5 | EL 6 | T 7 | R 8 | EL 9 |
| 1 | 4,5 | –1,6 | 12,1 | –3,0 | –2,5 | 10,5 | 1,8 | –1,0 | 14,1 | 13,0 | 1,9 | 10,7 | 9,5 | 1,6 | 3,0 | 14,3 | 3,1 | 11,6 |
| 2 | 6,3 | –3,1 | 2,0 | 3,0 | –3,0 | –2,0 | 7,8 | –1,5 | 1,6 | 16,6 | 3,0 | 13,2 | 15,5 | 1,7 | 7,1 | 20,3 | 3,2 | 10,7 |
| 3 | 4,3 | –1,2 | 10,9 | –1,7 | –2,0 | 3,8 | 4,6 | –0,5 | 8,9 | 13,5 | 3,0 | | 9,1 | 1,2 | | 15,4 | 2,7 | |
| 4 | 8,0 | –4,4 | 13,1 | 1,0 | –6,0 | 6,0 | 7,3 | –4,5 | 11,1 | 17,0 | 0,0 | | 12,0 | –2,3 | | 18,3 | –0,8 | |
| 5 | 7,0 | –5,5 | | 1,7 | –8,4 | | 7,1 | –6,9 | | | | | | | | | | |
| 6 | 7,2 | –3,4 | 9,4 | 0,7 | –4,5 | 2,6 | 5,5 | –3,0 | 6,2 | 17,2 | 0,5 | 13,2 | 10,9 | –0,6 | 5,6 | 15,7 | 0,9 | 9,2 |
| 7 | 5,1 | –0,1 | 10,7 | –3,0 | –2,3 | 2,2 | 1,8 | –0,8 | 5,8 | 13,6 | 5,1 | 12,4 | 7,4 | 1,8 | 5,0 | 12,2 | 3,3 | 8,6 |
| 8 | 7,6 | –3,6 | 9,6 | 0,8 | –6,0 | –1,1 | 6,4 | –4,5 | 3,3 | 14,4 | 0,8 | 8,9 | 8,0 | –1,0 | 2,4 | 13,6 | 0,5 | 6,8 |
| 9 | 1,4 | –3,8 | | –6,4 | –6,0 | | –1,4 | –4,5 | | 12,8 | 3,8 | | 8,8 | 2,0 | | 13,8 | 3,5 | |
| 10 | 5,0 | –2,9 | | –2,5 | –4,7 | | 2,6 | –3,2 | | | | | | | | | | |
| 11 | –1,7 | –2,7 | | –8,5 | –7,0 | | –2,3 | –5,5 | | 11,4 | 3,0 | | 5,2 | 3,0 | | 11,4 | 4,5 | |
| 12 | 6,4 | –4,4 | | –0,3 | –5,4 | | 5,9 | –3,9 | | 13,6 | 1,9 | | 6,7 | 1,7 | | 12,9 | 3,2 | |
| 13 | 5,1 | –1,7 | | –3,7 | –1,8 | | 0,9 | –0,3 | | 14,0 | 4,2 | 22,0 | 8,0 | 2,6 | 4,3 | 12,8 | 4,1 | 7,9 |
| 14 | 6,5 | –4,4 | 9,3 | –1,4 | –5,2 | 3,5 | 4,9 | –3,7 | 8,6 | 13,7 | 4,0 | 21,9 | 8,2 | 2,7 | 15,3 | 14,5 | 3,2 | 20,4 |
| 15 | 5,0 | –5,6 | 11,0 | –3,4 | –6,0 | 3,5 | 2,9 | –4,5 | 8,6 | 17,6 | 2,3 | 12,8 | 9,9 | 1,5 | 4,4 | 16,2 | 3,0 | 9,5 |
| 16 | 7,6 | 0,8 | 14,4 | 4,6 | –0,6 | 11,2 | 10,0 | 0,9 | 15,5 | 13,6 | 4,5 | 9,8 | 13,0 | 1,4 | 8,2 | 18,4 | 2,9 | 12,5 |
| 17 | 2,8 | 2,2 | 9,0 | –6,1 | 0,3 | 2,6 | –0,2 | 1,8 | 7,3 | 9,8 | 6,1 | 10,6 | 4,2 | 5,2 | 6,6 | 10,1 | 6,7 | 11,3 |
| 18 | 5,8 | –0,2 | 10,6 | 1,1 | –1,5 | 4,9 | 7,0 | 0,0 | 9,6 | 14,3 | 5,0 | 8,4 | 11,9 | 3,0 | 7,1 | 17,8 | 4,5 | 11,8 |
| 19 | 8,5 | 2,7 | 21,1 | 2,5 | –0,1 | 14,5 | 8,4 | 1,4 | 19,2 | 18,9 | 10,4 | 21,8 | 16,6 | 9,0 | 21,0 | 22,5 | 10,5 | 25,7 |
| 20 | 6,3 | –4,6 | 13,0 | –0,6 | –7,4 | 11,9 | 5,6 | –5,9 | 16,9 | 18,0 | 2,5 | 7,7 | 14,6 | –1,0 | 4,7 | 20,8 | 0,5 | 9,7 |
| 21 | 7,1 | –8,4 | 4,8 | 0,6 | –10,3 | –1,0 | 6,9 | –8,8 | 4,1 | 18,9 | –0,7 | 9,0 | 14,5 | –3,6 | 8,1 | 20,8 | –2,1 | 13,2 |
| 22 | 2,3 | –3,4 | 12,8 | –2,7 | –6,5 | 4,2 | 3,2 | –5,0 | 8,9 | 13,7 | 6,0 | | 11,2 | 3,2 | | 17,1 | 4,7 | |
| 23 | 0,8 | –1,9 | 0,4 | –7,1 | –5,5 | –9,0 | –1,2 | –4,0 | –4,3 | 10,1 | 3,6 | 5,0 | 5,0 | 0,6 | –1,0 | 10,9 | 2,1 | 3,7 |
| 24 | 1,1 | 1,9 | 10,8 | –4,3 | 2,2 | 7,7 | 1,9 | 3,7 | 12,8 | 12,6 | 8,0 | 14,2 | 8,6 | 7,1 | 12,0 | 14,8 | 8,6 | 17,1 |
| 25 | 5,9 | –4,9 | | –4,0 | –5,0 | | 2,6 | –3,5 | | 14,5 | 6,4 | | 4,5 | 2,5 | | 11,1 | 4,0 | |
| 26 | 5,3 | –2,7 | | –4,7 | –5,6 | | 1,6 | –4,1 | | 12,9 | 3,9 | | 4,3 | 2,6 | | 10,6 | 4,1 | |
| 27 | 7,7 | –3,1 | 14,7 | 2,0 | –4,0 | 10,2 | 8,3 | –2,5 | 15,3 | 16,5 | 7,3 | | 8,6 | 5,4 | | 14,6 | 6,9 | |
| 28 | 7,0 | –0,9 | 15,8 | 2,7 | –3,7 | 8,1 | 9,0 | –2,2 | 13,2 | | | | | | | | | |
| 29 | 8,8 | –3,3 | | 2,1 | –4,3 | | 8,4 | –2,8 | | 17,0 | 6,7 | | 12,1 | 5,5 | | 18,4 | 7,0 | |
| 30 | 9,1 | –3,6 | | 2,5 | –5,3 | | 8,5 | –3,8 | | 17,0 | 6,5 | | 10,5 | 4,6 | | 16,5 | 6,1 | |
| 31 | 6,7 | –1,7 | | 0,3 | –3,2 | | 6,6 | –1,7 | | 18,0 | 9,5 | | 13,3 | 6,0 | | 19,6 | 7,5 | |
| 32 | 3,8 | –2,8 | –1,0 | 0,7 | –4,6 | 1,6 | 5,8 | –3,1 | 5,5 | 16,5 | 4,3 | 7,2 | 14,8 | 2,0 | 12,4 | 19,9 | 3,5 | 16,3 |
| 33 | 11,8 | –3,0 | | 7,0 | –4,8 | | 13,3 | –3,3 | | | | | | | | | | |
| 34 | 6,0 | –7,0 | 6,4 | –2,6 | –9,3 | 1,2 | 2,8 | –7,8 | 5,4 | 12,2 | 1,5 | 4,3 | 6,0 | –1,6 | –0,7 | 11,4 | –0,1 | 3,5 |
| 35 | 3,8 | –1,2 | | –3,0 | –3,0 | | 3,2 | –1,5 | | | | | | | | | | |
| 36 | 3,3 | –2,3 | | –2,0 | –5,1 | | 4,2 | –3,6 | | | | | | | | | | |
| 37 | 6,2 | –1,0 | 11,2 | –2,0 | –4,0 | 0,4 | 2,8 | –2,5 | 4,0 | 14,7 | 3,2 | 13,3 | 10,0 | 0,8 | 7,0 | 14,8 | 2,3 | 10,6 |
| 38 | 6,8 | 1,8 | 26,8 | 3,1 | –0,6 | 8,9 | 9,4 | 0,9 | 14,0 | 11,5 | 2,0 | 26,9 | 7,0 | –3,2 | 17,6 | 13,3 | –1,7 | 22,7 |
| 39 | 12,2 | –2,7 | 17,0 | 5,1 | –3,5 | 9,3 | 11,5 | –2,0 | 14,5 | 15,8 | 0,1 | 11,2 | 9,6 | –0,9 | 8,5 | 16,0 | 0,6 | 6,9 |
| 40 | 3,6 | –3,4 | 4,7 | –3,1 | –4,1 | –2,0 | 2,8 | –2,6 | 2,7 | 9,2 | 2,4 | 6,6 | 6,0 | 0,7 | 2,2 | 11,9 | 2,2 | 13,7 |
| 41 | –2,0 | –5,2 | –3,5 | –8,5 | –7,2 | –11,8 | –2,6 | –5,7 | –7,1 | 9,7 | 2,3 | 8,3 | 6,1 | 0,6 | 2,2 | 12,0 | 2,1 | 18,4 |
| 42 | 4,4 | –4,8 | 8,2 | –1,3 | –6,3 | 1,8 | 5,0 | –4,8 | 6,9 | 12,5 | 2,9 | 19,3 | 8,3 | 1,4 | 13,3 | 14,6 | 2,9 | 6,9 |
| M | 5,49 | –2,65 | 10,19 | –1,06 | –4,38 | 3,70 | 4,78 | –2,87 | 8,31 | 14,34 | 3,83 | 12,45 | 9,44 | 1,87 | 7,55 | 15,26 | 3,34 | 12,03 |
| DS | 2,95 | 2,39 | 6,37 | 3,60 | 2,58 | 6,00 | 3,70 | 2,58 | 6,13 | 2,67 | 2,61 | 5,93 | 3,38 | 2,77 | 5,46 | 3,34 | 2,76 | 5,65 |
| M | 9,57 | 0,34 | 11,23 | 3,79 | –1,49 | 5,48 | 9,61 | –0,01 | 10,02 | Todos los datos considerados en conjunto | | | | | | | | |
| DS | 5,25 | 4,09 | 6,22 | 6,31 | 4,10 | 6,02 | 6,33 | 4,09 | 6,15 | | | | | | | | | |

M = Media DS = Desviación standard OREM A Corr. = OREM A Corregido

**Tabla 3 – Valores medios y desviación standard en dB deducidos de tabla 2.**

| | Línea cero | | Línea 1200 ohmios | | Línea cero y 1200 ohmios | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | Media | D. S. | Media | D. S. | Media | D. S. |
| 1—4 | 6,54 | 1,70 | 4,90 | 2,07 | 5,78 | 2,04 |
| 1—7 | 0,71 | 1,80 | −0,92 | 1,97 | −0,04 | 2,04 |
| 2—5 | 1,73 | 1,04 | 1,96 | 1,12 | 1,84 | 1,08 |
| 2—3 | 1,23 | 1,04 | 0,49 | 1,12 | 0,35 | 1,08 |
| 3—6 | 6,49 | 3,67 | 4,89 | 4,18 | 5,75 | 3,96 |
| 3—9 | 1,88 | 3,60 | 0,42 | 4,34 | 1,21 | 3,99 |

**Tabla 4 – Valores de las constantes G y C deducidos de la tabla 2.**

| | Línea cero | | Línea 1200 ohmios | | Línea cero y 1200 ohmios | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | G | C | G | C | G | C |
| 1 & 4 | 1,077 | −7,0 | 1,004 | −5,0 | 1,146 | −7,2 |
| 1 & 7 | 1,100 | −1,3 | 1,012 | 0,7 | 1,150 | −1,4 |
| 2 & 5 | 0,986 | −1,8 | 0,971 | −1,9 | 0,969 | −1,8 |
| 2 & 8 | 0,986 | −0,3 | 0,970 | −0,4 | 0,966 | −0,3 |
| 3 & 6 | 0,777 | −4,2 | 0,675 | −0,9 | 0,762 | −3,1 |
| 3 & 9 | 0,804 | 0,1 | 0,687 | 3,5 | 0,784 | 1,2 |

G y C son parámetros de la ecuación $y = Gx + C$

**Tabla 5 – Valores medios y desviaciones standard (en dB) calculados con la ecuación $y = Gx + C$.**

| | Línea cero | | Línea 1200 ohmios | | Línea cero y 1200 ohmios | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | Media | D. S. | Media | D. S. | Media | D. S. |
| 4′ | −1,06 | 3,18 | 9,44 | 2,68 | 3,79 | 6,02 |
| 7′ | 4,78 | 3,25 | 15,26 | 2,70 | 9,61 | 6,04 |
| 5′ | −4,38 | 2,36 | 1,81 | 2,53 | −1,49 | 3,96 |
| 8′ | −2,87 | 2,36 | 3,34 | 2,53 | −0,01 | 3,95 |
| 6′ | 3,70 | 4,95 | 7,55 | 4,00 | 5,48 | 4,76 |
| 9′ | 8,31 | 5,12 | 12,03 | 4,07 | 10,02 | 4,87 |

**Tabla 6 – Valores medios y desviaciones standard de las diferencias entre la tabla 2 y la tabla 5.**

| | Línea cero | | Línea 1200 ohmios | | Línea cero y 1200 ohmios | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | Media | D. S. | Media | D. S. | Media | D. S. |
| 4—4′ | 0 | 1,68 | 0 | 2,07 | 0 | 1,89 |
| 7—7′ | 0 | 1,77 | 0 | 1,97 | 0 | 1,88 |
| 5—5′ | 0 | 1,04 | 0 | 1,12 | 0 | 1,07 |
| 8—8′ | 0 | 1,04 | 0 | 1,12 | 0 | 1,07 |
| 6—6′ | 0 | 3,39 | 0 | 3,71 | 0 | 3,68 |
| 9—9′ | 0 | 3,37 | 0 | 3,92 | 0 | 3,75 |

El cálculo para establecer la mejor línea recta a través de los puntos marcados en las figuras 4—9 corresponde a una ecuación de la forma

$$y = Gx + C. \qquad (1)$$

Los diversos valores para G y C de la tabla 4 están dados para las columnas de la tabla 2: 1 y 4, 1 y 7, 2 y 5, 2 y 8, 3 y 6, 3 y 9, utilizando separadamente y en conjunto los datos para cero y 1200 ohmios.

Partiendo de los valores establecidos de G y C es posible calcular el valor esperado para las columnas 4,7; 5,8; 6 y 9, utilizando los valores observados de las columnas 1, 2 y 3 (valores de equivalentes de referencia para transmisión, recepción y efecto local) para los valores de x en la ecuación anterior. Se ha realizado esto y en la tabla 5 se indican las desviaciones medias y standard de las nuevas columnas de las figuras 4′, 7′; 5′, 8′; 6′, 9′ para los tres agrupamientos de los datos.

*3.2 Discusión*

En las figuras 7 á 9 se observan claramente las mejoras obtenidas en la correlación entre los equivalentes de referencia (SETED) y las determinaciones de OREM A. Esto es particularmente verdad en recepción, en donde después de aplicar una corrección sencilla de + 1,5 dB, las cifras de OREM A están de acuerdo con los valores de equivalentes de referencia dentro de ± 2 dB (con la excepción de los aparatos 11 y 23 sobre línea de cero ohmios y los 25 y 38 sobre línea de 1200 ohmios). Sin embargo, el trazado de la mejor línea recta a través de los puntos de la figura 8 pasa próxima al origen (valores c de la tabla 4 para las columnas 2—8) al considerarse los datos en conjunto o como bloques separados (líneas cero, 1200 ohmios). La pendiente de la mejor línea recta correspondiente tiene sin embargo valores menores que 1 (valores de G en la tabla 4).

Todavía no hay una explicación posible para la escasa correlación mostrada por los aparatos 11 y 38 (Fig. 6), pero puede suceder que después de aplicar una corrección para la respuesta en frecuencia, se obtenga una correlación mejor. Ambos aparatos muestran características de igualación muy buenas y existe la posibilidad de que los componentes de la igualación (en ambos casos se emplean diodos extensamente) sean responsables de algunos de los efectos de falta de linealidad puestos al descubierto por la discrepancia entre los niveles de señal usados en las determinaciones del equivalente de referencia y de OREM A.

La correlación entre el OREM A corregido y los resultados de equivalentes de referencia de transmisión, muestra la mejora general esperada después de aplicar las correcciones necesarias en cada aparato, pero hay todavía desviaciones considerables en algunos aparatos. Pudiera esperarse que la desviación de las diferencias entre equivalentes de referencia y OREM A se redujese después de la aplicación de las necesarias correcciones, pero este no es el caso como puede verse por el estudio de las desviaciones standard correspondientes a las medias de las diferencias entre las columnas 1 y 4, 1 y 7 de la tabla 2, detalladas en la tabla 3. De hecho estas desviaciones standard permanecen exactamente las mismas cuando se consideran en conjunto todos los datos (cero y 1200 ohmios).

El trazado de la mejor línea recta a través de los puntos de la figura 7 muestra una pendiente mayor que la unidad, indicando que para líneas cortas el equipo B & K 3350/51, [7], asigna a los aparatos una valoración de mayor sonoridad que el equivalente de referencia y un

valor más bajo para líneas más largas. Esta tendencia no está limitada a los aparatos con transmisores de carbón. Los aparatos 14, 34 y 42, con micrófonos dinámicos y amplificadores, muestran también la misma tendencia, que es evidente por la diferencia entre las columnas 1 y 7 de la tabla 2, haciéndose más negativos en líneas más largas. Estos resultados confirman que la diferencia entre la integración de sonoridad subjetiva y objetiva causada por la longitud de línea [3] y además que el efecto aparenta ser opuesto en signo para transmisión y para recepción (los valores de G en la tabla 4 tienen valores mayores que uno en transmisión y menores que uno en recepción). Es posible que esto sea debido a que el espectro de frecuencia integrado para la sonoridad difiera en las distintas condiciones de medida.

Parte de la pobre correlación de los aparatos 7, 13, 25, 26 y 37 puede ser atribuida a un error significativo de plano de referencia del pabellón receptor de 0,4 dB (aplicable también a los aparatos 1, 2 y 6) y otra parte a la dificultad en la determinación de la corrección por la longitud del microteléfono [3]. Las correcciones por longitud para todos los microteléfonos han sido obtenidas de acuerdo con la ref. [3], utilizando la figura 10, la cual es una copia corregida de una figura de la citada referencia [3]. La figura fué dibujada utilizando información estadística en uso normal sobre el eje de la boca y las correcciones extraídas de ello deben ser consideradas como aproximadas cuando se aplican al ancho total del espectro de la voz. El efecto de estorbo de la tapa de un transmisor próxima a la boca es significativo en el gradiente de decaimiento de la presión sonora con la distancia, particularmente para la boca artificial. Este asunto está todavía en estudio pero el efecto puede aclararse con referencia a la figura 11. La sonoridad de un teléfono estable con transmisor dinámico fué evaluado con el SETED y con una lectura de OREM A a varias distancias axiales de los labios (o de calibres

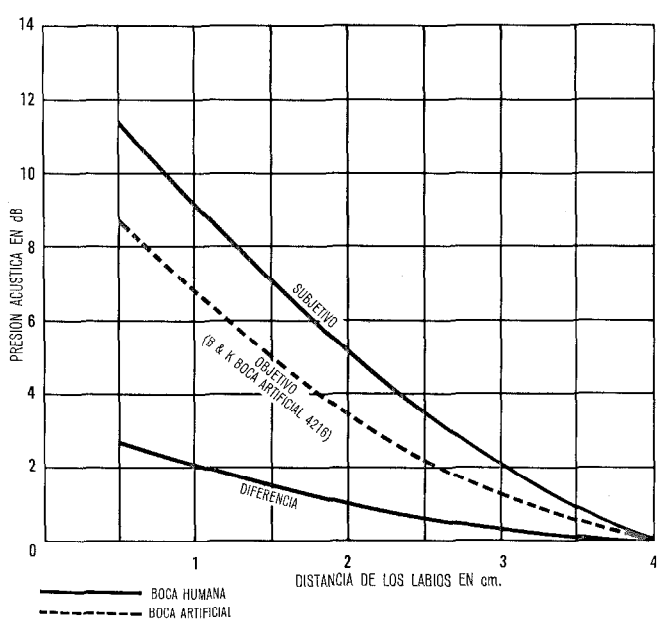



Fig. 10 Presión acústica en medio de la banda (700 Hz) como función de la distancia de los labios para la boca humana y artificial.

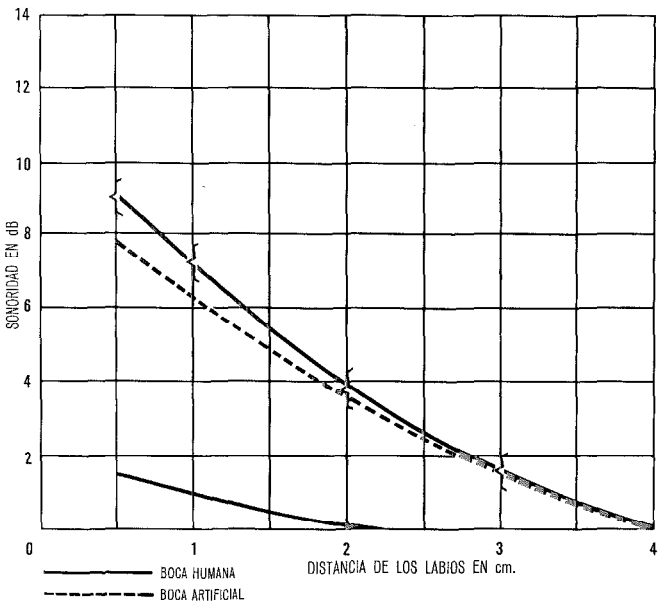



Fig. 11 Medida subjectiva (equivalente de referencia) y objetiva (OREM-A) de transmisión en función de la posición de labios para un microteléfono típico.

labiales de la boca artificial Bruel & Kjaer 4216). En las figuras 10 y 11 aparecen evidentes las diferencias.

Posiblemente, otros ejemplos de correlación deficiente se pudieron explicar por el hecho de que la respuesta en frecuencia no ha sido tenida en cuenta y porque el método recomendado para el acondicionamiento del carbón puede no ser óptimo en muchos casos para algunos transmisores.

La principal razón para una pobre correlación en el caso del efecto local es la amplia variación de las características de frecuencia, aunque también son válidas la mayor parte de las razones anteriores.

Con respecto a la corrección del nivel de escucha [1], su valor debe de variar aproximadamente entre 4 y cero cuando el equivalente de referencia de efecto local varía de cero a + 20. Esto es evidente en la figura 2, aunque la curva mostrada debe ser considerada como una aproximación muy vaga a la que se podría obtener con un "filtro" que tuviese la clase de característica de frecuencia que se registra en las condiciones de efecto local.

## 4. Conclusiones

Se presentan los resultados de las medidas de equivalentes de referencia y de OREM A para 42 aparatos. Se encuentra una correlación razonable entre las medidas para la mayoria de los aparatos de abonado, aunque hay todavia unos pocos que requieren (y lo están recibiendo) un estudio más detallado de las causas por las que las correcciones "promedio" aplicadas no producen una correlación satisfactoria. Estos estudios están siendo dirigidos hacia un conocimiento más detallado de los efectos del acondicionamiento de los transmisores de carbón, de los efectos de estorbo de las embocaduras de los transmisores próximas a las bocas humanas y artificiales y del espectro de frecuencia del efecto local.

## Apéndice 1

*Equipo de pruebas de voz y oido de STL — Selección y actuación*

El equipo de pruebas subjetivas de voz y oido de STL, formado por seis mujeres, fue seleccionado de entre más de 60 aspirantes sobre la base de los resultados de las siguientes pruebas:

a) facultad de audición — se efectuaron pruebas audiométricas para seleccionar a los aspirantes con audición normal;

b) facultad de dicción — se excluyeron los aspirantes de dicción o pronunciación anormal;

c) pruebas aritméticas — concebidas para determinar la habilidad para registrar sumas, restas y, en general manejar cifras con seguridad;

d) pruebas psicológicas — proyectadas para determinar sus facultades y deseos de cooperación y acoplamiento con los otros miembros del equipo en general y para evaluar su estabilidad mental bajo condiciones ambientales cambiantes, como por ejemplo, confinamiento en solitario durante un plazo corto.

Para efectuar las igualaciones de sonoridad entre aparatos o sistemas telefónicos y el SETED, el equipo actúa normalmente en rotación de cuatro operadores de entre los seis. Para la determinación de cada medida de sonoridad se realizan normalmente 48 igualaciones con cada subgrupo de 4 operadores, hablando cuatro veces cada uno de éstos con cada uno de los otros tres componentes. Las cuatro igualaciones de cualquier pareja locutor — oyente se hacen consecutivamente, pronunciando primero el locutor las frases a través del sistema de referencia (SETED) y después repitiéndolas a traves del aparato telefónico en dos de las igualaciones e invirtiendo entonces el orden para las otras dos. Este método reduce la tendencia de acentuar cualquiera de las dos "charlas" como pudiera suceder si el locutor hablase siempre primero a través del sistema de referencia (en donde el nivel de la voz está controlado por el volúmetro) y mantiene también un cierto entrenamiento, puesto que el locutor debe usar su propia destreza para conseguir en las dos segundas igualaciones el mismo nivel de voz que empleó en las dos primeras a través del aparato telefónico, ya que el nivel de la voz se controla solamente sobre la segunda.

El equipo puede escoger de entre una lista de más de 100 frases.

Normalmente, durante una igualación, las frases se repiten solamente una vez y la igualación se obtiene normalmente después de 5 á 10 frases.

Con el fin de tener en cuenta el hecho de que todos los miembros del equipo son hembras, se aplica a la calibración del SETED un pequeño factor como corrección del espectro de la voz.

Recientemente, al evaluar dos aparatos telefónicos estables en el CCITT y en STL, la concordancia entre las valoraciones obtenidas con el NOSFER y el SETED (corregido para concordar con el NOSFER), se mantuvo entre 0 y 2,5 dB para transmisión y recepción, correspondiendo siempre las valoraciones más altas al NOSFER. Es probable que de tener en cuenta los diferentes niveles de escucha, la concordancia fuese más próxima (Fig. 5). Una concordancia similar se obtuvo para el efecto local, pero aquí el SETED tenía tendencia a encontrar valoraciones más altas.

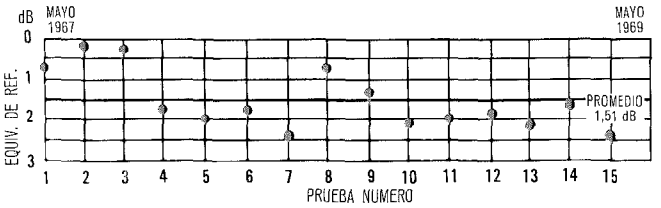



Fig. 12 Valoraciones del equivalente de referencia de un aparato estable durante el período de Mayo de 1967 a Mayo de 1969.

En los dos años últimos y como parte del programa normal de medidas de equivalentes de referencia, se ha evaluado ocasionalmente un tercer aparato telefónico estable. Los resultados se presentan en la figura 12. Los límites de confianza se encuentran típicamente entre 0,5 ± 0,2 dB con desviaciones standard que varían entre 1 y 2 dB. Un análisis completo de los resultados propor-

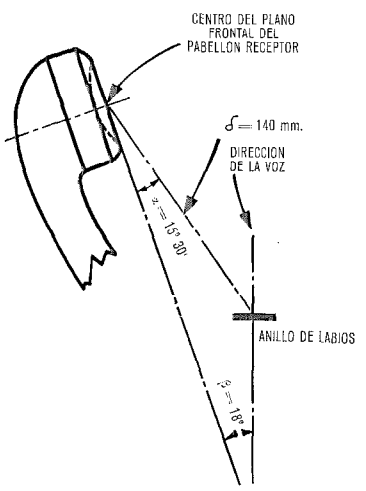



Fig. 13 Recomendación del CCITT [5] que define la posición de los labios en la determinación del equivalente de referencia.

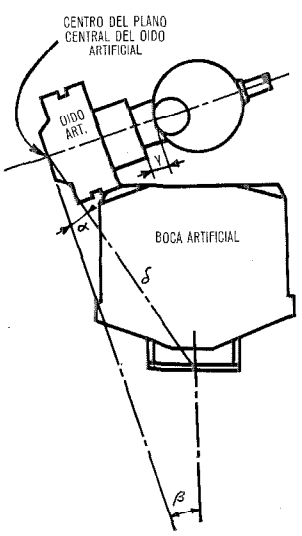



Fig. 14 Método para establecer las posiciones relativas de la boca y oido artificial utilizando el calibre especial [3].

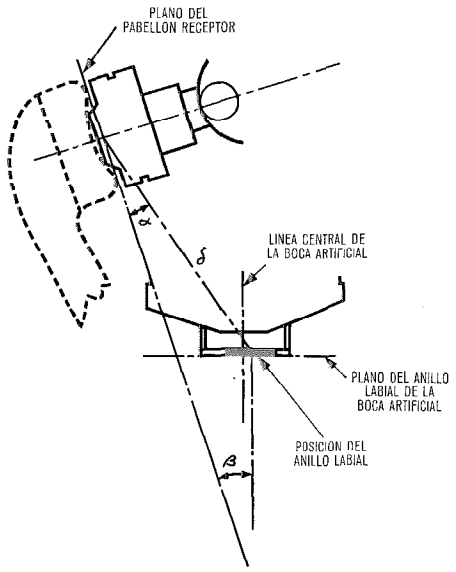



Fig. 15 Posición del anillo de guarda de los labios adaptado a un microteléfono cuando éste se coloca en la cabeza de prueba de acuerdo con la recomendación [2].

cionará alguna información valiosa sobre la estabilidad del equipo de pruebas subjetivas de voz y oido de STL, el aparato telefónico "estable" y el SETED.

## Apéndice 2

*Error del plano de referencia del pabellón receptor*

La referencia [8] documenta sobre la recomendación del CCITT que define la posición que deben tener los labios al hacer medidas de equivalentes de referencia (Fig. 13). El método especificado en el manual de Bruel and Kjaer sobre el ETMS 3350/51 para establecer la relación entre boca y oido artificiales (Fig. 14), puede dar lugar a que el microteléfono tome una posición errónea con relación a la boca artificial. En efecto, debido a que el borde del plano del pabellón receptor se toma como referencia del oido artificial cuando se ajusta la cabeza de prueba utilizando el calibre especial, la única forma de pabellón receptor que resultará correcta en la posición del microteléfono es la de una cara plana. Los pabellones receptores cóncavos (los más comunes) darán lugar a que el transmisor del microteléfono quede colocado demasiado lejos al otro lado de la línea central de la boca artificial (véase Fig. 15) y esto, dependiendo de la longitud y forma del microteléfono, puede aumentar o disminuir la cifra resultante con el OREM A.

Con el fin de obtener más información acerca de la influencia de la posición del microteléfono sobre la cifra resultante del OREM A, se han llevado a cabo algunas medidas sobre cinco microteléfonos diferentes. En cada uno de estos microteléfonos se reemplazó el micrófono de carbón por otro de armadura basculante con amplificador incorporado de un aparato telefónico estable con característica de frecuencia normal. La posición del microteléfono en la cabeza de prueba Bruel and Kjaer se fué alterando entonces en pasos discretos variando la posición del oido artificial a lo largo de su eje (dimensión Y en la figura 14). Para cada posición se anotó la lectura OREM A en transmisión. Los resultados con respecto a X se han marcado gráficamente en la figura 17, siendo X un cambio en la dimensión Y.

Aunque el microfono de armadura basculante y la ganancia del aparato de abonado estable no se alteraron al cambiar los microteléfonos, las diferencias en la sensibilidad general, mostradas entre estos últimos, no deben interpretarse demasiado literalmente, ya que no se comprobó la calibración entre cada cambio.

Cada uno de los 5 microteléfonos medidos presenta características particulares, debidas a sus diferentes efectos de estorbo en relación con la boca artificial Bruel & Kjaer 4216 y muestran diferente sensibilidad al cambiar la posición del transmisor con respecto a su colocación correcta con respecto al plano del pabellón receptor. Cuando por ejemplo se aumenta Y, el aparato BPO 706 da una lectura OREM A de más sonoridad, el aparato número 26 de otro fabricante no varía virtualmente y los 3 restantes dan lecturas decrecientes en grados diversos. La tabla 7 muestra el alcance del efecto del error de plano de referencia del pabellón receptor y el movimiento necesario medido, para colocar el microteléfono en la posición correcta.

**Tabla 7 – Error por el plano de referencia del pabellón del receptor.**

| Aparato | Error de plano de referencia del pabellón receptor | Distancia X para una posición correcta |
|---|---|---|
| BPO 706 | −0,4 dB | 3,76 mm |
| ITT Telecommunication K 500 | +0,4 dB | 5,84 mm |
| ITT Assistant | +0,1 dB | 2,16 mm |
| Aparato 32 | 0,0 dB | 1,98 mm |
| Aparato 26 | 0,0 dB | 1,65 mm |

Para corregir las medidas de transmisión y de efecto local OREM A hechas con el aparato Bruel & Kjaer 3350/51 y determinadas tal y como se describen en su manual, se deben de añadir a los resultados las cifras de error del plano de referencia del pabellón receptor citadas arriba. Es preferible sin embargo, hacer todas las medidas de OREM A con el pabellón receptor en el plano de referencia correcto, deduciendo el movimiento X necesario (Fig. 16) del dibujo del microteléfono.

Aun con el oido artificial en la posición correcte, existe todavía la posibilidad de colocar el transmisor del microteléfono demasiado cerca o demasiado lejos de la boca artificial. Esto se debe al hecho de que con la mayoria de los pabellones receptores (con frecuencia de forma cóncavo-esférica) es posible obtener un "buen asiento" con el oido artificial para gran número de ángulos del microteléfono (como se describe en la ref. [7]). Esto puede originar errores significativos dado el cambio de valor relativamente rápido de transmisión OREM A (y de efecto local) con la posición del transmisor.

Para impedir los errores posicionales que son posibles al seguir el procedimiento recomendado de colocación se sugieren las siguientes propuestas:

a) el anillo de labios (anillo de guarda) de diámetro ancho de las boca artificial B & K 4216 debe ser reempla-

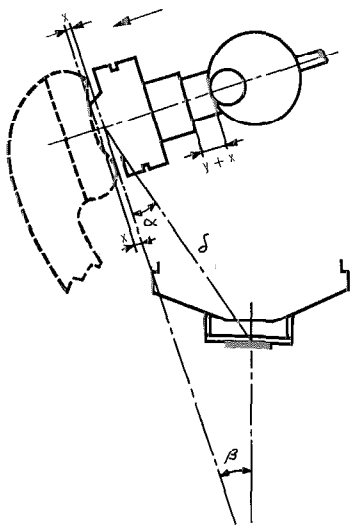



Fig. 16 Colocación del oido artificial de acuerdo con la recomendación del CCITT [1]. El oido está avanzado una distancia $X$ en la dirección de la flecha, siendo $X$ la penetración del oido en plano de corte dentro del pabellón auricular (pabellones cóncavos).

zado por otro que tenga un diámetro de 2,54 cm, según se describe en la ref. [8], pero teniendo aproximadamente una mitad del corte del anillo en dirección opuesta al asiento del oido artificial para permitir la colocación de microteléfonos cortos. (Esto ha sido sugerido también verbalmente por el BPO y B & K;

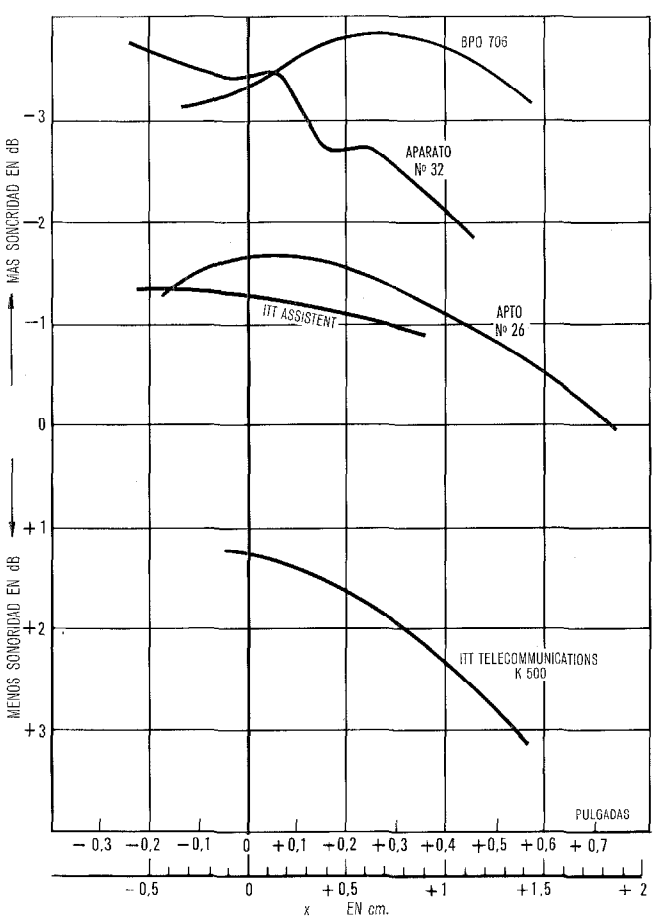



Fig. 17 Variación en el OREM-A en transmisión con el desplazamiento $X$ del oido artificial para distintos aparatos de abonado con los transmisores, reemplazados por un modelo de armadura basculante. Los aparatos 26 y 32 provienen de otros fabricantes.

b) el oido artificial debe moverse para conseguir el plano de referencia correcto, del receptor.

c) el microteléfono debe ser provisto con un anillo de guarda colocado correctamente como se describe en la ref. [8] y se muestra en la figura 13.

d) se debe entonces colocar correctamente el microteléfono en la cabeza de prueba B & K con el anillo de guarda de la boca artificial en contacto cerrado con el que está adaptado al microteléfono;

e) cualquier ajuste posterior del conjunto total para obtener un buen contacto en el oido, debe realizarse por medio de ligeros ajustes del oido y no por movimiento del microteléfono con relación a la boca.

## Apéndice 3

*Atenuación del enlace del SETED*

El calibrado en 1966 del SETED mostraba que con el filtro de paso de banda de 300—3400 Hz intercalado, la sonoridad total es 1,23 dB más fuerte que en el NOSFER. Con 6 dB de atenuación producida por el filtro en la banda de paso, la valoración con el SETED es 7,2 dB de más sonoridad que en el NOSFER. Por lo tanto con 30 dB de atenuación total del enlace en el SETED (24 dB en un atenuador y 6 dB en el filtro de paso de banda), el nivel de escucha en el SETED es equivalente a la sonoridad del NOSFER con una atenuación en el enlace de $30 - 7{,}2 = 22{,}8$ dB.

Puede verse con el calibrado original del SFERT (con correcciones adecuadas para la respuesta en frecuencia a la distancia de conversación y la introducción de la respuesta orto-telefónica) que el SETED con 30 dB de atenuación en el enlace tiene aproximadamente 3,5 dB más de sonoridad que una audición monoauricular con una separación de 1 metro de aire.

Cuando los operadores del equipo de pruebas de STL escuchan en el SETED con banda limitada, el nivel preferido de escucha se obtiene con una atenuación del enlace del SETED de 22 dB [9]. Esto es equivalente a una atenuación en el NOSFER de 15 dB aproximadamente y es superior en 11 ó 12 dB al pico de la curva de la figura 2 y 8 dB más fuerte que el nivel usado en los ensayos del equivalente de referencia.

## Apéndice 4

*Definiciones*

1) OREM es la abreviatura de "Objective Reference Equivalent Measurement", basado en el OBDM y calibrado para tener la misma sensibilidad nominal que el SFERT. Se utiliza para medidas objetivas.

2) OBDM es la abreviatura de "Objectiv Bezugsdämpfung Messplatz" que es un equipo de referencia objetivo.

3) SETED significa "Système Étalon de Travail Électro-Dinamique" [8].

4) SRAEN es la abreviatura de "Système de Référence d'Affaiblissement Équivalent pour la Netteté".

5) NOSFER indica "Nouveau Système Fondamental pour la détermination des Équivalents de Référence"; reemplaza al SFERT como sistema de referencia subjetivo.

6) SFERT es la abreviatura de "Système Fondamental Européen de Référence pour la Transmission Téléphonique". Ha constituído el sistema básico para las medidas hasta 1961.

**Referencias**

[1] CCITT: Libro Rojo, Vol. 5, Recomendaciones, págs. 42, 44 y 72.
[2] Bruel & Kjaer: Electroacoustic Transmission Measuring System type 3350/51 (Manual).
[3] W. D. Cragg: Resultados comparativos en la valoración de la sonoridad de aparatos telefónicos de abonado, por métodos subjetivos y objetivos, empleando los sistemas SFERT, NOSFER y OREM-A, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43 (1968), N° 1, págs. 85—89.
[4] W. D. Cragg: Valoración de la sonoridad de aparatos telefónicos de abonado por métodos subjetivos y objetivos, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43 (1968), N° 3, págs. 238—242.
[5] CCITT: SG XII Documento temporal IE Ginebra, Abril 1969.
[6] Objective Reference Equivalent Measurements System A (OREM-A), British Post Office Telecommunication Headquarters OPD/OP2 Report N° 4.
[7] S. P. Lane: Some preliminary tests on preferred listening level, STL R65 Laboratory Summary N° 490.1 (disponible).
[8] CCITT: Libro Rojo, Vol. 5, págs. 58—62.

**G. J. Barnes** nació en 1931 en Ilford, Essex, Inglaterra. Después de su graduación en el Queen Mary College de Londres como BSc especializado en telecomunicaciones, ingresó en Standard Telephones and Cables (New Southgate) trabajando en el laboratorio de acústica. En 1956 pasó a Standard Telecommunication Laboratories para trabajar en procedimientos de proceso de la palabra, diseño de teléfonos con altavoz y valoración de aparatos de abonado. Actualmente dirige un grupo de ensayos de aparatos de abonado.

# Nuevos libros

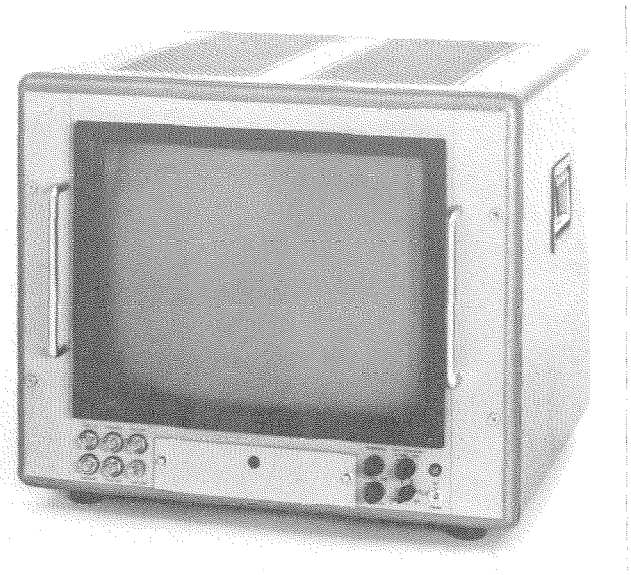
### Transmisión de información por funciones ortogonales

Henning F. Harmuth, ingeniero consultor de los laboratorios de electro-física de la ITT, es el autor de este libro que se ha publicado recientemente. Ofrece una extensión de la teoria de la comunicación empleando sistemas generales de funciones ortogonales. Se dedica una atención especial al sistema de funciones de Walsh, que son sencillas para diseñar circuitos de semiconductores modernos.

Este libro tiene 340 páginas y 110 ilustraciones. Puede solicitarse de Springer-Verlag (Berlin, Heidelberg, y 175 Fifth Avenue, New York, New York) a 10 $ por ejemplar.

**Monitor de televisión en color para supervisión, en el estudio, de la calidad.**

Este nuevo monitor de televisión MF 11 (ver figura), fabricado por Standard Elektrik Lorenz AG, está equipado con un tubo de 19 pulgadas (también puede disponerse de un aparato con tubo de 25 pulgadas con el código MF 21). Tiene solamente 40 cm de altura, y está especialmente indicado cuando se dispone de poco espacio, como por ejemplo, en unidades móviles y en bastidores. Su construcción es muy robusta y su operación de mucha confianza, aunque se transporte con frecuencia o se instale en vehículos de prueba. El tubo está provisto de un panel de vidrio deslustrado con una transmisión de luz de 41%. Está unido a la placa frontal de tal modo que no necesita otro dispositivo de protección.



Monitor de televisión en color modelo MF-21.

Todos los subensambles están dispuestos con bisagras, interconectados con el chasis principal por conectores enchufables. Las tarjetas de circuitos impresos hechas de fibra de vidrio reforzada con epoxi, están provistas de una cubierta de plexiglas para protegerlas de contactos y daños. Los puntos de prueba y los controles están marcados en la placa de cubierta.

Por medio de una simple conmutación en la subunidad "decodificador" se hace la conversión a otros tipos o al modo RGB (rojo-amarillo-azul). Todas las entradas de señal tienen alta impedancia de tal modo, que pueden conectarse a la misma fuente de señal, varios monitores. Con fines de prueba el monitor tiene una entrada blanconegro en el modo de operación RGB. Si se aplica una señal monocroma (por ejemplo, una pauta de prueba), las entradas RGB se conectan automáticamente en paralelo. Todos los controles necesarios para operación normal son accesibles en la parte frontal, así como más de 30 puntos de alineación para la óptica electrónica y reproducción de imágenes.

Es posible obtener una imagen rectangular con bordes perfilados y una relación de aspecto de 3 × 4, debido a la estabilidad de la desviación y los controles de alto voltaje, ahorrándose el control de amplitud y el conmutador de exploración. Las líneas son agudas hasta un pico de blanco de 300 asb*, que es doble del valor normal.

En la operación en el estudio, frecuentemente es necesario ajustar la "temperatura" del color y el nivel negro de varios monitores desde cierta distancia (el término "temperatura" del color caracteriza la distribución de las intensidades relativas de color en el espectro de colores). Con esta finalidad se ha dispuesto un dispositivo para control remoto que conmuta, eliminándola, la señal de color para permitir el ajuste del nivel de negro.

Estos monitores pueden recomendarse para todas las aplicaciones industriales y científicas en las que se desee una reproducción del color de alta calidad conjuntamente con una cámara de televisión en color o un dispositivo de grabación. Las administraciones alemanas de televisión los han empleado mucho y se han exportado a 14 países.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana

**Radioenlaces de microondas para rutas complementarias en Tailandia.**

Bell Telephone Manufacturing Co. instalará una red de radioenlaces en rutas complementarias para la organización de teléfonos de Tailandia en el Norte, Nordeste, Sur y parte central de Tailandia, que cubrirá una distancia total de 1900 km.

Esta red interconectará cierto número de ciudades y las enlazará con el actual sistema de comunicaciones. La mayor parte de este último fué fabricado e instalado por Standard Elektrik Lorenz AG. Los equipos necesarios para las rutas complementarias tienen una capacidad de 300 canales telefónicos de dos direcciones. Funcionan en la banda de 7000 MHz, su diseño es totalmente de estado sólido y utilizan repetidores de paso de 70 MHz.

Cierto número de rutas preferentes en el Nordeste y parte central de Tailandia están programadas para la puesta en servicio en Mayo de 1970 y las restantes en Febrero de 1971.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

**Equipo de prueba de cables telefónicos.**

Se ha desarrollado un equipo de prueba de cables telefónicos para medir resistencia en bucle, capacidad mutua, y desequilibrios de resistencia y capacidad. Como estas pruebas comprenden un gran número de medidas para cada longitud de cable, los métodos normales de prueba resultan costosos y de gran duración. Además estas pruebas pueden tener fácilmente errores humanos y la condición variable de los datos que se han registrado manualmente conduce a confusiones.

Se ha diseñado recientemente un equipo que consta de unos conjuntos para conexión a un cable con capacidad de 102 pares cada uno (ver Fig. 1), un equipo de medida de desequilibrio de resistencia, un equipo de medida de desequilibrio de capacidad, una unidad de control, un computador conectado en línea y un teleimpresor (ver Fig. 2) para registrar los resultados de prueba.

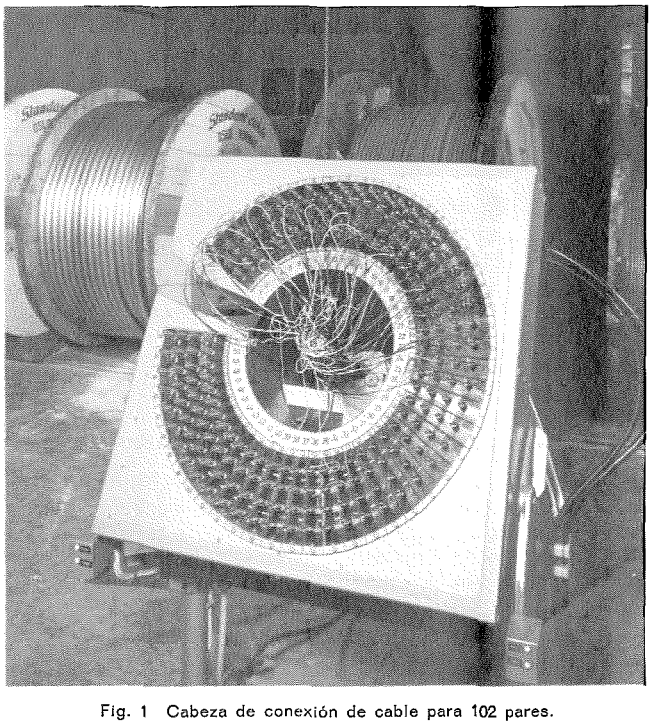


Fig. 1 Cabeza de conexión de cable para 102 pares.

* (1 asb. = $10^{-4}$ lambert = $1/\pi$ bujías/m²).

Fig. 2 Equipo automático de pruebas en que puede verse de derecha a izquierda:
1 – medidor de resistencia y desequilibrio, 2 – medidor de capacidad y desequilibrio, 3 – unidad de control, 4 – computador, 5 – unidad de impresión.

Los procedimientos de prueba son vigilados por la unidad de control y los datos de la prueba se hacen llegar al computador, que calcula los datos resumidos (mínimos, promedios y máximos) para cada cable y los convierte en valores para una longitud determinada de cable.

Este sistema automático de pruebas proporciona las ventajas siguientes:

— ahorro de coste (que es considerable para una fábrica como la de STK);
— resultados de mayor confianza, consecuencia de la menor proporción de faltas de los operadores; esto hace que la comprobación con las pruebas de fábrica resulte factible;
— registro impreso de resultado de pruebas;
— posibilidad de almacenar los datos en un formato apropiado para proceso electrónico de datos.

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Noruega

**Pedidos recibidos para centrales telefónicas Pentaconta.**

La Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, ha recibido varios pedidos para centrales de sistemas de conmutación Pentaconta®. Comprenden:

— 5 centrales y un concentrador con 1700 líneas en total para Tunez, junto con 14 centrales rurales con una capacidad inicial de 1400 líneas;
— 2 centrales con 5000 y 2000 líneas respectivamente para Algeria;
— 50 centrales rurales y 4 centros asociados de tránsito para Colombia.

Además CGCT recibió pedidos para:

— ampliación de 10.000 líneas automáticas en dos centrales de París;
— más de 23.000 líneas para nuevas centrales en distintas ciudades francesas;
— ampliación de 6000 líneas en varias poblaciones de Francia;
— una central de tránsito para 2190 circuitos.

También CGCT ha entregado la primera de las cuatro centrales pedidas para empresas públicas de Medellín en Colombia. Se llama esta central, de Buenos Aires, y tiene una capacidad de 3000 líneas. Las otras tres totalizarán 14.500 líneas.

Se ha cortado recientemente la central de 5000 líneas de Clermont-Ferrand-Sallins en Francia.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

**Centrales PC-32 en España.**

La Compañía Telefónica Nacional de España, ha elegido el sistema PC-32 para equipo de las redes rurales. En esta revista se ha descrito anteriormente este sistema de conmutación Pentaconta® (Electrical Communication, Vol. 42, N° 1, 1967, págs. 56—61).

Standard Eléctrica, S. A. fabricará e instalará 10.000 líneas durante 1969 y 35.000 líneas en 1970 para satisfacer las necesidades de la Compañía Telefónica. Las dos primeras centrales PC-32 se han instalado en las ciudades de Alsásua y Elizondo en la provincia de Navarra. Tienen una capacidad de 500 y 600 líneas respectivamente y están conectadas a la red automática nacional. Están en servicio ambas centrales desde Junio de 1969.

Standard Eléctrica, S. A., España

**Cable con pares coaxiales de pequeño diámetro.**
**Equipo de línea de 6 MHz.**

Este equipo de línea permite la transmisión a 4 hilos de 5 × 1260 vías telefónicas por los 5 pares coaxiales del cable normalizado del tipo 1,18/4,43 mm en la banda de frecuencia de 60 á 5564 kHz. Está de acuerdo con las recomendaciones del CCITT para una línea internacional de 2500 km de longitud.

El equipo está completamente transistorizado y consta de las unidades principales siguientes:

— bastidor de repetidores para equipo terminal, con los circuitos de transmisión para 5 sistemas como máximo;
— bastidor auxiliar para el equipo terminal con los circuitos comunes como telealimentación, etc., para todos los sistemas;
— cierto número de repetidores intermedios en línea, dependiendo de la distancia.

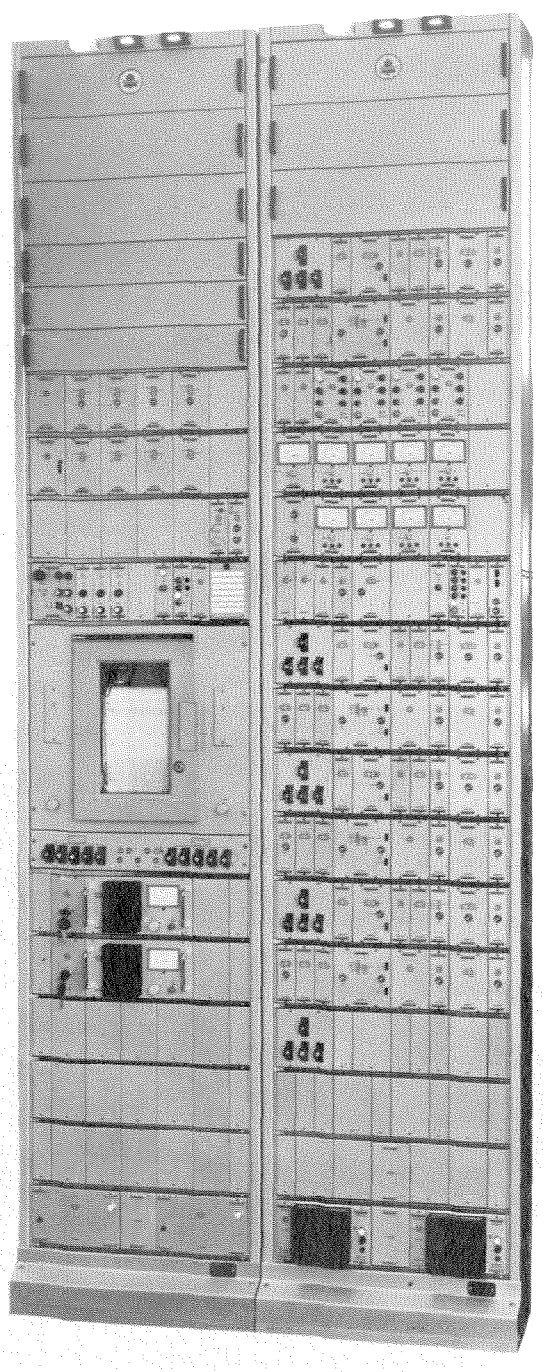


Fig. 1 Equipo de línea de 6 MHz
izquierda: bastidor auxiliar con registrador piloto y de ruidos y alimentación a distancia,
derecha: bastidor de repetidor con circuitos de transmisión y supervisión.

*El bastidor de repetidores y el auxiliar* están previstos en el punto terminal de los sistemas o en la bifurcación de los grupos secundarios, también cuando sistemas individuales deban conectarse a un sistema de reserva a causa de averías.

Los repetidores intermedios se colocan normalmente en cámaras enterradas y se alimentan a distancia en corriente continua por los conductores interiores de los pares coaxiales. La longitud máxima de una sección de telealimentación es de 80 km aproximadamente (27 secciones con repetidores cada 2,97 km).

La regulación en la línea se confía a los repetidores intermedios regulados por la temperatura y por una frecuencia piloto de 4287 kHz y en el equipo terminal con las frecuencias de 308 kHz y 4287 kHz. Normalmente hay un repetidor regulado con piloto por cada 7 regulados por la temperatura.

*La vigilancia de los sistemas* se obtiene por medio de circuitos especiales previstos en cada equipo terminal (por 308 kHz y 4287 kHz para frecuencia piloto y ruidos del circuito).

*La localización de roturas* u otros defectos en la línea puede hacerse mediante osciladores de frecuencias de prueba que pueden conectarse individualmente desde cada equipo terminal en caso necesario. Cada oscilador alimenta en el repetidor de la estación respectiva una frecuencia determinada (igual en todas las estaciones). La medida de los niveles en el equipo terminal de todas las frecuencias ensayadas permite encontrar la sección defectuosa.

Para vigilancia de la línea coaxial hay seis pares intersticiales.

| | |
|---|---|
| Par 1 | teléfono de servicio, |
| Pares 2–4 | control de la frecuencia de pruebas y de la alimentación, |
| Par 5 | medida de aislamiento, |
| Par 6 | reserva. |

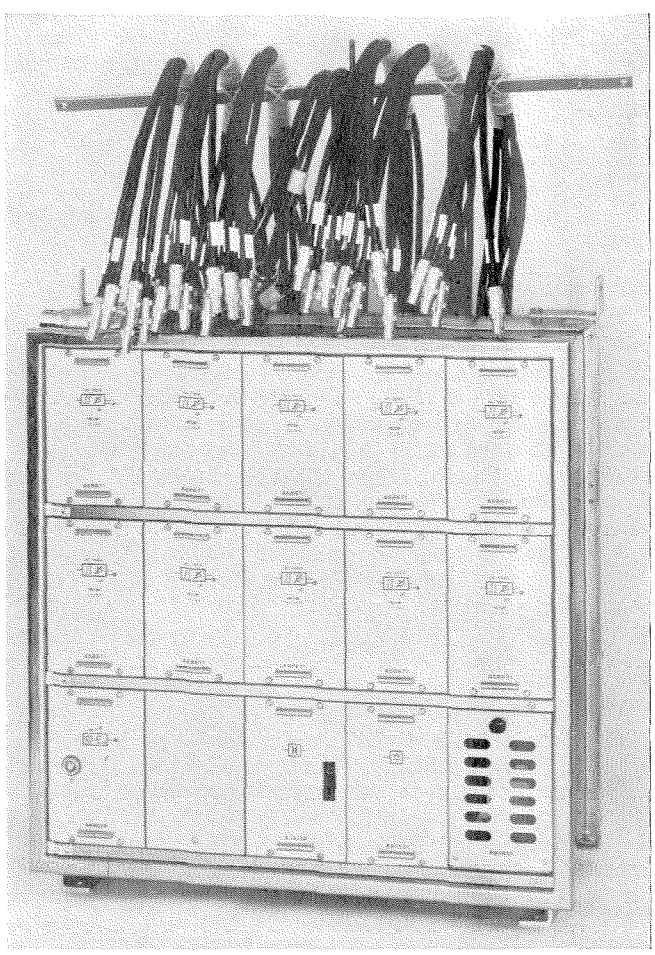


Fig. 2 Bastidor de repetidor intermedio completo para 5 sistemas, dispuesto para montarse en cámara estanque enterrada.

*Construcción mecánica*

El equipo terminal para un cable con 10 pares coaxiales está constituído por el bastidor de repetidores para los circuitos de transmisión de los cinco sistemas y un bastidor auxiliar que tiene los circuitos comunes para todos los sistemas.

Los bastidores están construídos según las normas de la administración suiza y tienen una altura de 2736 mm, ancho de 540 mm y 225 mm de fondo.

Están divididos en 19 subensambles horizontales y todos los circuitos son enchufables montados sobre placas impresas (ver Fig. 1).

*El repetidor intermedio* está en una caja de fundición normalizada hermética con cerradura. Incluye tres cabezas de cable y un chasis para elementos enchufables. Las dos cabezas de los cables exteriores comprenden los 10 pares coaxiales y los 6 pares intersticiales de las dos direcciones de transmisión. La tercera cabeza incluye las bornas de medida que se llevan a la parte externa de la caja.

En el chasis se incluyen los repetidores de 5 sistemas (ver Fig. 2).

*Características eléctricas*

| | |
|---|---|
| Banda de frecuencia total | 48—5800 kHz |
| Banda de frecuencia para 1260 canales | 60—5564 kHz |
| Piloto de línea | 308—4287 kHz |
| Frecuencia de prueba | 5623 kHz |
| Vigilancia de ruido | 4170 kHz |

*Secciones de amplificación*

| | |
|---|---|
| Longitud nominal de amplificación | 2970 m |
| Tolerancia admitida | ± 100 m |
| La suma de n secciones (sin terminales) se mantiene en el límite | n · 2970 ± 100 m |
| La sección terminal puede extenderse mediante líneas artificiales de | 100 m<br>200 m<br>400 m<br>800 m<br>1600 m |
| Longitud máxima | 81 km<br>(27 secciones de amplificación) |

*Niveles*

| | |
|---|---|
| Entrada de transmisión | − 33 db |
| Salida de recepción | − 33 db |
| Corriente de alimentación | 56 mA ± 1 mA |

Standard Telephone et Radio S. A., Suiza

**Radar para aterrizajes con mal tiempo.**

Se ha iniciado la entrega de 12 instalaciones de radar de precisión para aproximación tipo AN/FPN-52 a la marina de los Estados Unidos para usarse en las estaciones aéreas navales. Este radar, que consta de transmisor, receptor, unidad de fuerza, dos antenas y equipo auxiliar, se monta en una caseta y ayuda al aterrizaje de los aviones en malas condiciones atmosféricas. Tiene también varios indicadores, para ser instalados en un centro de control que indican la distancia, marcación y elevación del avión.

El radar explora 7 grados en el plano de elevación y 20 grados en el azimut. La exploración Delta-A realiza esto sin mover físicamente las antenas.

ITT Gilfillan, Estados Unidos de América

**Enlace por teletipógrafo Washington–Moscú.**

El primer servicio directo de comunicaciones diplomáticas entre Washington y Moscú, enlaza ahora el Departamento de Estado con la Embajada Norteamericana en Moscú y también proporciona paralelamente servicio entre el Ministerio de Asuntos Exteriores de Rusia con la Embajada en Washington.

Los dos enlaces son completamente independientes aunque paralelos en todos sus aspectos. Consisten en circuitos de teletipógrafos en líneas privadas que funcionan a través de cables submarinos y líneas terrestres. Permiten el rápido intercambio de mensajes por teletipos entre las embajadas y sus respectivas direcciones de política exterior.

Los nuevos enlaces suplementan la bien conocida "Hot line" entre la Casa Blanca y el Kremlin, la cual ha proporcionado desde 1963 una facilidad para comunicación de emergencia durante las crisis internacionales.

ITT World Communications, Estados Unidos de América

**Automatización del correo en Sudáfrica.**

En Septiembre de 1969 Standard Elektrik Lorenz AG suministró varias máquinas de separación de correo y de enfrentamiento de cartas para la Unión de Sudáfrica. Estas máquinas se instalarán en las centrales de correos importantes de Ciudad del Cabo, Pretoria y Johannesburgo. También se entregará equipo adicional similar en 1970 a la Administración de Correos de Sudáfrica.

Las máquinas de enfrentamiento de cartas estarán provistas de sensores electrónicos para marcas fluorescentes.

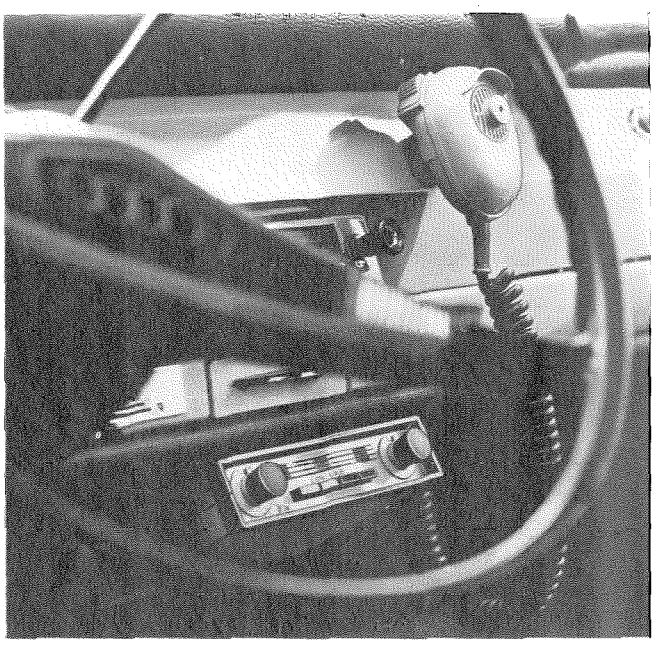
El equipo de automatización del correo de SEL está ya en servicio en Alemania, Bélgica, Italia, Holanda, España y en la primera oficina de correos completamente automatizada en el mundo situada en Providence, Estados Unidos.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana

**Nuevo equipo de radioteléfono móvil STANDAFON S.**

Empleando los más modernos componentes y especialmente los circuitos integrados, Standard Elektrik Lorenz AG ha desarrollado el radioteléfono de VHF STANDAFON® S (SEM 57) preparado para instalarse en vehículos (STANDAFON es la marca registrada en Alemania). Opera en la banda de 2 metros (146—174 MHz) y utiliza modulación de frecuencia o fase. Pueden equiparse hasta 6 canales de transmisión/recepción) espaciados 20 kHz. Permite la comunicación simplex en una frecuencia (SEM-57-1620) o o en dos frecuencias (SEM-57-1620 BG). El radioteléfono STANDAFON S puede equiparse, si es necesario, con un equipo de llamada selectiva para 45 estaciones, con posible ampliación a 360. Puede conectarse directamente a una bateria de coche de 12 voltios o a generadores de 6 V. ó 24 V. empleando convertidores de corriente continua. En el mercado de exportación puede venderse con el nombre de "equipo móvil de ITT".

El radioteléfono consta de dos unidades: la unidad de control que puede montarse en el tablero de instrumentos, o debajo, y el transmisor receptor que puede acomodarse en la maleta del coche. La entrada de audio del transmisor se ha diseñado para conectarse a micrófonos que suministren una salida de 2 vatios en 4,5 ohmios. Además del altavoz puede conectarse un receptor de casco.



Radioteléfono Standafon S montado en un coche.

Para comunicación telefónica, puede emplearse el microteléfono convencional o un micrófono para hablar en alta voz y también con un micrófono de mano.

Se ha desarrollado, para el centro de radio, la posición de control BST 57. Además de los altavoces y micrófono con soporte en cuello de cisne, incorpora los elementos de control de la estación fija. La alimentación se hace desde una bateria de 12 voltios que puede cargarse desde la red de corriente alterna.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana

**Estaciones terrestres de satélites para Colombia y Grecia.**

Se han firmado contratos para la construcción de una estación terrestre de satélites, en Colombia, y otra en Grecia que son el 17° y 18° de estos sistemas construídos por ITT. Estas estaciones proporcionarán a estos países las comunicaciones globales de técnicas más avanzadas para conversación de alta calidad, datos, televisión y servicio telex a través de satélite.

ITT Space Communications, Estados Unidos de América

**Sistema de conmutación de mensajes y datos.**

La centralita automática de datos tipo *600 ADX®*, proporciona económicamente, facilidades para el encaminamiento y conmutación de mensajes y datos en forma muy compacta. El sistema, de tiempo real, que tiene aproximadamente el tamaño de una mesa de oficina, comprende un procesador de programa almacenado con circuitos integrados con una memoria de ferritas de 4096 palabras de 12 bits y un ciclo de duración de 1,6 microsegundos. Además una memoria con un simple disco de cabeza fija, proporciona un almacén de 65.000 palabras con un tiempo medio de acceso de 10 milisegundos.

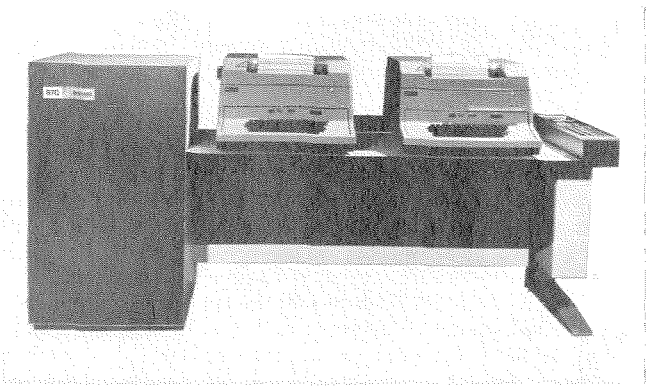
La característica principal del sistema es la aplicación de la programación basada en la experiencia de los sistemas más importantes 6300 y 6350 ADX. La conexión hombre-máquina es por medio de un teletipógrafo de 10 caracteres por segundo con el cual la información de supervisión se introduce para controlar la operación del sistema. Los mensajes formados incorrectamente se encaminan automáticamente a un segundo teletipógrafo donde pueden examinarse y corregirse.

El tipo de central automática de datos *600 ADX* acepta mensajes desde 12 líneas como máximo y las encamina automáticamente hacia otras 12 líneas de salida para retransmisión a 6⅔ ó 10 caracteres por segundo. Opciones adicionales permiten:

— extensión a 24 ó 35 canales,
— adición de un canal de alta velocidad que opera a 50 ó 100 caracteres por segundo,
— provision de una conexión automática con el telex,
— operación con 2 ó 3 niveles de prioridad,
— utilización de direcciones de grupo.

Los sistemas se instalan dispuestos para operación y se proporciona el entrenamiento para el operador por las compañías de ITT, en el Reino Unidos (STC), en Alemania (SEL), en Francia (CGCT) y en Suecia (SRT).

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido



Sistema de encaminamiento de mensajes y datos que comprende un equipo 600 ADX y dos teletipógrafos modelo Creed 444 de ITT.

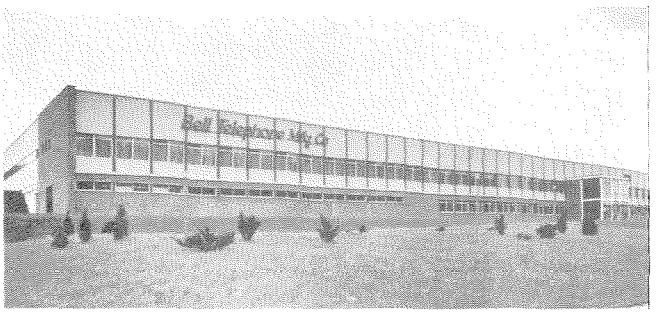
**Nueva planta de fabricación de Bell Telephone Manufacturing Company.**

El 17 de Junio, el ministro belga de asuntos económicos, Edmond Leburton, inauguró oficialmente una nueva planta de Bell Telephone Manufacturing Company en Wasmes, en la parte Sur de Bélgica. Muchas personalidades de alta categoria asistieron a la ceremonia (ver figura).

En su discurso inaugural Frank Pepermans, presidente y director general de BTM subrayó la importancia de la contribución de la compañía a la economía belga, diciendo: en BTM nosotros hemos alcanzado la meta propuesta recientemente por el gobierno "de cada dos producciones belgas, una para exportación".

Situada la planta en el Borinage, una parte del país desprovista de posibilidades de desarrollo, la nueva planta de BTM emplea 600 trabajadores reclutados localmente. En ella se desarrollan las actividades de aparatos de abonados y la línea de ensamble del transmisor-receptor Leopard.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica



Parte de la nueva fábrica en Wasmes (Bélgica).

**Sistema de altavoces en el aeropuerto de Heathrow.**

En el nuevo edificio terminal del aeropuerto de Heathrow, pedido por la dirección de aeropuertos británicos, se ha instalado un sistema de altavoces capaz para 100 locutores y construído especialmente para este sitio. Los altavoces se operan en 5 zonas, de tal modo que los avisos para solamente un tipo de pasajeros, como por ejemplo, los de tránsito, no se confunden con otros.

La potencia de audio se suministra por 21 amplificadores de estado sólido de 35 y 60 vatios. Los micrófonos tienen control automático de volumen para conservar una salida razonablemente constante cuando cambian los locutores. También se proporciona una entrada para música de fondo.

Cada zona tiene un sensor de ruido que detecta el aumento cuando el despegue y aterrizaje de aviones y controla la salida del amplificador de modo que se mantiene la audición en cualquier momento.

En los grandes vestíbulos están dispuestos los altavoces en grupos de 3 ó 4 para dar una salida multidireccional. Para conseguir la inteligibilidad máxima los locutores están situados cuidadosamente y unos equipos de retardo aseguran que el sonido de los locutores cercanos está en fase con el de los distantes.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

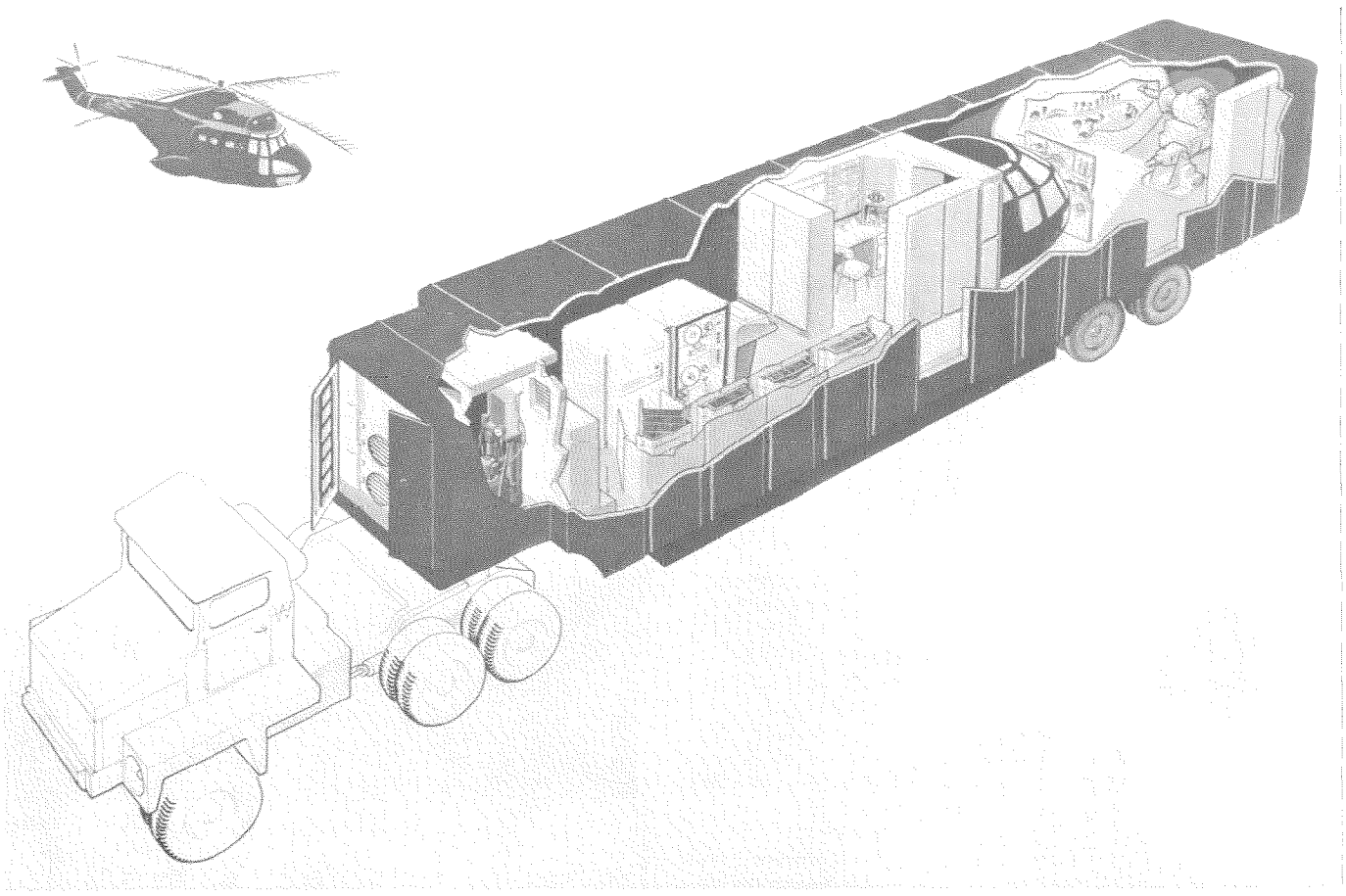
***Simulador de entrenamiento en helicóptero usando técnicas digitales.***

El ejército francés ha pasado pedido a Le Matériel Téléphonique de dos simuladores de entrenamiento para el helicóptero SA 330.

Este equipo que está instalado en un remolque para darle una total autonomía, emplea técnicas digitales (computador SDS Sigma 2) y permite un entrenamiento total desde el despegue hasta el aterrizaje. Se simularán muchas faltas que pueden aplicarse a distintos sistemas de aviación y el medio ambiente en que se mueve el piloto se simulará por un sistema sonoro y otro sistema visual usando televisión en circuito cerrado.

Es la primera vez que un simulador de helicóptero en Europa se basa en las técnicas digitales. (Ver figura).

Le Matériel Téléphonique, Francia



Simulador de entrenamiento para el helicóptero SA 330.

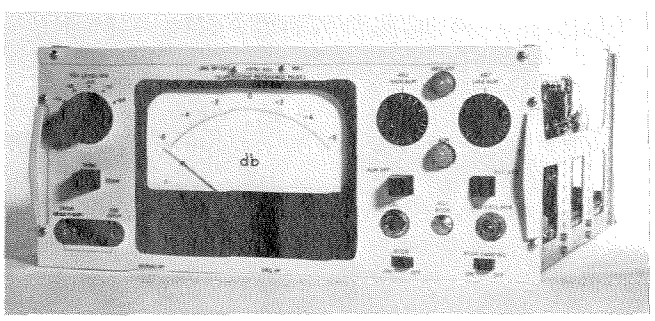
**Medidores de nivel de transmisión GTA-16A y GTA-17A.**

El aparato de medida GTA-16A mide niveles de la señal piloto de 84.080 kHz de referencia en el grupo primario básico (de 60 á 108 kHz) y el GTA-17A el nivel piloto de 411.920 kHz correspondiente al grupo secundario en la banda básica de 312 á 512 kHz de los sistemas múltiples. Estos equipos han sido pedidos por el British Post Office a Standard Telephones and Cables.

La selectividad del circuito permite que puedan hacerse las medidas sin interrupción del tráfico. Pueden disponerse alarmas de alto y bajo nivel que actuarán si éstos rebasan límites previamente especificados. Estas alarmas pueden ajustarse dentro de un margen de 14 decibelios. También puede disponerse la operación de un registrador y un medidor exterior a distancia.

Se emplean circuitos de estado sólido que operan con 20 voltios de corriente continua. Ambos equipos cumplen las especificaciones del BPO RC 5176A y RC 5177.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido




Equipo de pruebas GTA-17 A.

**Automatización en la financiación de consumidores.**

Para los negocios de financiación de consumidores se ha diseñado un sistema contable y de información a la Dirección controlado por computador y actuando en línea. El sistema llamado ACTION, procesa automáticamente las aplicaciones de préstamos, calcula los pagos, guarda registros y produce informes a la dirección, por medio de terminales en las oficinas de financiación enlazadas al computador central por líneas telefónicas.

El sistema ACTION ha sido desarrollado por ITT Aetna Corporation, que tiene ahora conectados en líneas más de 300 terminales de sucursales. Es adecuado para oficinas de financiación que tienen por lo menos 5 sucursales. El único equipo que es necesario en una sucursal es un terminal de comunicación con un mecanógrafo, que puede entrenarse rápidamente para la operación, que se realiza como sigue:

El operador introduce en el terminal los documentos para el préstamo (tarjeta de financiación, formulario legal, etc.), y rellena los datos del financiado y el importe. Por medio de una llave se transmite la información y el computador procesa el préstamo, computa las cargas y completa la documentación en el terminal de origen.

Al mismo tiempo, la información de préstamo se almacena en archivos de disco en el centro computador. Esta información que ha sido almacenada está a disposición de la oficina central o sucursal, si es necesaria. Por ejemplo si una tarjeta de financiación archivada en una oficina sucursal se destruye o está mal archivada, el computador puede producir un duplicado en un terminal a los pocos segundos de recibir la petición.

El sistema ACTION también efectúa las aperturas y cierres de caja diariamente. Al terminar el día, el operador transmite al computador la situación en caja y comprobación a mano. El computador verifica las cantidades e indica cuanto debe depositar y retener. Procesa automáticamente los pagos, calcula las últimas cargas, manipula con la cuenta de compras y trans-

ferencias entre sucursales, proporcionando informes de situación diarios y mensuales.

Para la oficina principal, el sistema ACTION proporciona diariamente información del movimiento de caja, controles presupuestarios y de coste, registros exactos y control de los balances de bancos.

ITT Data Services, Estados Unidos de América

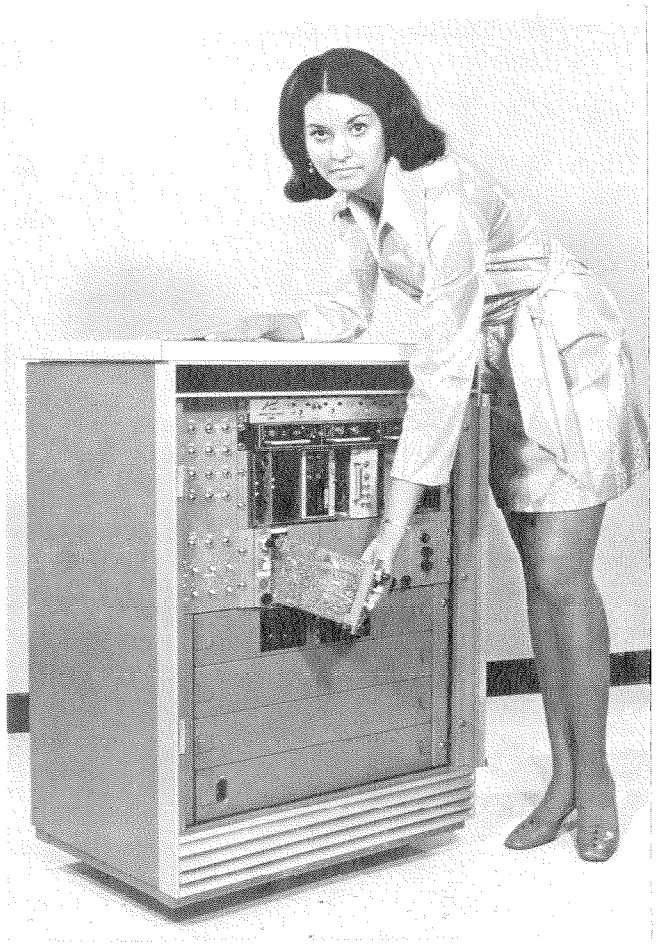
**Primer sistema de comunicaciones múltiplex vía satélite entre Nueva York y Bruselas.**

Desde Febrero de 1969 está funcionando el primer sistema múltiplex de cuatro canales para alta velocidad que enlaza Wall Street con Bruselas. Permite una conversación simultáneamente con datos telegráficos sobre tres teletipógrafos en cada dirección.

Se hace posible la transmisión de la voz y de las señales telegráficas en el mismo canal utilizando filtros de emisión y recepción en cada extremo del circuito. En operación, un equipo de combinación en Nueva York transmite la suma de una señal de voz más la de teletipos a través de una línea por tierra a la estación de satélites de Etam, Virginia del Oeste, la señal se transmite por medio del satélite de comunicación Intelsat III a la estación del Deutsche Bundespost en Raisting, Alemania, y de aquí en líneas por tierra a Bruselas.

El equipo tiene un tamaño de 69 × 92 × 46 cm. Contiene de la parte superior a la inferior, filtros y redes de equilibrio, amplificadores de audio, unidades de señalización, supresores de eco, repetidores regenerativos para teletipógrafos, equipo de canales y suministro de fuerza (ver figura).

ITT World Communications, Estados Unidos de América



Este reducido equipo terminal múltiplex permite la conversación simultánea con datos telegráficos sobre un simple circuito telefónico para audio. También pueden usarse datos o facsimil alternados con la voz sin interrumpir la transmisión telegráfica.

**Información de bolsa por televisión en circuito cerrado.**

Standard Telephones and Cables ha recibido un pedido para 300 receptores de televisión y unidades de control que deben instalarse en las oficinas de 140 agentes, en la City de Londres. Esto facilitará que los agentes y corredores de bolsa reciban continuamente información, al momento, de los precios de 700 valores, por medio del sistema de información basado en computador de la bolsa de valores de Londres. Posteriormente se extenderá el sistema a la prensa, bancos y otros organismos.

A medida que ocurren los cambios de precios se introducen en el computador. El operador comprueba la información en su monitor y la cambia si no es correcta. La información digital, se almacena en una memoria magnética de tambor, en el momento que se produce y su salida será señales de televisión en forma de caracteres numéricos y alfabéticos. Estas señales se trasladan por medio de un equipo especial y se transmiten por medio de la red telefónica del Post Office a agentes y corredores. Pueden transmitirse simultáneamente hasta 22 canales espaciados con intervalos de 8,3 MHz entre 46,5 y 220,8 MHz.

Los receptores de televisión trabajan con 525 líneas. Un sintonizador controlado a distancia por llaves de botón permite al usuario seleccionar cualquier canal desde su mesa o cualquier otro lugar apropiado. Habrá inicialmente 16 canales de información de precios, 2 importantes y dos de noticias. Un cable coaxial con doble pantalla enlazará las centrales del Post Office con los monitores en cada localidad.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

**Sistema de balizaje Tacan AN/URN-20.**

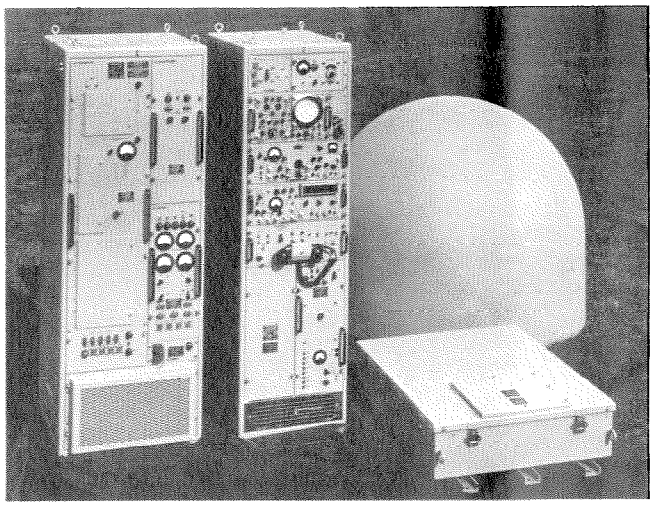
Se ha desarrollado una versión de estado sólido de este equipo (ver figura) que es el más fiable y exacto sistema Tacan que existe actualmente.

Se emplea como sistema en tierra o a bordo de barcos en configuraciones simple o duplicada, con un margen de 550 km. Suministra un margen dinámico instantáneo de 90 decibelios, con errores de sincronismo menores que 0,3 microsegundos y con temperaturas entre −54 á + 95 grados centígrados. Da una sensibilidad de −99 decibelios respecto a 1 milivatio para una eficacia de respuesta de 60 por ciento en el mismo margen de temperaturas.

Unicamente el klystrom y los circuitos de excitación inmediata no son de estado sólido. La reducción de tamaño del sistema comparado con los modelos anteriores lo hace extraordinariamente útil para portaaviones y los aeropuertos pequeños.

Sistemas de balizaje URN-20 se están utilizando actualmente en barcos de Estados Unidos, Canadá, Australia y Alemania Occidental.

ITT Avionics División, Estados Unidos de América



Sistema de balizaje Tacan AN/URN-20.

**Conector para aplicaciones aeronáuticas.**

Se ha creado un nuevo conector de 106 contactos para agregar en la serie DPX en todos los tipos de clavija de juego sencillo y de juego doble excepto en el tipo de cubierta ranurada. En la clavija de doble juego acomoda 212 contactos (ver Fig.).

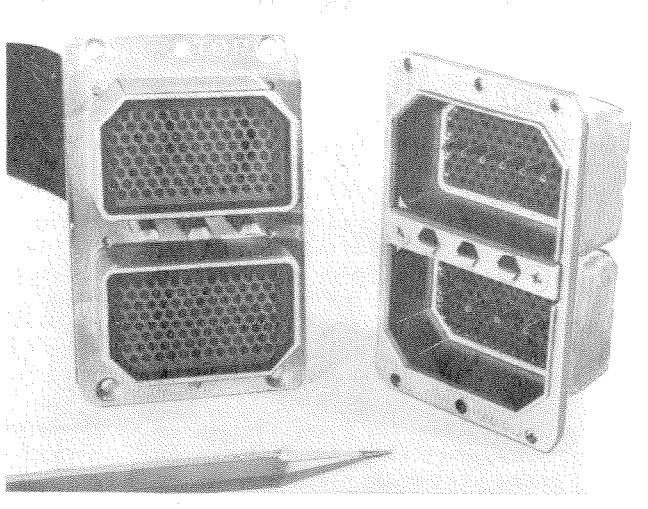
El conector se desarrolló especialmente para aplicaciones en ARINC (Aeronautical Radio, Inc.) y ha sido aprobado en las distintas especificaciones de ARINC.

La fuerza máxima de ajuste para la clavija de 106 contactos es de 9 kg. Los contactos de tamaño 22 están separados 2,5 mm entre centros y pueden acomodar hilos de 0,4 mm, 0,5 mm ó 0,6 mm.

El mayor número de circuitos que proporciona esta clavija de 106 contactos, cuando se combinan con una de las disposiciones para contactos de fuerza y/o de coaxial hace que este conector está muy indicado para fines de prueba.

La clavija proporciona una positiva alineación de los contactos. Cada uno de los vástagos de contacto está hendido y protegido completamente en la cavidad del aislante del vástago. Cada cavidad para el vástago de contacto en el aislante tiene un chaflán interior que guía el contacto a la posición adecuada. Una vez que el contacto del enchufe entra en la cavidad del vástago, se asegura la correspondencia adecuada con el mismo.

ITT Cannon Electric, Estados Unidos de América



Conector de la serie DPX.

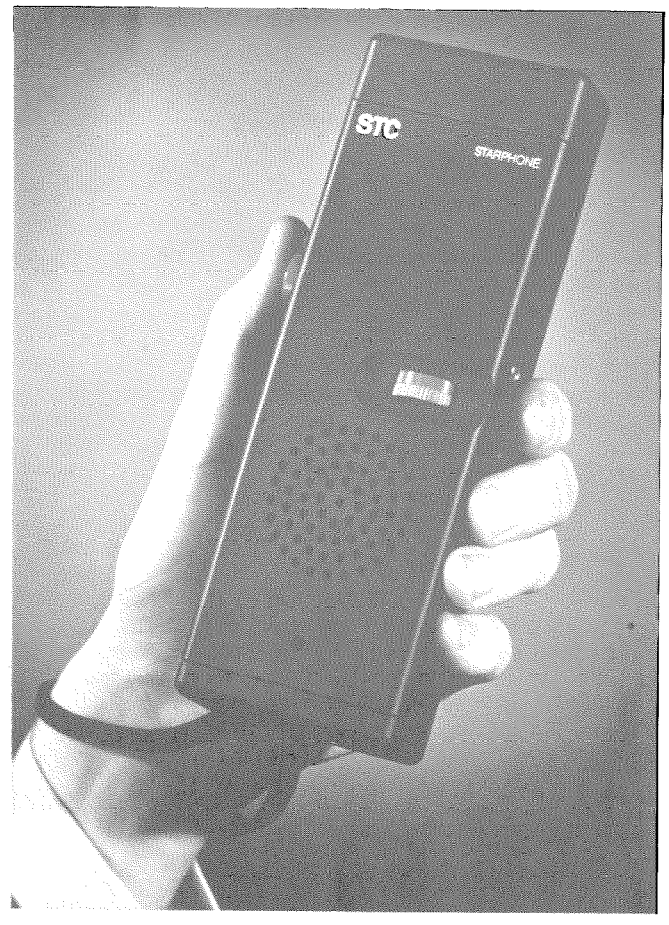
**Radioteléfono de bolsillo.**

El radioteléfono de tamaño para bolsillo "Starphone"* de frecuencia-ultra-elevada, pesa 445 gramos y mide 105 × 64 × 32 milímetros, es seguramente en el mundo el equipo de menor dimensión disponible comercialmente en una simple unidad.

Sin antena exterior permite hablar en ambos sentidos hasta 4,8 km con una estación central tipo "Star"* con antena de 30 metros sobre el suelo.

También es posible la comunicación directa entre unidades

* Marca registrada de ITT.




Radioteléfono de bolsillo.

"Starphone". Gracias al uso de UHF, se hace posible la penetración de grandes estructuras de hormigón armado.

Hay dos controles, uno de encendido y volumen, y el segundo un pulsador para hablar.

La unidad podrá funcionar 8 horas con una bateria de niquel-cadmio recargable que no es mayor que una caja de cerillas. Puede suministrarse un equipo auxiliar para carga de bateria.

Se usa en simplex con una sola o dos frecuencias en la banda de 450 á 470 MHz con una potencia en el transmisor de 150 milivatios. La transmisión es en telefonia modo *F 3* con una separación de canales de 25 kHz. La sensibilidad del receptor es de 2 microvoltios y la salida de voz de 150 milivatios.

Funcionará satisfactoriamente entre −10 y + 40 grados centígrados de temperatura.

Se han suministrado más de 700 unidades a 70 clientes distintos para diferentes trabajos de ingeniería civil, proyectos de tuberias de conducción, servicios de incendios y policia, aeropuertos, administración de hospitales, etc. Hay una versión especial para ser empleada en atmósferas explosivas.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

# Otros artículos y comunicaciones hechas por ingenieros de ITT de Enero a Julio 1969

En esta lista se incluyen los artículos publicados en otras revistas, así como conferencias presentadas en Congresos. De alguno de estos últimos puede disponerse en forma escrita, editado como actas o bien particularmente. Cuando se indique la publicación, la petición de los folletos debe hacerse directamente del editor, no de "Comunicaciones Eléctricas". En los otros casos la petición puede hacerse del editor más cercano de "Electrical Communication" en sus distintas versiones porque puede ocurrir que solamente se disponga de un número limitado de copias.

## Standard Elektrik Lorenz AG

### Artículos

Braun, L., Haas, W., Zaiser, W., Primärgruppenumsetzer für Träger-Frequenz-Weitverkehrs-System, Nachrichtentechnische Zeitschrift 22 (1969) 2, págs. 124—128.

Hönicke, H., Übertragungseigenschaften von schmalbandigen Mikrowellenbandpaßfiltern, Frequenz 23 (1969) 3, págs. 81—91.

Kostelezky, H., Einsatz von Verfahren „vorbestimmter Zeiten" für die Planung und Gestaltung von Arbeitsplätzen bei der Fertigung kleiner Stückzahlen, TZ für praktische Metallbearbeitung 63 (1969) 4, págs. 206—211.

Norz, A., Modems zur Datenübertragung mit 1200 und 200 Bit/s, Digitale Übertragungstechnik Band 6/6, Teil II, págs. 216—233.

Oden, H., Der Mensch und das Telefon, Elektrotechnische Zeitschrift A 89 (1968) 25, págs. 688—694.

Rahmig, G., Gedanken zur Festlegung der Hörtöne, Nachrichtentechnische Zeitschrift 22 (1969) 1, págs. 48—52.

Rahmig, G., Zur Normung der Formelzeichen von Dämpfungen, Der Ingenieur der Deutschen Bundespost 18 (1969) 1, págs. 9—15.

Rupp, H., Vielfachzugriff zu Fernmeldesatelliten im Zeitmultiplex, VDE-Fachberichte 20 (1968), Volumen 25, págs. 164—169.

Schmitz, W., Signalrelais, Der Eisenbahningenieur 20 (1969) 2, págs. 55—58.

Weinmann, G., Das Verfahren der Wertanalyse, Zeitschrift für wirtschaftliche Fertigung 64 (1969) 4, págs. 168—174.

Wiechert, D., Phasenmodulator mit phasengeregelten Oszillatoren (Phase-Lock-Loop-Schaltungen), Frequenz 22 (1968) 12, págs. 358—364.

### Comunicaciones

Adler, E., Differenzverstärker, Operationsverstärker und Komparatoren mit integrierten Schaltungen, Technische Akademie, Esslingen, 22 Enero 1969.

Baumann, W., Übertragungswege, Verband Deutscher Elektrotechniker, Mannheim, 6 Febrero 1969.

Becker, D., Elektrische Eigenschaften integrierter Schaltungen und ihr Einfluß auf die Bauweise, Technische Hochschule, Aix-la-Chapelle, 8 Enero 1969.

Böhme, W., Datenübertragungsgeräte mit Fehlererkennung und -korrektur, Fachtagung „Datenübertragung" der Nachrichtentechnischen Gesellschaft, Mannheim, 19—21 Marzo 1969.

Buchmann, G., Die Technik der verzerrungsarmen Schallübertragung (HiFi), Elektrotechnische Gesellschaft, Hanovre, 18 Marzo 1969.

Buchmann, G., Dimensionierung transformatorloser Endstufen, Technische Akademie, Esslingen, 20 Enero 1969.

Dietrich, W., Maschinen zum Lesen gedruckter Ziffern, Typografische Gesellschaft, Berlín, 24 Enero 1969.

Dietrich, W., Maschinen zum Lesen gedruckter Ziffern, Verband Deutscher Postingenieure, Berlín, 15 Enero 1969.

Dietrich, G., Nachbildung des Fernsprechverkehrs mit elektronischen Rechenautomaten, Verband Deutscher Elektrotechniker, Brême, 27 Marzo 1969.

Gassmann, G. G., Neue Wege der Schaltungstechnik für die Integration, Technische Akademie, Esslingen, 22 Enero 1969.

Grieger, H., Das Maschinenprogramm der SEL für die automatische Briefpostbearbeitung, Verband Deutscher Postingenieure, Nuremberg, 26 Febrero 1969.

Häberle, H., Die Synchronisation in PCM-Übertragungssystemen, Nachrichtentechnische Gesellschaft, Stuttgart, 21 Febrero 1969.

Häberle, H., Vergleich von Modulationsverfahren für den Satellitenfunk, Technische Universität, Erlangen, 8 Mayo 1969.

Harbort, H., Charakteristische Kabeleigenschaften, Verband Deutscher Postingenieure, Mannheim y Heidelberg, 10 Julio 1969.

Härle, P., Koppelnetze für PCM-Vermittlungsstellen, Diskussionstagung der Nachrichtentechnischen Gesellschaft, Stuttgart, 19 y 21 Febrero 1969.

Harmans, J., Der technische Stand der deutschen Fernsehempfänger, Technische Universität, Stuttgart, 3 Junio 1969.

Herzog, G., Durchführung eines Zuverlässigkeitsprogramms zur Erhöhung der Betriebszuverlässigkeit, NTG-Fachtagung „Technische Zuverlässigkeit", Nuremberg, 17 Abril 1969.

Irmer, J., A new TV-transmitter generation bands ITT, IV and V with solid state prestages, 6th Internationales TV-Symposium, Montreux, del 20 al 22 Mayo 1969.

Jakob, W., Simulation of a negative resister by means of a thyristor amplier, Power Thyristot Conference, Londres, del 7 al 9 Mayo 1969.

Kaske, H., Serienmodems bis 1200 Baud, Fachtagung „Datenübertragung" der Nachrichtentechnischen Gesellschaft, Mannheim, 19 Marzo 1969.

Kieninger, W., Werkstoff- und fertigungsgerechtes Gestalten von Kunststoff-Formteilen in der Nachrichtentechnik, Verein Deutscher Ingenieure, Düsseldorf, 8 Mayo 1969.

Kloepfer, W., Einführung in die Technik der tragbaren und fahrbaren Funkgeräte, Beispiele eingeführter und in Entwicklung befindlicher Funkgeräte, Bundeswehrverwaltungsschule, Mannheim, 21 Enero 1969.

Koch, W., Rohrpost, eine Technik von gestern oder von morgen, Technische Hochschule, Darmstadt, 21 Enero 1969.

Kramar, E., Hyperbelnavigation — heutige Anwendungen und neue Wege, Technische Universität, Aachen, 8 Mayo 1969.

Mosch, R., Die Fernsprechvermittlungstechnik auf dem Wege zur Elektronik, Verband Deutscher Postingenieure, Mannheim y Heidelberg, 8 Mayo 1969.

Mosch, R., Die Fernsprechvermittlungstechnik auf dem Wege zur Elektronik, Verband Deutscher Postingenieure, Karlsruhe, 3 Junio 1969.

Mosch, R., Die Fernsprechvermittlungstechnik auf dem Wege zur Elektronik, Verband Deutscher Postingenieure, Dortmund, 19 Junio 1969.

Mosch, R., Die Fernsprechvermittlungstechnik auf dem Wege zur Elektronik, Verband Deutscher Elektrotechniker, Oldenbourg, 21 Enero 1969.

Mosel, H., Feldeffekttransistoren, Technische Akademie, Esslingen, 20 Enero 1969.

Müller, A., Zuverlässigkeit von Fernsehgeräten und ihre technischen und wirtschaftlichen Grenzen, NTG-Fachtagung „Technische Zuverlässigkeit", Nuremberg, del 16 al 18 Abril 1969.

Niediek, H., Digitale Schaltungen in integrierter Technik, Technische Akademie, Esslingen, 22 Enero 1969.

Niemann, W., Die Produktsicherung in der Praxis der Raumfahrtprojekte, NTG-Fachtagung „Technische Zuverlässigkeit", Nuremberg, del 16 al 18 Abril 1969.

Oden, H., Das Telefon in Datendienst, Jahrestagung des Verbandes Deutscher Postingenieure, Hanovre, 27—28 Abril 1969.

Ohlhauser, T., Dimensionierung von HF-Schaltungen mit bipolaren Transistoren und Feldeffekttransistoren, Technische Akademie, Esslingen, 20 Enero 1969.

Opitz, L., Die Pulscodemodulation — ein interessantes Verfahren für die moderne Sprachübertragungstechnik, Universität Erlangen, 6 Febrero 1969.

Opitz, L., Meßtechnische Probleme bei PCM-Systemen, Diskussionstagung der Nachrichtentechnischen Gesellschaft, Stuttgart, 20 Febrero 1969.

Poschadel, W., Heutiger Stand der Allwetterlandung, Verband Deutscher Elektrotechniker, Francfort, 18 Marzo 1969.

Potinecke, H., Processes at closing and opening of small reed contacts under lovel switching, ITT-Contact-Symposium, Cambridge, 28 Abril 1969.

Raab, G., Automatische Verarbeitung von Pulsradarinformationen, Technische Universität, Brunswick, 28 Enero 1969.

Rappold, A., A new color TV-monitor in studio quality, 6th Internationales TV-Symposium, Montreux, del 20 al 22 Mayo 1969.

Reiner, H., Wege zur Miniaturisierung elektronischer Schaltungen, Verband Deutscher Elektrotechniker, Stuttgart, 12 Junio 1969.

Richter, K., Untersuchungen an Casseborn-Antennen, Fachtagung „Mikrowellentechnik" der Nachrichtentechnischen Gesellschaft, Köln, del 12 al 14 Marzo 1969.

Rupp, H., Die Nachrichtensatellitentechnik als Ergänzung und zukünftige Konkurrenz zur herkömmlichen Übertragungstechnik, Verband Deutscher Postingenieure, Munich, 26 Junio 1969.

Rupp, H., Die Nachrichtensatellitentechnik als Ergänzung und zukünftige Konkurrenz zur herkömmlichen Übertragungstechnik, Verband Deutscher Elektrotechniker, Munich, 14 Abril 1969.

Scheible, F., Dimensionierung rausch- und klirrarmer Verstärker, Technische Akademie, Esslingen, 21 Enero 1969.

Schmoll, S., Dimensionierung aktiver RC-Netzwerke, Technische Akademie, Esslingen, 21 Enero 1969.

Schönemeyer, H., An example for an advanced PABx-line using quasi-electronic techniques, Conference on switching techniques for telecommunication networks, Londres, 21—25 Abril 1969.

Siebel, H. D., Digitale Grundschaltungen, Technische Akademie, Esslingen, 22 Enero 1969.

Ulrich, H., Sprechanlagen, Technische Hochschule, Darmstadt, 21 Enero 1969.

Wieland, A., Wertanalyse in der Praxis, REFA-Bezirksverein, Oberndorf, 24 Enero 1969.

## Intermetall

### Artículos

Burth, R. D., TAA 790, die erste integrierte Schaltung für die Impulsabtrennung und Horizontalsynchronisation in Fernsehempfängern, Funkschau, Septiembre 1969.

Heitzman, W. P., Dreistufiger 175-MHz-Sendeverstärker, Funktechnik, Octubre 1969.

Keller, H., Paulin, R. y Dietrich, O., TAA 710, ein monolithisch integrierter Ton-ZF-Verstärker für Fernsehempfänger, radio mentor, Enero 1969.

Keller, H., Diodenabstimmung in Rundfunk- und Fernsehempfängern, Elektronik-Anzeiger, 1° Febrero 1969.

Lachmann, W., Moderne Elektronik in der Räderuhr, Funkschau, Agosto 1969.

Novotny, J., Messungen an Kapazitätsdioden, messen und prüfen, Enero 1969.

Pruin, W. y Swamy, A., Die Schalterdioden BA 243 und BA 244, Funktechnik, Enero 1969.

### Comunicaciones

Gerlach, A., Dimensionierung von Schaltungen mit Z-Dioden, Technische Akademie, Esslingen, 21 Enero 1969.

Gerlach, A., Grundlagen der digitalen Datenverarbeitung, Gesellschaft für Elektronik, Zurich, Suiza, 20 Mayo 1969.

Gerlach, A., Dimensionierung von Schaltungen mit Z-Dioden, Technische Akademie, Esslingen, Alemania, 3 Junio 1969.

Keller, H., Dimensionierung von Schaltungen mit Kapazitätsdioden, Technische Akademie, Esslingen, 21 Enero 1969.

Keller, H., Lineare integrierte Schaltungen, Technische Akademie Esslingen, 21 Enero 1969.

## Bell Telephone Manufacturing Company

### Comunicaciones

Adelaar, H. H., Integrale Communicatie (Discours d'inauguration à l'Universitaté Technique de Twente), 12 Diciembre 1968.

Lombart, G., Description du système de communication d'alarme et d'alerte installé à la General Motors Company, Nationale Studiedag van de Vereniging van Diensthoofden voor Veiligheid en Hygiëne van Belgie, Plant 2, Amberes, 7 Mayo 1969.

Van Goethem, J., Principles of ITT Stored Program Systems, ITT-Seminar for the Finish Telephone Administrations, 22—26 Marzo 1969.

Van Goethem, J., Key Components used in ITT-Stored Program Controlled Reed Systems, ITT-Seminar for the Finish Telephone Administrations, 22—26 Marzo 1969.

## Nederlandsche Standard Electric Mij, N. V.

### Artículos

Van Leeuwen, L., Elektronisch verremeeten besturingssysteem STC 702 (STC 702 Electronic Telemetering and Remote Control System), Polytechnisch Tijdschrift, electrotechnical edition, número 5, 1969.

Van der Schrier, J., Intercommunication in hospitals and institutions from a technical and economical point of view, Technical Economical Society meeting, Utrecht, 14 Mayo 1969.

## Laboratoire Central de Télécommunications

### Artículos

Chenon, Le système de contrôle centralisé du satellite ESRO I, l'Onde Electrique, volumen 49, 4 Abril 1969.

Lajeunesse, Intégration du satellite ESRO I, l'Onde Electrique, volumen 49, 4 Abril 1969.

### Comunicaciones

Desauty, J., Exposé on Reliability, ITTE N° 4 Regional Quality Control, St. Germain, 17—21 Febrero 1969.

Dupieux, J. G., Ress, F. H., Wells, G. W., PCM Tandem Switch, IEE Conference on Switching Techniques, Cockfosters, Londres, 21—26 Abril 1969.

Gaugain, Evolution of Quality Problems, ITTE N° 4 Regional Quality Control, St. Germain, 17—21 Febrero 1969.

Tabet, Practical Analysis, ITTE N° 4 Regional Quality Control, St. Germain, 17—21 Febrero 1969.

Turrière, J., Report on the work done at LCT in the Field of Oceanography, Business Opportunity Planning Group, ITTE-Brussels, 16 Enero 1969.

## Le Matériel Téléphonique

### Artículos

Abraham, C., Arnould, A., Mathieux, J. C. (CNET), Robert, F. (LMT), Programmation de l'autocommutateur PERICLES-MICHELET. Les programmes de commutation, Commutation & Electronique, número 25, Abril 1969.

Baradat, J. y Pagel, R., Evolution et tendance de la simulation d'aéronefs, L'Onde Electrique, volumen 49, fasc. 6 n° 507, Junio 1969.

Robert, F. (LMT), Abraham, C., André, G., Mathieux, J. C. (CNET), Programmation de l'autocommutateur PERICLES-MICHELET — Le Programme moniteur, Commutation & Electronique, número 24, Enero 1969.

## Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques

### Comunicaciones

Girinsky, A. y Delaigue, S., Le système de commutation et de messages DS4, Colloque international sur la téléinformatique, Paris, 24—28 Marzo 1969.

Rauche, R., Programmation de système DS4, Colloque international sur la téléinformation, Paris, 24—28 Marzo 1969.

## Standard Telephones and Cables Ltd.

### Artículos

Groock, J. M., The Changing Requirement: Inspection to Quality Assurance, The Quality Engineer, Marzo–Abril 1969, volumen 33, número 2, págs. 29—33.

O'Hagan, M., The Use of Satellites for Mass Education, Canadian Aeronautics

and Space Symposium, Ontario, 17—18 Marzo 1969.

Wells, G. W., Go Everywhere by Car, New Scientist, volumen 41, número 630, págs. 20—21.

## Standard Telecommunication Laboratories

### Artículos

Bezdel, W., Bridle, J. D., Speech Recognition using Zero-Crossing Measurements and Sequence Information, Proceedings of the IEE, volumen 116, número 4, Abril 1969.

Chittick, R. C., Alexander, J. H., Sterling, H. F., The preparation and properties of amorphous silicon, Journal of the Electro-chemical Society, volumen 116, 1969, pág. 77.

Flemming, J. P., Electron beam testing — gentle and fast, Electronics, volumen 42, n° 3, 1969, pág. 92.

Horsley, A. W., Glow discharge unit makes multilayer deposition easy, Electronics, volumen 42, n° 2, 1969, pág. 84.

Jackson, T. M., Rowe, T. J., Laser cuts masks to size, eliminating most errors, Electronics, volumen 42, n° 2, 1969, pág. 81.

King, G. y Heeks, J. S., Bulk effect modules pave way for sophisticated uses, Electronics, volumen 42, n° 3, 1969, pág. 94.

Radley, P. E., Metalisation is designed quickly and inexpensively, Electronics, volumen 42, n° 2, 1969, pág. 78.

Robertson, G. I. y Sandbank, C. P., Integrated Solid-State display needs no complex circuitry, Electronics, volumen 42, n° 3, 1969, pág. 100.

Rowarth, D. A., A practical Processor for Helium Speech, Proceedings of the Naval Underwater Engineering Symposium, Mayo 1969.

Wright, C. R., Kao, K. C., Spectrophotometric Studies of Ultra-Low Loss Optical Glasses III — Ellipsometric Determination of Surface Reflectances, Journal of Scientific Instruments (J. Phys. E.) Series 2, volumen 2, 1969.

### Comunicaciones

Allen, N. A., Watson, C. A., Perpendicular Recording and its Application in Magnetographic Printing, Intermag. Conference, Amsterdam, Abril 1969.

Greene, P. D., Opto-electronic Switching Devices, ITT Contact Phenomena Meeting, Cambridge, Inglaterra, 29—30 Abril 1969.

Harcourt, R. W., X-Band Acoustic Delay Lines, Anglo-French Acousto-electric Consortium. General Electric Company, Wembley, Londres, 1° Mayo 1969.

Heinecke, R., Eldrige, P. G., Pion, M., Multilayer Interconnection Technology, IEE International Conference on Microelectronics, Eastbourne, Inglaterra, 3—5 Junio 1969.

Hochreutiner, R., Jackson, T. M., Modular MSI for Custom Circuits, IEE International Conference on Microelectronics, Eastbourne, Inglaterra, 3—5 Junio 1969.

Kao, K. C., Davies, T. W., Worthington, R., Coherent Light Scattering Measurements on Single and Cladded Optical Glass Fibres, IERE Conference on Laser and Optoelectronics, Abril 1969.

Mash, D. H., GaAs Lasers, Low-Light-Level Television System, European Infra-red Symposium, Abril 1969.

Peters, J. R., Stewart, C. E. E., Gallium-arsenide-phosphide visible lamps and arrays, IEEE International Conference on Lasers and Opto-electronics, University of Southampton, 25—28 Marzo 1969.

Pitt, G. D., The conduction band structure of GaSb as deduced from high pressure Hall Effect measurement, 6th Annual Solid-State Physics Conference, Manchester, Inglaterra, 7—9 Enero 1969.

## Creed & Company Ltd.

### Artículos

Evans, J. V., The Evolution of the Data-printer, Industrial Electronics, Enero 1969.

Munck, L. S., Punched Paper Tape, ITT Creed external house journal, Marzo 1969.

Munck, L. S., Paper Tape Punching and Reading Equipment, Computer Weekly, 17 Abril 1969.

## Standard Téléphone et Radio, S. A.

### Comunicación

Schellenberg, A., Metzger, R. y Müller, H., Integrated PCM telecommunication networks (en alemán), Technische Rundschau, Berna, Suiza.

## ITT Defense Communications Division

### Artículo

Schreiner, S. M., Technical Progress in Military Digital Communications, Signal, volumen XXIII, número 6, Mayo-Junio 1969, págs. 106—112.

### Comunicaciones

Feit, L. y Balan, J., PCM Television via Satellite Relay, International Conference on Telecommunications, Boulder, Colorado, 9—11 Junio 1969.

Glomb, W. L., Space Communications in the Seventies, Comtech Group, IEEE New York Section, New York; 14 Mayo 1969.

Weinberg, M. (with Eisenberg, L. of Newark College of Engineering), Stability of Linear Systems with Distributed Parameter Elements via the Parameter Plane, Second Hawaiian International Conference on System Sciences, Honolulu, Hawai; 1969.

## ITT Aerospace Controls

### Artículo

Pepper, H. W. y Rees, C. E. Jr., Modular Hydraulic Power System for General Aviation, Society of Automotive Engineers, National Business Aircraft Meeting, Wichita, Kansas, 26—28 Marzo 1969.

## ITT Aerospace/Optical Division

### Artículo

Ulm, P. D. y Nidlay, E. R., SAC Operational Planning System, Proceedings of the Tenth National Symposium of the Society for Information Display (SID), Washington, D. C., 28 Mayo 1969.

## ITT Gilfillan

### Artículos

Bailey, J., A fast Fourier Transform Without Multiplications, Proceedings of the Symposium on Computer Processing in Communications, volume XIX of the MRI Symposia Series, Brooklyn Polytechnic Institute, New York, 8 Abril 1969.

Carter, V. H., Value Engineering... Art of Science, Proceedings of the 1969 National Conference of the Society of American Value Engineers (SAVE), volume IV, págs. 21—26, San Diego, California, 21 Abril 1969.

## ITT Avionics Division

### Artículo

Dodington, S. H., Recent Developments of the Tacan System, Proceedings of the IEEE National Aerospace Electronics Conference (NAECON), Dayton, Ohio, 20 Mayo 1969.

## International Telephone and Telegraph Corporation

### Artículo

Myers, O., Some Neglected Switching Techniques, IEE Conference on Switching Techniques for Telecommunication Networks, Londres, 21—25 Abril 1969.

## Federal Electric Corporation

### Artículo

Shore, J. N., How Specific? Dateline/Houston Society of Technical Writers and Publishers, volume 7, Mayo 1969, págs. 1—3.

## ITT Semiconductors

### Artículo

Benjamin, J. A., Build Broadband RF Power Amplifiers, Electronic Design, volumen 17, número 2, Enero 1969, págs. 50—54.

### Comunicación

Mills, T., ITT Semiconductors for the TV Market, IEEE Spring Conference on Broad-Band and Television Receivers, Chicago, Illinois, 9—10 Junio 1969.

# International Telephone and Telegraph Corporation Compañías, principales y subsidiarias

## NORTE-AMERICA

### Fabricación — Ventas — Servicio

### Canadá

ITT Canada Limited, Guelph y Toronto, Ont. (1946)
Telecommunications: Edmonton, Alta; Regina, Sask.; Winnipeg. Man. Defense; Guelph. Ont.
Barton Instruments Ltd. (Canadá), 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)
Lustra Lighting Ltd. (Canada), Toronto, Ont. (1959)
Royal Electric Company (Quebec) Ltd., St. Jerome, P. Q. (1958)
Wakefield Lighting Ltd. (Canada), Londres, Ont. (1953)

### Estados Unidos

ETC, Incorporated, Cleveland, Ohio (1955)
Federal Electric Corporation, Paramus, N. J. (1945)
Intelex Systems Incorporated, Paramus, N. J. (1947)
ITT Federal Support Services, Inc., Richland, Wash. (1965)
International Standard Electric Corporation, New York, N. Y. (1918)
International Telephone and Telegraph Corporation, Sud América, New York, N. Y. (1929)
ITT Abrasive Products Company, Tiffin, Ohio (1899)
ITT Advanced Mechanization Laboratories, Farmingdale, N. J. (1967)
ITT Aerospace/Optical Division, San Fernando, Calif. y Fort Wayne, Ind. (1957)
ITT Arkansas Division, Camden, Ark. (1962)
ITT Avionics Division, Nutley, N. J. (1967; pred. co 1909)
ITT Blackburn, St. Luís, Mo. (1932)
ITT Cannon Electric (division), Los Angeles, Calif.; Santa Ana y Burbank, Calif.; Phoenis, Ariz.; Monroe, La. (1915)
ITT Communications Equipment and Systems Division, New York, N. Y. (1969)
ITT Controls and Instruments Division, Glendale, Calif. (1966)
Aerospace Controls, Burbank, Calif. (1930)
Residual and Industrial Controls, Glendale, Calif. (1930)
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. y Roanoke, Va. (1962)
ITT Electro-Physics Laboratories Inc., Hyattsville, Md. (1966)
ITT Environmental Products Division, Philadelphia, Pa. (1966)
Barton Instruments, Montery Park, Calif. (1925)
ITT Snyder, Houston, Tex. (1948)
Hammel-Dahl, Warwick, R. I. (1940)
Henze Valve Service, Moonachic, N. J. (1939)
Nesbitt, Philadelphia, Pa. (1917)
Hayes, Torrance, Calif. (1941)
Reznor, Mercer, Pa. (1888)
ITT Export Corporation, New York, N. Y. (1962)
ITT Fluid Handling Division Morton Grove, Ill. (1966)
Bell & Gossett Hydronics, Morton Grove, Ill. (1916)
ITT Jabsco, Costa Mesa, Calif. (1941)
Marlow, Midland Park, N. J. y Longview, Tex. (1924)
Peters & Russell, Inc., Springfield, Ohio (1928)
Stover, Freeport, Ill. (1907)
ITT Gilfillan Inc., Los Angeles, Calif. (1912)
ITT Gremar, Incorporated, Woburn, Mass. (1947)
ITT Industries, Inc. New York, N. Y. (1963)
ITT Jennings (division) San José, Calif. (1942)
ITT Lamp Division, Lynn, Mass. (1968)
Champion, Lynn y Danvers, Mass.; Kezar Falls, Mc. (1900)
Lustra Lighting, Carle Place, N. Y. (1934)
ITT Lighting Fixture Division, Vermilion y Cleveland, Ohio, Long Island City, N. Y. (1906; pred. co. 1882)
ITT Mackay Marine (division) Clark, N. J. (1927)
ITT Navigator Systems Inc. Rockville, Md. (1969)
ITT Rayonier Incorporated, New York, N. Y. (1937)
ITT Richland, Richland, Wash. (1965)
ITT Royal Electric Division, Pawtucket y Woonsocket, R. I. (1921)
ITT Semiconductors (division), West Palm Beach, Fla. y Lawrence, Mass. (1962)
ITT Space Communications Inc. Ramsey, N. J. (1968)
ITT Suprenant Division, Clinton, Mass. (1946)
ITT Telecommunications (division), New York, N. Y.; Corinth, Miss.; Memphis y Milan, Tenn.; Raleigh, N. C. (1952)
ITT Terryphone Corporation, Harrisburg, Pa. (1946)
Pennsylvania Glass Sand Corporation, Berkeley Springs, W. Va. (1869)
Thompson Industries, Inc. Southfield, Mich. (1915)
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)

### Mexico

ITT de México, S. A. de C. V., Mexico City (1966)
Industria de Telecomunicación, S. A. de C. V., Naucalpan y Toluca (1957)
ITT Industrial, S. A. de C. V., Mexico City, Monterrey, Tlalnepantla (1949)
Standard Eléctrica de México, S. A., Mexico 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 Services, Inc., Rio Piedras (1961)

### Operación telefónica

### Islas Vírgenes

Virgin Islands Telephone Corporation, Charlotte Amalie (1959)

### Puerto Rico

Puerto Rico Telephone Company, San Juán (1914)

## SUD-AMERICA

### Fabricación — Ventas — Servicio

### Argentina

Compañia Standard Electric Argentina, S. A. I. C., Buenos Aires (1919)
ITT Latin America Inc., (Area Headquarters), Buenos Aires (1967)

### Brasil

Standard Eléctrica, S. A., Rio de Janeiro (1937)

### Chile

Compañia 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)

### Guayana Holandesa

ITT Standard Electric Surinam N. V., Paramaribo (1965)

### Perú

ITT del Perú, S. A., Lima (1968)

### Venezuela
ITT de Venezuela C. A., Caracas (1957)

### Operación telefónica
### Chile
Compañía de Teléfonos de Chile, Santiago (1930)

### Perú
Compañía Peruana de Teléfonos S. A., Lima (1920)

## 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 Teves GmbH, Frankfurt (1906)
Dr. Hermann E. Mueller Metallwarenfabrik, Bergneustadt (1930)
Grohe Handels GmbH, Frankfurt (1911)
Friedrich Grohe Armaturenfabrik KG, Hemer (1948)

### Austria
Standard Telephon und Telegraphen Aktiengesellschaft, Czeija, Nissl & Co., Viena (1884)
Radiofabrik Ingelen, Figer & Co., Viena (1966)

### Belgica
Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes (1882)
IVAC, S. A., Bruselas;
Promedia (S. A.), Hoboken (1968)
ITT Europe, Inc. (Area Headquarters), Bruselas (1960)
ITT Standard S. A., (branch), Bruselas (1961)

### Dinamarca
Standard Electric Aktieselskab, Copenhague (1931)

### España
Compañía Internacional de Telecomunicación y Electrónica, S. A., Madrid (1961)
Compañía Radio Aérea Martíma 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 (1892)
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 Construçoes 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

### 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 Europa, Inc.)
Area Headquarters; Londres (1966)

### Argelia
Société Algérienne de Constructions Téléphoniques, Argel (1947)

### Congo
Bell-Congo, S. C. A. R. L., Kinshasa (1967)

### Iràn
ITT Iran S. A., Teheran (1955)

### Marruecos
ITT Maroc S. A., Casablanca (1967)

### Nigeria
ITT Nigeria Limited, Apapa (1957)

### República de Sud-Africa
Standard Telephones and Cables (South Africa) (Proprietary) 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 Telekomünikasyon Limited, Sirketi, Alkara (1956)

### Zambia
ITT (Zambia) Limited, Ndola (1967)
ITT Supersonic Zambia Limited, Livingstone (1965)

### Oficinas regionales de ITT Africa y el Oriente Medio:
Luanda, Angola; Nairobi, Kenya; Beirut, Líbano, Tunez, Tunisia

## ORIENTE LEJANO Y PACIFICO

### Fabricación — Ventas — Servicios

#### Australia

ITT Oceania Pty. Limited, Sidney (1966)
Standard Telephones and Cables Pty. Limited, Sidney (1912)

#### Filipinas

ITT Philippines, Incorporated, Makati, Rizal (1960)

#### Hong Kong

ITT Far East and Pacific, Inc. (Area Headquarters), Hong Kong (1961)
ITT Far East Ltd., Hong Kong (1961)
Transelectronics, Limited, Hong Kong (1965)

#### India

ITT Far East and Pacific, Inc. (branch), Nueva Delhi (1955)

#### Indonesia

ITT Far East and Pacific, Inc. (branch), Djakarta (1967)
P.T. Indonesian Satellite Corporation, Djakarta (1967)

#### 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)

#### Pakistán

ITT Far East and Pacific, Inc. (branch), Karachi (1967)

#### Tailandia

ITT Far East and Pacific, Inc. (branch), Bangkok (1967)

### Compañías financieras y de negocios varios

Hamilton Management Corporation, Denver, Colo (1931)
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 Eductional Services Inc., Indianopolis, Ind. (1968)
  Speedwriting, Inc., New York, N. Y. (1941), y otras subsidiarias
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, Clayton, Mo. & Denver, Colo (1955)
ITT Life Insurance Company of New York, Bronx, N. Y. (1962)
ITT Motor Inns, Cleveland, Ohio (1961)
ITT Sheraton Corporation of América, Boston, Mass. (1937), y subsidiarias
ITT World Directories Inc., New York (1966)
  ITT World-Directories — Western Hemisphere Inc., New York; Hato Rey, P. R.; Lima (1967)
Levitt and Sons, Incorporated, Lake Success, N. Y. (1929)
  United Homes Corporation, Federal Way, Wash (1956)
The Pennway Company, Kansas City, Mo. (1939)
Howard W. Sams & Co., Ind., Indianapolis, Ind. (1946)
Thorp Finance Corporation, Thorp, Wis. (1925)

### Comunicaciones internacionales — 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 Uruguaya (1942)
    Telerádio Brasileira Limitada (1938)
ITT Comunicaciones Mundiales S. A., Buenos Aires (1928)
ITT Comunicaciones Mundiales S. A., Santiago (1928)
ITT Comunicaçöes Mundiais, S. A., Rio de Janeiro (1930)
Radio Corporation of Cuba, Habana (1922)

NOTA: Oficinas telegráficas internacionales están funcionando en los siguientes países: Antillas, Argentina, Bolivia, Brasil, Canadá, Zona del Canal, Chile, República Dominicana, Ecuador, Estados Unidos (incluyendo puerto Rico e Islas Vírgenes), Filipinas, Guatemala, Haití, Nicaragua, Países Bajos, Panamá, Perú, Reino Unido, Uruguary, Venezuela.

### 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 Canadá, 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)
ITT Decca Marine, Inc., New York, N. Y. (1969)
Lignes Télégraphiques et Téléphoniques, París (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.