

# Comunicaciones Eléctricas

Edición española de ELECTRICAL COMMUNICATION

revista técnica publicada trimestralmente por

INTERNATIONAL TELEPHONE and TELEGRAPH CORPORATION

## RESUMEN

## VOLUMEN 43 (1968) NÚMERO 4

Potencial técnico al servicio de los países que actualmente se industrializan . . . .	300
En este número . . . . .	304
STAMP — Sistema telefónico automático público para móviles, por <i>J. J. Muller</i> . . . . .	306
Experiencia inicial del sistema de conmutación semielectrónico 10C, por <i>J. A. Broux</i> . . . . .	319
Red de radioenlaces de 6 GHz para 1800 canales telefónicos y televisión en México, por <i>H. Carl</i> . . . . .	326
Etapas de abonado en las centrales locales de barras cruzadas Pentaconta, por <i>R. Bernard, M. Gruszecki y J. R. de los Mozos</i> . . . . .	334
Sistema de conmutación de datos GH-210, por <i>D. M. Crips y V. Vassilas</i> . . . . .	344
Equipo portátil de HF de banda lateral única, tipo TR-TM4, por <i>J. J. Muller y J. Lisimaque</i> . . . . .	350
Perfeccionamiento del radar por proceso digital, por <i>J. M. Colin</i> . . . . .	360
Sistema de conmutación 11B, por <i>E. Ekbergh</i> . . . . .	366
La aplicación de los efectos masivos de "electrón transferido" en el arseniuro de galio, por <i>C. P. Sandbank, G. King y J. S. Heeks</i> . . . . .	371
Equipo digital de telemetría para vehículos espaciales, por <i>H. Endres y D. Pabst</i> . . . . .	384
Conector tipo grapa para circuitos impresos, por <i>C. Vazquez y C. Dufresnoy</i> . . . . .	389
International Telephone and Telegraph Corporation. Compañías principales y subsidiarias . . . . .	393
Otros artículos y comunicaciones . . . . .	396
Nuevas realizaciones . . . . .	398
Promoción — Cookson ha sido nombrado Director General del ITT System . . . . .	325
Nuevos libros . . . . .	333
Premios — 44 personas del sistema ITT han sido premiadas . . . . .	383
Índice de los artículos del Volumen 43 por materias . . . . .	409
Índice de los artículos del Volumen 43 por autores . . . . .	412
Índice de nuevas realizaciones (Volumen 43) . . . . .	414

Editor principal: Harold P. Westman

Editor para Europa: C. Meuleau

Director en Español: F. Fdez. de Alarcón, Ramírez de Prado 5, Madrid - 7

Gratuito

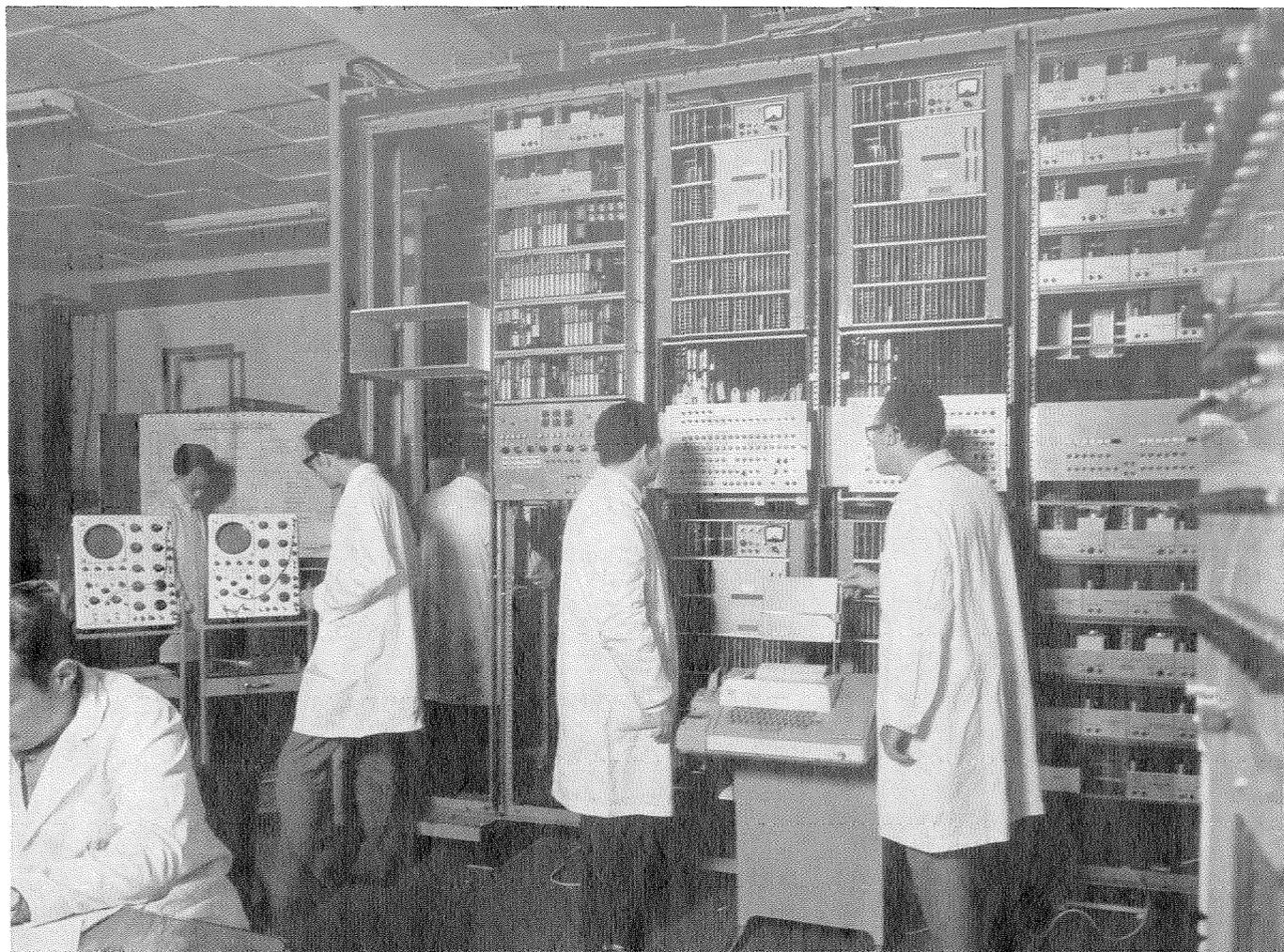


Fig. 1 Vista parcial de la sala de maquetas de conmutación electrónica.

# Potencial técnico al servicio de los países que actualmente se industrializan

## 1. Introducción

ITT ha demostrado, por medio de las sociedades del sistema en España, de qué manera, una gran compañía multinacional, puede contribuir al desarrollo tecnológico de naciones en período de industrialización.

En menos de tres años, los ITT Laboratorios de España (ITLS) han formado un equipo de investigadores que ha tomado una posición directora en algunas actividades importantes dentro del grupo de laboratorios de ITT repartidos por todo el mundo. En otros campos, los "Laboratorios de España" contribuyen a los trabajos normales de investigación de ITT en otros países. De acuerdo con lo que se esperaba, ITT Laboratorios de España también auxilia, a las casas españolas asociadas a ITT en sus trabajos de desarrollo y planificación.

Son extraordinariamente importantes las consecuencias de esto. El esfuerzo realizado no solamente ha incrementado la capacidad de investigación en un país que está avanzando tecnológicamente, sino que también ha descubierto especialidades en las cuales este país tiene una posición competitiva, en investigación telefónica a escala mundial.

Además, "y es el aspecto más prometedor de la experiencia de ITT", este esfuerzo puede aplicarse en otros países y adaptarse a otras compañías multinacionales.

Los Laboratorios de España, se establecieron en 1965 en Madrid, como una rama de Standard Eléctrica, S. A., que es una de las mayores compañías de fabricación de ITT en Europa. Operan bajo la supervisión de la dirección técnica de ITT Europa.

Hoy, son los consultores técnicos de diseño de redes telefónicas para otras compañías del sistema en América latina, efectúan estudios de tráfico para Alemania y Bélgica, especializan a otros técnicos del sistema, trabajan en un sistema de información para ingeniería de ITT en Europa y participan con su ayuda en el desarrollo de conceptos que constituirán la próxima etapa de las centrales telefónicas electrónicas.

Concretando más; ITT Laboratorios de España tienen la máxima responsabilidad como "compañía directora" para los estudios de tráfico de ITT Europa. Es el centro principal de ITT para la especialización de ingenieros y técnicos de mantenimiento, en el sistema de conmutación tipo Pentaconta, en beneficio de las compañías de ITT y sus clientes en los países de habla española. Asumen el papel director en el sistema de información de ingeniería dentro de ITT Europa de los trabajos en ingeniería y fabricación con la ayuda de computadores (CADEM) "Computer Aided Design Engineering and Manufacturing".

El papel primario de los Laboratorios de España es la ayuda a Standard Eléctrica, S. A., (SESA), así como a otras casas de ITT en España, como por ejemplo, Marconi Española, S. A. y la Compañía Internacional de Telecomunicación y Electrónica, S. A. (CITESA). Estas compañías fabrican aparatos de abonado y centralitas telefónicas, productos de utilización pública y material de conmutación.

Pero es debido a la competencia del personal científico español y en gran medida a la misma Compañía

Telefónica Nacional de España (CTNE), como este grupo ha sido capaz de ensanchar sus posibilidades más allá de las necesidades locales.

Una razón principal para el rápido desarrollo de estas posibilidades, ha sido el incentivo procedente del dinámico programa de expansión de CTNE. Con 3.600.000 teléfonos en servicio actualmente, CTNE está aumentando normalmente su red en un 10% cada año. Esto ha proporcionado una justificación económica para realizar un amplio programa de planificación y de investigación.

También, sin duda, la expansión rápida de la red, por áreas que anteriormente tenían poco servicio, ha dado lugar a problemas de planificación de redes que no podían considerarse anteriormente a este período. De esto ha resultado una ventaja, puesto que, como ocurre con frecuencia en investigación, el primer grupo que emprende un trabajo llega a ser el que está en cabeza para la resolución de estos problemas.

Hay otro elemento en el éxito de los Laboratorios de España que es importante resaltar; el hecho de que un

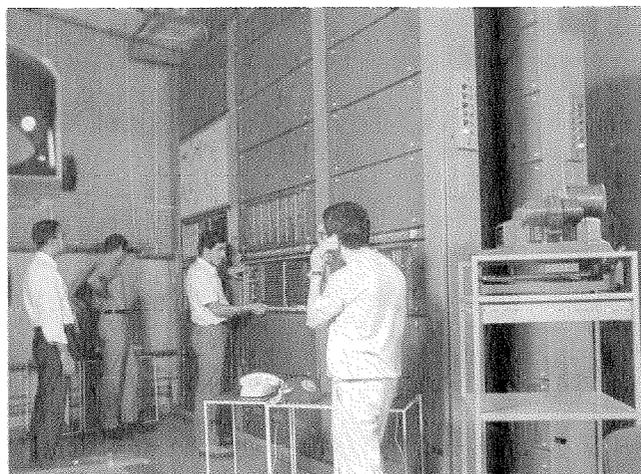


Fig. 2  
Maqueta del sistema Pentaconta para la enseñanza.



Fig. 3  
Aspecto del salón de lectura de la biblioteca.

país que carece de una base industrial compleja, puede tener recursos humanos muy desarrollados. En el caso de España, se carece de la industria de componentes electrónicos adecuados, necesaria para crear o mantener la investigación de grandes equipos, pero alcanza gran nivel en ciencias matemáticas, por lo cual los Laboratorios de España han sido capaces de competir a escala mundial en el aspecto teórico de investigación telefónica: planificación y diseño.

Todo esto sugiere un punto, que aunque sea evidente, no se considera en las aspiraciones nacionales para participar en la tecnología moderna; el progreso no puede introducirse en una nación por simple inyección, sino que debe desarrollarse localmente basado, al menos en algunos recursos locales.

Si España está provista de una economía dinámica y los recursos básicos humanos que sostienen la investigación ¿cual es entonces el papel de la compañía multinacional?

Ciertamente no es la provisión simple de capital, el cual puede obtenerse en España para proyectos interesantes.

La contribución real de la compañía multinacional es, servir como catalizador para poner en juego los elementos locales. Parcialmente, el catalizador es la gran experiencia de una compañía con una tecnología muy avanzada para organizar el esfuerzo de investigación. Quizá lo más importante es el papel catalítico de los intercambios a escala mundial entre el personal científico de una gran compañía.

Desde el punto de vista de organización, ITT aportó cuatro especialistas de otros laboratorios de Europa para formar el núcleo de un centro de investigación. Estos hombres están siendo reemplazados por otros españoles que tomaron la dirección en sus cuatro especialidades; "estudios de tráfico", "planificación de redes", "transmisión" y "CADEM". Los Laboratorios de España se establecieron con 20 personas, técnicos profesionales, ahora son 60, además de otros 60 aproximadamente, de personal auxiliar.

Para intercambio del conocimiento profundo en comunicaciones, los Laboratorios de España están en estrecho contacto con otros tres laboratorios principales del sistema ITT, situados en Inglaterra, Francia y Estados Unidos, así como con todos los laboratorios de las compañías locales de ITT Europa. Los investigadores de ITT Laboratorios de España están en contacto personal con los de otros laboratorios de ITT por medio de un programa de visitas frecuentes y recíprocas.

Estas visitas se realizan en dos sentidos como factor vital para estimular la acción. Los investigadores de Laboratorios de España no solamente reciben ideas e información de otros hombres de ITT, sino que dan constantemente su aportación personal. Están midiendo su trabajo a escala mundial, no justamente dentro del ámbito puramente local en que como grupo se mueven. Como un ejemplo, puede decirse que diseños realizados por el grupo de Laboratorios de España se han adoptado como standard dentro del amplio sistema de ITT.

Más aún, los investigadores de los Laboratorios de España se han ganado la reputación mundial en la profesión. Se puede citar el caso de dos miembros de la División de estudios de tráfico que fueron invitados a presentar trabajos técnicos en el quinto Congreso Internacional de Teletráfico en Nueva York el año último. Este congreso, se reúne cada tres años para hacer un examen del estado de las actividades de tráfico en todo el mundo.

La interacción entre los Laboratorios de España y el resto de ITT y las contribuciones mutuas de cada uno con los demás puede verse con un examen de algunas de las divisiones del Laboratorio.

## 2. División de planificación de redes de telecomunicación

Este grupo es actualmente un organismo de consulta en diseño de redes para otras compañías del sistema de América latina. Basado en sus estudios de la red en España han desarrollado la programación en computadores para optimizar el emplazamiento de las centrales telefónicas, lo que constituye una contribución fundamental a la planificación económica de redes.

Estos programas nacieron gracias a la estrecha cooperación de la división de planificación con la CTNE, que tiene establecido su propio grupo para trabajos en la planificación a corto y largo plazo de la expansión de su red telefónica.

En otros campos de actividad de ITT Europa, de naturaleza más rutinaria, el grupo de planificación ayuda con sus conocimientos de las necesidades de los clientes, al programa de ITT de planificación y desarrollo de nuevos sistemas y ampliaciones en sistemas existentes. Por ejemplo, los miembros del grupo de planificación están tomando parte en los programas de ITT de 1968 en asuntos tales como cómputo automático de llamadas, cables de abonados y medidas de la calidad del servicio.

Efectivamente, la división de planificación es el punto focal de los Laboratorios de España para coordinar la programación de ITT Europa con los programas locales y los requerimientos de los clientes.

## 3. División de formación de personal

La división de formación de personal sirve a dos funciones principales.

Como se ha mencionado, ITT Laboratorios de España es el principal centro en ITT para la formación de ingenieros y técnicos de mantenimiento de habla española, en el sistema de conmutación Pentaconta. En 1967, los Laboratorios de España han entrenado 204 estudiantes de 10 países diferentes: España, Chile, Perú, Méjico, Argentina, Bolivia, Colombia, Nicaragua, Puerto Rico y Brasil.

La División organiza unos cursos sobre el sistema Pentaconta 1000, de 12 semanas cada uno, para la preparación de personal, tanto de mantenimiento como de ingeniería.

Por medio de esta División, los Laboratorios son un primer centro en España para formación práctica de los estudiantes que están graduándose en la Universidad y completar su preparación para especializarse en la industria de telecomunicación.

Una de las razones para establecer los ITT Laboratorios de España era proporcionar oportunidades a las personas calificadas del país tanto en el aspecto científico como de ingeniería. Los Laboratorios realizan esto por medio de unos cursos de escolaridad enlazados con la Universidad de Madrid con alumnos que son subvencionados. Patrocinado por Standard Eléctrica, S. A., el programa proporciona a SESA, Laboratorios de España y otras casas de ITT una cantidad de graduados de alto nivel especializados.

Durante un período de siete meses, el programa comprende conferencias especiales y enseñanza de laboratorio, enlazadas con el último año de estudios en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, y la Universidad de Madrid. Está concebido para intensificar los conocimientos de los ingenieros en las técnicas clásicas de telecomunicación, y proporcionarles una introducción a las más modernas concepciones.

Aproximadamente unos veinte estudiantes cada año, la mitad de los que se gradúan en la especialidad de telecomunicación, participan en estos cursos. En el programa se incluyen también estudiantes de Universidades de Sudamérica. Cuando se gradúan, no tienen ninguna obligación con ITT. Hasta ahora, la mayoría han elegido unirse a los Laboratorios de ITT, o a SESA.

#### 4. División de conmutación electrónica

La creciente demanda para flexibilidad en los sistemas de conmutación, junto con los rápidos adelantos en la tecnología de semiconductores, ha conducido a la necesidad y la posibilidad del desarrollo de sistemas de conmutación semielectrónicos. La falta de un dispositivo electrónico, de estado sólido, plenamente aceptable, ha llevado al empleo preferente para actuar como punto de cruce de un contacto de lengüetas encapsulado, o de un tipo especial de selector de barras cruzadas.

Entre las distintas soluciones posibles que se están actualmente investigando en ITT, a los Laboratorios de España se ha confiado la responsabilidad del diseño del sistema experimental 11C. De este modo los investigadores españoles han obtenido gran experiencia y han creado ideas con las que contribuirán eficazmente a los fundamentos de los próximos sistemas electrónicos de ITT.

El 11 C es un sistema de conmutación semielectrónico que sigue la filosofía de división en espacio, empleando

un selector miniaturizado de barras cruzadas en la red de conversación.

#### 5. División de estudios de tráfico

ITT Laboratorios de España son dentro de la Dirección Técnica de ITT Europa los responsables de los proyectos relativos a estudios de tráfico. Actualmente se están realizando en este campo trabajos teóricos para determinar los principios óptimos en que basar el diseño de los sistemas de conmutación electrónicos y Pentaconta. Un grupo de matemáticos ayudado por otro de especialistas en aplicaciones de los computadores trabajan en las teorías y técnicas de tráfico que permitirán alcanzar un nivel nunca logrado en los diseños de sistemas de conmutación.

Muchas de las personas de este grupo de ITT Laboratorios de España han sido preparados y han estado asociados con significados especialistas en teorías de tráfico, procedentes de otras casas del sistema europeo de ITT, en donde anteriormente se había centrado esta clase de trabajo. Ahora el trabajo principal de estudios de tráfico está dirigido por ITT Laboratorios de España.

Los estudios tradicionales de tráfico telefónico se limitaban a los teóricos. La posibilidad actual de emplear computadores electrónicos digitales muy eficaces, de muy alta velocidad y grandes memorias de núcleos magnéticos con acceso aleatorio, ha abierto nuevas perspectivas que pueden complementar y soportar los estudios teóricos antes mencionados; procesos de simulaciones de tráfico.

#### 6. División de ayuda por computadores a Ingeniería y mantenimiento

Los computadores electrónicos digitales modernos, han llegado a tener cada vez mayor importancia y son una herramienta muy poderosa, no solo para la dirección, contabilidad y control de stock, sino también con fines técnicos y científicos.

La división CADEM de ITT Laboratorios de España está realizando la mayor contribución al esfuerzo total de ITT en este campo. De hecho los Laboratorios de España tienen la responsabilidad de dirección para toda Europa del Sistema de información de ingeniería, basado en computadores, que abarca los distintos aspectos de ingeniería y sus relaciones con la fabricación.

## En este número

### STAMP — Sistema telefónico automático público para móviles.

Este artículo tiene por objeto describir un sistema de telefonía automática pública para móviles, que se conoce en francés con el nombre STAMP, "Système Téléphonique Automatique Mobile Public".

Se consideran los diversos parámetros que determinan el diseño de un sistema telefónico bidireccional totalmente automático que permite al abonado móvil disfrutar todas las facilidades de los abonados ordinarios: accesibilidad total a los canales, capacidad de tráfico, organización de la cobertura de radiofrecuencia, constitución del equipo de conmutación, comparación del método de concentración-desconcentración con el de conexión directa a los enlaces, plan de numeración y servicio de abonados "errantes", llamada automática nacional, cómputo y llamada selectiva.

La previsión de un sistema aplicable a los países europeos conduce a la consideración de una capacidad inicial de 10.000 abonados y 12 frecuencias, ampliable a 110.000 abonados y 36 frecuencias, para cubrir todo el área nacional.

Se hace una descripción general del equipo y de su funcionamiento, acompañada de gráficos y fotografías.

Con mapas de Francia y de una red española se ilustran las posibilidades del sistema, que se exhibe en París, está en servicio en Madrid y en instalación en Barcelona.

### Experiencia inicial del sistema de conmutación semielectrónico 10C.

El sistema 10C es un sistema semielectrónico que utiliza contactos "reed" sellados miniatura y doble control con programa almacenado. Se ha instalado en Wilrijk, Bélgica, una central pública de experimentación que constituye un módulo de 1000 líneas de una central telefónica terminal.

La experiencia real obtenida ha demostrado que el sistema 10C cumple los objetivos del diseño en relación con el mantenimiento, confiabilidad y flexibilidad. El mantenimiento de la central de Wilrijk se ha reducido prácticamente a los ajustes normales de los dispositivos de entrada-salida. De acuerdo con los datos disponibles de fiabilidad de componentes, por la experiencia de ITT en el área de conmutación semielectrónica y electrónica, se pronostica un tiempo medio de fallo total de 95 años. De las pruebas iniciales y durante la operación se deduce la total flexibilidad del sistema.

A causa de los métodos de simulación que se utilizaron ampliamente durante la comprobación del sistema, las averías encontradas en la instalación han sido muy escasas.

### Red de radioenlaces de 6 GHz. para 1800 canales telefónicos y televisión en México.

Empezando con una breve descripción de la red de radioenlaces en México a partir de 1962, se describen los nuevos sistemas de 6 GHz. que se completan en 1968 por Standard Elektrik Lorenz, ordenados en 1966. La longitud de los nuevos canales de radioenlaces es de 13.700 km.

Se consideran principalmente, la configuración del sistema, plan de frecuencias, confiabilidad, estimación de la calidad. La calidad después de la alineación es mejor en general que la recomendada por el CCIR.

Aparte de ser la primera explotación en gran escala de equipos de 1800 canales utilizando las técnicas de estado sólido, presenta otras características importantes, como: transmisión de 3 canales de sonido encima de la señal de televisión y distribución de programas con control remoto en la frecuencia intermedia.

### Etapas de abonado en las centrales locales de barras cruzadas Pentaconta.

Los elementos de selección de línea usados en las centrales Pentaconta utilizan el principio de la ayuda mutua combinada con sistemas de mallas. El dimensionado de tales elementos implica cálculos de la congestión en la red de conversación y estimaciones de la congestión en un complejo sistema de espera.

Para comprobar la validez de los cálculos efectuados para la red de conversación, se han realizado un gran número de simulaciones de tráfico según el modelo de "ruleta" debido a Kosten. También se han realizado un gran número de simulaciones de la unidad de control utilizando un modelo de tiempo real.

La comparación de los resultados de los cálculos con los de las simulaciones muestran la buena aproximación obtenida mediante aquéllos.

### Sistema de comunicación de datos GH-210.

Para que un sistema de comunicación de datos sea eficaz, es necesario algún método de corrección de errores de transmisión. El grado de control de los errores dependerá de la clase de sistema y del tipo de datos que hay que transmitir.

En el diseño de un sistema, este factor es de la mayor importancia. En el sistema GH-210 se utiliza transmisión de bloques y un código iterativo basado en la teoría de polinomios que da una protección próxima al 100 % con el mínimo de información redundante. La técnica de corrección de errores utiliza la retransmisión por el canal de vuelta a 75 baudios, técnica que se ha establecido ahora como la más apropiada para conseguir una velocidad muy alta para transferencia de información.

El equipo puede trabajar "no atendido" a pesar de su compleja función técnica y se ha diseñado para situarlo en una oficina normal.

Se espera que tiene una gran aplicación en todos los negocios industriales que utilicen comunicación con computadores.

### Equipo portátil de HF de banda lateral única, tipo TR-TM4.

Se describe un equipo de comunicaciones militares con banda lateral única, diseñado para comunicaciones tácticas hasta 10.000 canales en la banda de frecuencias de 2 a 12 MHz., con una potencia de salida de 15 W. que puede cubrir distancias mayores que las ordinariamente alcanzadas con los equipos VHF de frecuencia modulada y tamaño equivalente.

Se estudian las soluciones técnicas adoptadas, principalmente, con respecto a: sintonía del circuito de RF, protección contra interferencia, generación de frecuencias, adaptación de antenas, dispositivos de filtrado y conmutación, fiabilidad y tecnología.

Las características más importantes son:

- tiempo reducido para puesta en funcionamiento,
- estabilidad de frecuencia,
- compatibilidad con doble banda lateral modulada en amplitud,
- completamente transistorizado,
- funcionamiento en condiciones extremas mecánicas y climáticas.

### Perfeccionamiento del radar por proceso digital.

Los dispositivos de filtrado utilizados normalmente en el radar Doppler de impulsos están muy lejos de ser óptimos. Haciendo una comparación con el anterior MTI (Moving Target Indicator) el proceso utilizado en los sistemas radar de tierra, desarrollado y fabricado por LCT, representaba ya un avance considerable.

Un nuevo proceso de filtrado, propuesto por el ingeniero jefe de ingeniería naval. Albagli, que en sus principios tropezó con algunas dificultades, se ha hecho disponible mediante el uso de técnicas numéricas.

Este proceso hace posible, obtener la mayor calidad de radares Doppler, que en la práctica mejora de forma importante (según la potencia de 10) la sensibilidad del paso de datos de estos equipos.

### Sistema de conmutación 11B.

Este sistema de conmutación telefónica de barras cruzadas utiliza una gran proporción de elementos electrónicos en un equipo central de control. Está diseñado para operación de gran velocidad, dimensiones reducidas y facilidad de instalación. Tiene una capacidad de 16 a 12.288 líneas en centrales con 2 etapas y con 4 etapas con la característica especial del conmutador miniaturizado de barras cruzadas de ITT.

### La aplicación de los efectos masivos de "electrón transferido" en el arseniuro de galio.

En el artículo se describe el trabajo realizado en la aplicación del efecto "electrón transferido" en el GaAs. Brevemente se expone el mecanismo básico y se describen los diversos modos de propagación del dominio. Se muestra la forma simple, en que los dominios pueden ser disparados o también extinguidos

durante los tiempos de tránsito. Se discute la importancia de los modos LSA (acumulación de carga en espacio limitado) y los híbridos cuando está restringido el crecimiento del dominio total en relación con el procedimiento clásico de Gunn.

Se examinan los factores que afectan a la elección de dispositivos de construcción y con algún detalle la influencia de las características del material inicial.

Se considera el comportamiento de dispositivos masivos de GaAs en circuitos resonantes y se dan resultados de osciladores de impulsos de gran potencia y de onda continua de baja potencia en la región de 1 GHz. á 10 GHz. Se muestra como puede obtenerse sintonía electrónica utilizando un varactor para cambiar la resonancia de la cavidad. Se describe la operación de dispositivos con elemento en bloque y circuitos resonantes de micropelícula integrada.

Se discute la aplicación de dominios a la síntesis de funciones complejas en una sección dedicada al DOFIC. Finalmente, se hacen algunas conclusiones generales sobre las aplicaciones propuestas para los dispositivos de GaAs en bloque.

#### **Equipo digital de telemetría para vehículos espaciales.**

Las necesidades en el diseño y construcción de los equipos espaciales está mucho menos influenciada por los equipos de telecomunicación que por otras exigencias particulares y ambientales, al contrario de lo que ocurre para equipos similares en estaciones de tierra. No solo son necesarios mínimo peso y volumen sino que es importante un pequeñísimo consumo de

potencia y un máximo de confiabilidad. Esto debe cumplirse en condiciones ambientales muy adversas, como, alto vacío, grandes presiones mecánicas y variaciones muy amplias de temperatura.

Para el programa espacial nacional alemán, SEL ha construido un equipo espacial de proceso de datos de telemetría que utiliza en gran escala circuitos integrados en paquetes planos. Los resultados de las medidas se almacenan y transfieren por medio de un método de modulación con impulsos codificados.

En el artículo se describen y estudian las unidades y equipo para vuelo con los problemas de diseño, producción y pruebas.

#### **Conector tipo grapa para circuitos impresos.**

Actualmente se tiende a la miniaturización en equipos de conmutación. Esto exige la utilización de un gran número de unidades sobre circuitos impresos y estas unidades se interconectan por medio de conectores metálicos que deben tener una confiabilidad muy elevada.

El artículo se inicia con una revisión de la tendencia moderna en la tecnología de conectores, refiriéndose especialmente a la calidad del contacto, el aumento de puntos de contacto y la miniaturización, seguida por la presentación de los principios generales relacionados con el diseño de contactos de resorte. Finalmente se describe el conector tipo grapa desarrollado por CGCT según los principios descritos, se dan también sus características con una reseña breve de la calidad de los modelos existentes.

# STAMP - Sistema telefónico automático público para móviles

J. J. MULLER  
Le Matériel Téléphonique, París, Francia

## 1. Introducción

Se dispone en la actualidad de soluciones técnicas modernas que permiten la realización de sistemas telefónicos móviles públicos para su explotación por la Administración.

Casi todos los sistemas radiotelefónicos móviles existentes son totalmente manuales. Las llamadas de una estación fija a las móviles se hace muchas veces sobre un solo canal de llamada especializado, aunque el equipo móvil puede tener varios canales de radio. Una vez alcanzada la estación móvil, el abonado tiene que conectar su equipo de radio manualmente a un canal de tráfico, siguiendo las instrucciones de la operadora.

En sentido inverso, la estación móvil busca un canal libre o se conecta manualmente al canal de llamada, según el sistema. En Alemania las llamadas a abonados que viajen por carretera son cursadas por operadoras que llaman sucesivamente a las diversas estaciones donde puede estar el abonado, hasta dar con éste.

Actualmente hay en Europa 8.000 abonados dotados de equipo radiotelefónico bidireccional (en 9 países) y 5.800 abonados equipados con receptores de localización (en 2 países).

Muchas administraciones se encuentran ahora en la fase de planificación de nuevos sistemas automáticos. Gracias al ahorro de personal, el automatismo total costará menos que el servicio manual. ITT contribuye con su participación en el sistema IMTS (Improved Mobile Telephone Service) o MJ [1] desarrollado para el Bell System por ITT Kellogg, Motorola y Secode, y con el sistema STAMP o AMPTS (Automatic Mobile Public Telephone System), [2], desarrollado por LMT para la Compañía Telefónica Nacional de España para Madrid (ver Fig. 1)

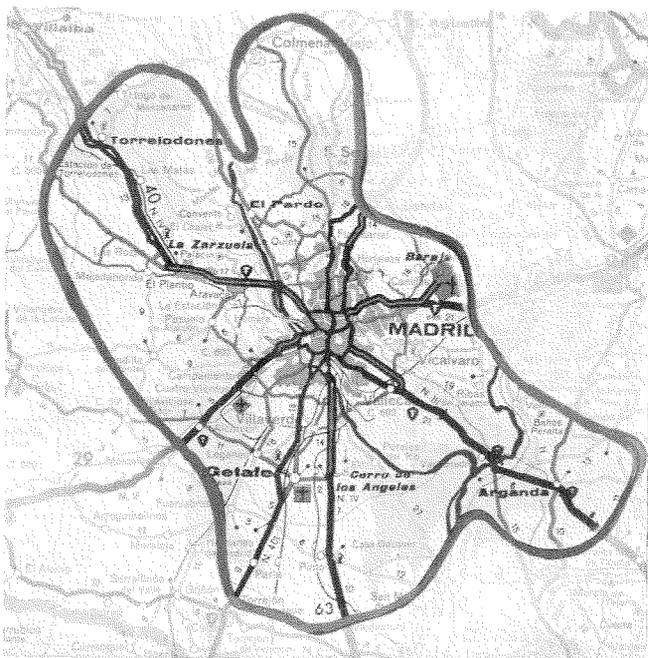


Fig. 1 Área cubierta por la estación de servicio móvil de Madrid.

y Barcelona, y que ahora se está mostrando en París a la Administración francesa y a otras.

En ambos sistemas, el abonado móvil dispone de un teléfono normal, con todas las facilidades de un abonado ordinario conectado a la red pública; el abonado móvil puede llamar directamente a un abonado fijo y viceversa.

## 2. Características principales de los sistemas telefónicos móviles automáticos

### 2.1 Principios

La red radiotelefónica móvil automática está conectada a una central automática a través de un terminal de control que incluye la estación principal de radio y realiza todas las funciones de conmutación, transmisión y señalización necesarias para conectar el equipo móvil a la central. Hay tantos transmisores de radio como canales tiene el sistema. Los receptores están distribuidos sobre el área a cubrir, a razón de varios receptores por canal, trabajando en diversidad de espacio.

El equipo móvil consta de un transmisor-receptor y una unidad de conmutación y señalización para comunicar con el terminal de control fijo.

### 2.2 Accesibilidad total a los canales

Una de las características principales del STAMP es el principio de acceso total a los canales: cada abonado móvil tiene acceso a todos los canales de radio de su red local y su equipo selecciona automáticamente un canal libre, siempre que éste exista.

La misión de una red de radio móvil (ver Fig. 2) es conectar  $N$  abonados móviles a entradas y salidas de una central mediante  $n$  canales de radio. Desde este punto de vista puede compararse el sistema a un concentrador.

Esto se consigue en la forma siguiente. El terminal de control marca en cualquier momento uno de los  $n$  canales de radio como disponible mediante el envío por el canal de un tono de 1.500 Hz. característico de libre. Todas las estaciones móviles buscan constantemente este tono conmutando cíclicamente sus osciladores de cristal y, cuando lo encuentran, quedan conectadas a ese canal.

Al originarse una llamada entrante o saliente, se completa sobre este canal libre, que queda así ocupado y es reemplazado inmediatamente por otro canal libre, si es que hay alguno, sobre el cual se conectan todos los receptores no afectados por la llamada anterior, en espera de que aparezca la siguiente llamada.

En la figura 3 puede verse la ventaja que ofrece este sistema, disminuyendo la probabilidad de encontrar ocupados todos los canales cuando un grupo de abonados comparte 1, 2, 4, 8 ó 16 canales en lugar de emplear canales independientes. Estas curvas están basadas en conocidas consideraciones del cálculo de probabilidades, que se aplican cuando un número de abonados tienen accesibilidad completa a un grupo de vías de tráfico comunes.

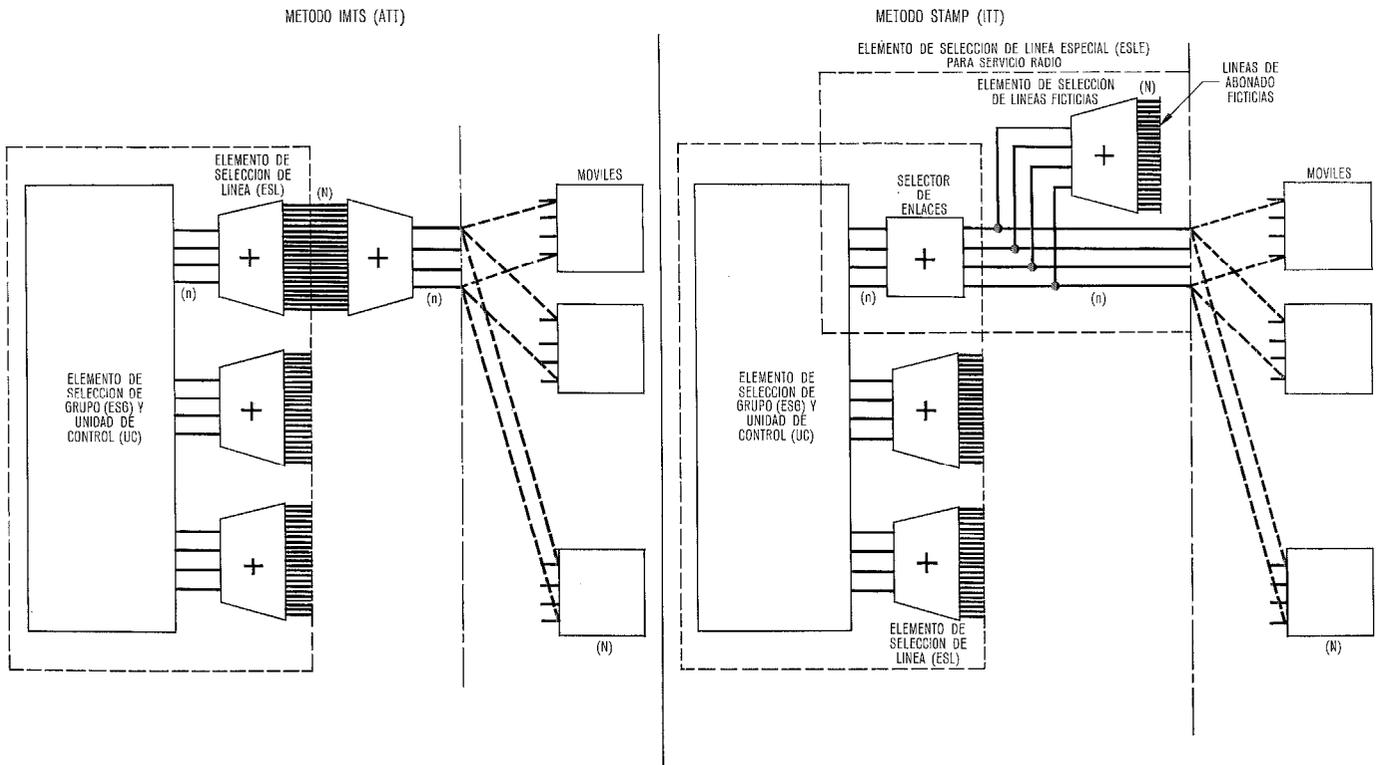


Fig. 2 Constitución del equipo de conmutación. Método IMTS y método STAMP.

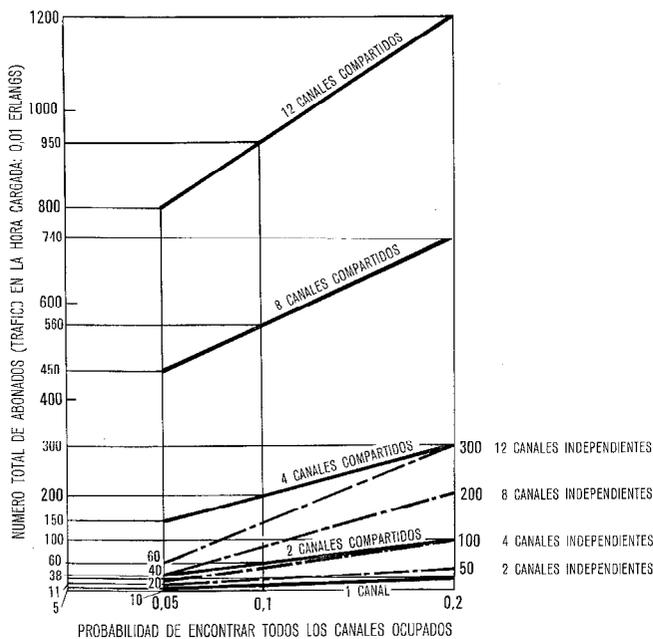


Fig. 3 Cantidad de abonados en función del número de canales.

Once abonados sobre un solo canal con un tráfico individual de 0,01 erlangs tienen una probabilidad del 10 % de encontrar el canal ocupado en la hora cargada.

Si se emplean 4 canales independientes puede atenderse a 44 abonados con el mismo grado de servicio. Pero si los 4 canales están compartidos en accesibilidad completa, puede cursarse el tráfico de 200 abonados (es decir 4,5 veces más abonados) con la misma calidad de servicio.

### 3. Organización de la cobertura de radio-frecuencia y características principales del sistema de radio

#### 3.1 Limitaciones principales

Una de las limitaciones principales en el diseño del sistema es el número de transmisores de radiofrecuencia que pueden colocarse en un punto dado, con sus antenas sobre el mismo mástil.

El problema consiste en el acoplo mutuo de las antenas que provoca interferencias de los transmisores, apareciendo productos de intermodulación del tipo  $nf_1 - mf_2$  por efecto de no linealidad. Estos productos deben estar a 60 db. por debajo de la portadora. Para conseguir esto se tienen los siguientes métodos:

a) Elección de la distribución de frecuencias para eliminar los productos mediante separación suficiente entre los canales. Puede demostrarse [5] que 8 canales con una separación de 20 Kc/s. deben repartirse sobre una banda total de 700 KHz. para evitar los productos de tercer orden. Como los receptores móviles están explorando a gran velocidad todos los canales de radiofrecuencia conmutando sus osciladores de cristal, los circuitos RF deben ser de banda ancha, habiéndose encontrado 1 MHz. como límite práctico.

b) Otro método es utilizar circuladores de ferrita que proporcionan una atenuación de 20 db., que se suma a los 40 db. que pueden obtenerse mediante el adecuado desacoplo de las antenas.

c) Finalmente, puede emitirse la portadora a bajo nivel (-30 db.) en los canales que no se utilizan.

En España se han empleado los dos primeros métodos, compartiendo un sistema automático y otro manual el mismo mástil de antena con un total de 7 canales.

En el IMTS se utilizan 8 canales. Un sistema japonés parece tener 12 canales con un conjunto de antenas.

Para cubrir grandes ciudades será necesario disponer dos centros transmisores con dos juegos independientes de frecuencias. Esta solución está siendo considerada por la Administración alemana para Hamburgo y podría utilizarse en París.

### 3.2 Asignación nacional de frecuencias

Como ejemplo del problema de la asignación nacional de frecuencias, la figura 4 muestra cómo podría cubrirse Francia dando servicio como mínimo a las grandes ciudades y a cierto número de carreteras. Si se asignan, por ejemplo, 8 canales a París, quedarán 4 canales para las carreteras que enlazan París con el Norte, el Sur y el Oeste.

La distancia entre dos puntos que utilizan la misma frecuencia en dos zonas diferentes, depende del terreno y debe comprobarse en la práctica. Suponiendo que puede volver a utilizarse la misma frecuencia alternativamente en una red si y otra no, con una configuración "lineal" a lo largo de las carreteras, resulta que pueden cubrirse con 12 frecuencias 10 ciudades de 400 abonados y 60 ciudades de 100 abonados, o sea un total de 10.000 abonados.

Para cubrir todo el área nacional es preciso, en ciertos casos, separar dos estaciones que emplean el mismo grupo de frecuencias mediante otras dos estaciones con

grupos de frecuencias diferentes, de forma que sólo se utiliza la misma frecuencia en una de cada tres redes. Con esta condición se necesitan por lo menos 7 grupos de un mínimo de dos frecuencias para cubrir áreas de baja densidad (Fig. 7b de ref. [7]). Pueden emplearse estos 7 grupos en los suburbios de ciudades grandes con muchas carreteras.

Así, el número total de frecuencias precisas para cubrir el área nacional puede llegar a ser  $2 \times 8 = 16$  para las grandes ciudades y  $2 \times 7 = 14$  para zonas de baja densidad, es decir un total de 30. Con 6 frecuencias de reserva se necesitan, por tanto, 36 canales en total.

La justificación de elegir un máximo de 36 es la siguiente. En la ref. [10] figura 7c, se demuestra que el número óptimo de grupos para repetición cada tres redes es 9 (ver la Fig. 5). Para tener una cobertura uniforme con densidad constante se tendrían 36 canales en total con grupos de 4 frecuencias. Si la zona 1 encerrada en círculo es de alta densidad y el cuadrado en líneas gruesas representa suburbios, se podrían asignar sólo 3 frecuencias a los grupos 2 á 9, de forma que las frecuencias que quedan libres podrían utilizarse en el centro que dispondría así de  $8 + 4 = 12$  frecuencias.

Por consiguiente, se podrían considerar 2 tipos de estaciones de radio:

- equipos de 12 canales para áreas de alta densidad,
- equipos de 36 canales para cubrir todo el país.

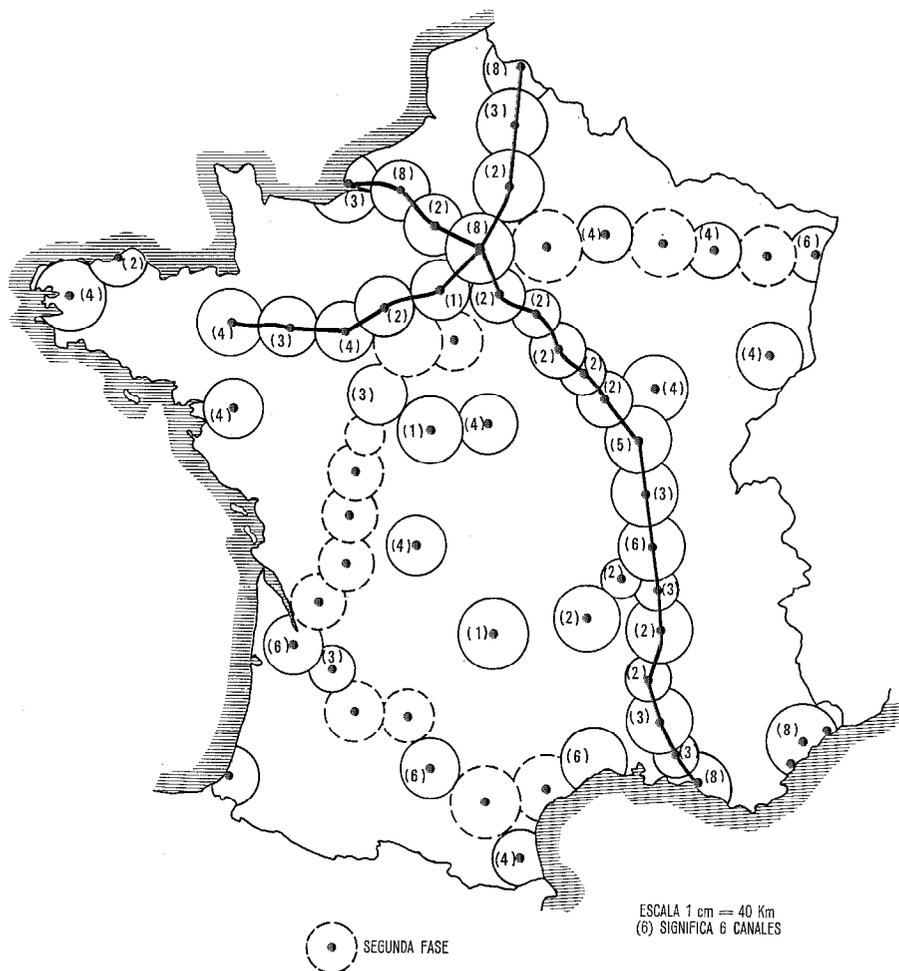


Fig. 4 Solución típica de organización de cobertura por radiofrecuencia.

### 3.3 Canales que debe tener el equipo móvil

Si un abonado que se traslada de una ciudad a otra, un abonado "errante", desea poder hablar en la carretera y en la segunda ciudad, debe tener un equipo dotado con todas las frecuencias que se puedan utilizar en su itinerario.

Su equipo tendrá las frecuencias de su red propia y podrá utilizar las otras frecuencias actuando el mando de "errante", lo que provocará la exploración por su estación de toda la gama de frecuencias requeridas (normalmente 6 ó 12). La posición de reposo de este conmutador es útil en zonas de superposición de áreas diferentes, para evitar que el equipo móvil quede conectado sobre una red contigua mientras se le llama por su red propia, con lo que no podría recibir llamadas aún estando dentro del alcance de su propia estación principal.

En algunos países, el abonado "errante" puede desear hasta 36 canales, lo que encarecerá su equipo. Sin embargo, en un futuro próximo se dispondrá de soluciones razonables con las nuevas técnicas de síntesis digital.

Hay, por consiguiente, dos factores contradictorios; uno es que el número de canales debe ser elevado, con el fin de tener un gran número de abonados y muchas posibilidades para zonas de superposición de redes; el otro es que el equipo móvil debe ser económico y tener, por tanto, un número mínimo de canales. El compromiso a adoptar dependerá en gran parte del país. El sistema STAMP es compatible con cualquier elección.

## 4. Fundamentos y características principales del equipo de conmutación

### 4.1 Especificación general

Las especificaciones que se han tomado como guía para el STAMP son las siguientes:

La más importante es que el servicio dado a un abonado móvil debe ser idéntico en todos los aspectos al que se da a un abonado ordinario de la red telefónica pública, incluyendo:

- servicio interurbano;
- categorías de abonados posibles, como ausente, restringido, transferido, suspendido, etc. (Esta condición influye profundamente en el diseño);
- posibilidad de oferta.

Además, el sistema móvil debe ser susceptible de conectarse a cualquier tipo de sistema de conmutación (barras cruzadas, rotatorio, paso a paso).

La posibilidad de numeración debe ser flexible para adaptarse a los esquemas de numeración de los principales países europeos. La planificación está basada en 10.000 abonados por país, con posibilidad de ampliación a 110.000 por grupos de 10.000. En un país con 11 millones de automóviles, esto significa que puede dotarse del servicio a un coche entre 1.000, pudiendo hacerse ampliaciones hasta 10 veces la capacidad inicial.

El cómputo debe ser compatible con los métodos europeos de cómputo individual de abonados y opcionalmente con el cómputo automático centralizado (AMR). Debe tenerse en cuenta también la aplicación de tarifas especiales al servicio móvil, según los deseos de las administraciones.

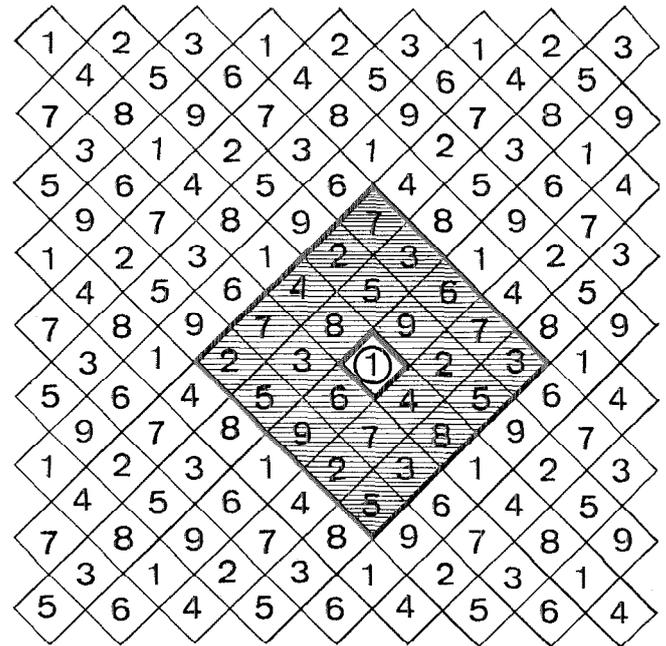


Fig. 5 Distribución típica de canales para cobertura de áreas.

Los abonados "errantes" deben disfrutar de servicio automático, sin intervención de operadoras, siempre que hayan suscrito un contrato especial que determine las ciudades o redes a las que quieran tener acceso.

Como alternativa, pueden hacerse dos grupos de abonados: abonados nacionales, que disfrutan del servicio de "errantes" en todas las ciudades donde éste existe (automático o manual, según las ciudades), y abonados locales, que sólo pueden hablar dentro de su propia red.

Hay que limitar el tiempo de envío de señal de llamada en comunicaciones de abonado ordinario a móvil, para evitar la ocupación inútil de circuitos de radio en el caso de que no se conteste.

En las llamadas de abonado ordinario a abonado móvil en que el primero no recibe señal alguna del móvil (por ejemplo, por estar el equipo de éste fuera de servicio), aquel debe conectarse a un terminal especial por donde se le da una indicación grabada de que no puede conectarse al abonado llamado.

Si desaparece la portadora durante menos de 30 segundos a causa de que el móvil está en una zona de sombra, por ejemplo, la llamada debe continuar.

### 4.2 Concentración — desconcentración

Para cumplir estos requisitos hay dos soluciones fundamentales.

Una es la solución IMTS, representada en la mitad izquierda de la figura 2, que consiste en considerar la red móvil como completamente independiente de la central, como un concentrador — desconcentrador. El terminal de control está conectado al repartidor principal de la central y se comporta con respecto a ésta como un conjunto de 400 líneas de abonados independientes, iguales a las de los ordinarios. Cada estación móvil tiene un número de teléfono dentro de la numeración de la central a que corresponde.

## Sistema telefónico para móviles

La otra solución, el STAMP, está basada en el hecho de que, como puede verse en la parte derecha de la figura 2, donde el equipo de conmutación está conectado al repartidor principal, hay una desconcentración realmente innecesaria en la central. En el STAMP el equipo de conmutación del terminal de control se conecta directamente al elemento de selección de grupo, mediante un número de enlaces igual al de canales de radio. Así, 4 canales radio pueden conectarse a 4 enlaces de llegada o de salida mediante un solo multiconmutador, llamado selector de enlaces en la figura.

Sin embargo, esto por sí solo no sería compatible con la necesidad de prever todos los servicios especiales, ni con el cómputo individual, ni proporcionaría información sobre la condición de línea ocupada. Por estas razones se asocia al selector de enlaces un elemento ficticio de selección de línea en el que se individualiza cada línea de abonado con su contador, su relé de corte y circuitos auxiliares mediante una "línea de abonado ficticia", terminada sobre una carga.

El terminal de radio tiene asignado un prefijo diferente del de la central y los números de los abonados no están incluidos en la numeración de aquella.

El equipo STAMP es, en principio, del tipo Pentaconta y está diseñado para conectarse a centrales Pentaconta, pero puede conectarse a cualquier otro sistema haciendo los cambios adecuados en la señalización interna. Puede disponerse rápidamente de otras versiones para su conexión a centrales de tipo rotatorio o paso a paso.

### 4.3 Plan de numeración y abonados "errantes"

El plan de numeración es uno de los problemas principales al establecer un servicio a escala nacional.

El sistema STAMP se ha basado primordialmente en los planes de numeración francés y español. Los dos cuentan con un número nacional de 8 cifras precedido de un prefijo interurbano especial.

	Interurbano	Zona	Central	Abonado
Francia	(16)	AB	PQ	MCDU
España	(9)	AB	PQ	MCDU
París:	1-PQR-MCDU.			

Se propone comenzar asignando 10.000 números de abonado al servicio móvil, lo que puede hacerse con una serie única de las últimas 4 cifras MCDU. En cada zona el servicio móvil se identifica por un conjunto de prefijos PQ especiales, que corresponden a centrales "ficticias" incorporadas a las centrales existentes. Como es sabido, en los sistemas rotatorios y en el Pentaconta, estos prefijos pueden añadirse sin dificultad y cualquier central puede trabajar con ellos, siempre que pueda cursar el tráfico correspondiente. Dentro de cada zona el abonado MCDU es único y, por tanto, no es preciso enviar sobre los canales radio el prefijo PQ ni el AB.

Si un abonado desea contrato de "errante" para todo el país, se le asignará su propio contador y su línea ficticia en cada uno de los centros  $A_n B_n P_n Q_n$  donde desea estar conectado. Estas centrales cursarán entonces su tráfico exactamente igual que si se tratara de un abonado local. Para establecer una llamada de abonado ordinario a móvil se marcará el número  $A_n B_n P_n Q_n MCDU$ .

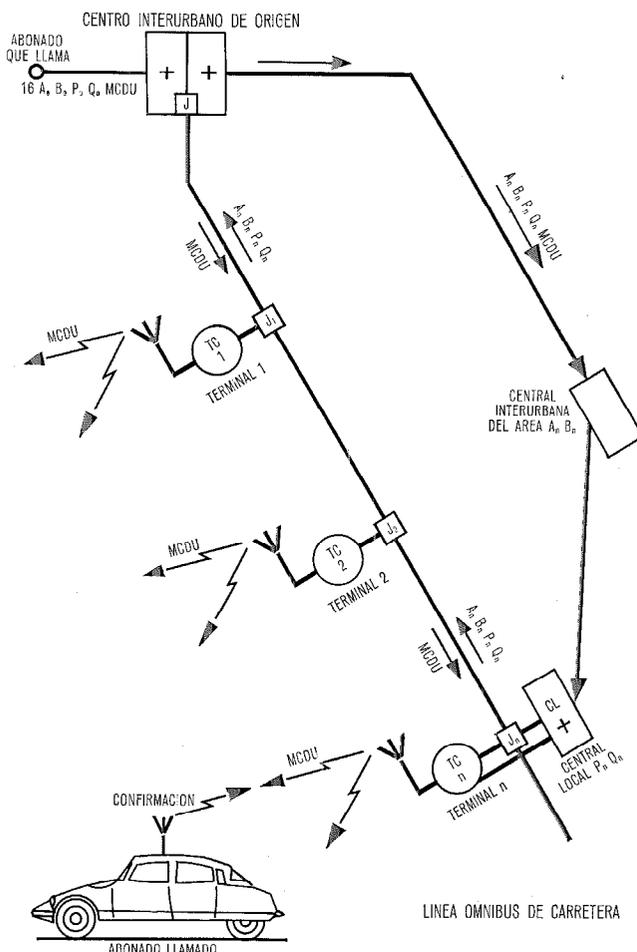


Fig. 6 Llamada nacional.  
CL Central local Pentaconta  
TC Terminal de control radio  
 $J, J_n$  Circuitos de enlace

El coste del servicio automático nacional es una función del número de contadores y líneas ficticias. Para tener esto en cuenta se ha elegido una capacidad de 1.500 líneas de abonado en total por cada red de 8 canales.

### 4.4 Llamada nacional

Como cada estación móvil del país tiene asignado un número único, es posible comunicarse con cualquier abonado de la red nacional, sin saber donde está, con independencia de que esté en su propia área o viajando por otra. Esto puede conseguirse interrogando a las redes radio desde un centro interurbano de origen mediante el envío del número MCDU del abonado "errante" deseado. Cuando se le alcanza, confirma la recepción de su identidad a la central local que, a su vez, se identifica a la central interurbana, que procede a establecer con esta información una comunicación interurbana normal con el abonado móvil a través de la red de conmutación.

En la figura 6 puede verse como se hace esto [6]. Se muestra un centro interurbano de una gran ciudad, una carretera, una central interurbana y una central local de un área donde se encuentra el móvil MCDU. Supongamos que trata de comunicarse con él un abonado ordinario de la gran ciudad.

El abonado que llama marca primero el prefijo interurbano nacional 16 y un prefijo especial de 4 cifras  $A_o B_o P_o Q_o$ , que identifica el servicio radio de la carretera en cuestión. Cinco únicas combinaciones de 4 cifras de este tipo, por ejemplo, serán suficientes para identificar cinco carreteras. Se alcanza así un circuito de enlace especializado  $J$  que da acceso a una línea ómnibus que conecta directamente el centro interurbano con todos los terminales radio que hay a lo largo de la carretera. En cada uno de estos la línea se conecta a un circuito de enlace que da acceso al terminal de control y puede alcanzarse desde la central local. Cuando el abonado que llama marca el número  $MCDU$  del llamado, los circuitos  $J$  y  $j_1 \dots j_n$  provocan el envío de las cifras  $MCDU$  por todas las estaciones radio de la carretera. La estación  $n$  recibe confirmación del "errante". El circuito  $j_n$  envía al centro interurbano la identidad  $A_n B_n P_n Q_n$  de la central  $n$ , y el circuito  $J$  del centro interurbano establece entonces una comunicación interurbana normal con el abonado deseado. La central local y la estación de radio harán una nueva llamada al móvil  $MCDU$ , o bien el circuito de enlace  $j_n$  habrá mantenido ocupado el canal de radio, y al móvil dispuesto a recibir tono de marcar. En este caso,  $j_n$  ha enviado su propia identidad  $A_n B_n P_n Q_n \mu \lambda \delta v$  al centro interurbano, que hace una llamada para conectarse a  $j_n$  con el número  $\mu \lambda \delta v$ , y éste establece la conexión al abonado llamado.

Las posibilidades de tal sistema deben compararse cuidadosamente con las de sistemas de llamada unidireccional del tipo EUROCALL. Ventajas obvias de aquel son la integración de las funciones de localización y comunicación en una única infraestructura de radio. A cambio se tiene el coste de la línea ómnibus a lo largo de la carretera, pero los sistemas tipo EUROCALL requieren también una línea para llevar la información de la llamada a todos los transmisores repartidos por el país.

Además, en algún momento el servicio de "errantes" tendrá probablemente cómputo automático centralizado (AMR) y, entonces, la información de cómputo se enviará por canales de datos que se utilizarán también para la información de la llamada.

El tráfico por canal no es alto. Las cifras de previsión que se conocen son 1 llamada por día y por abonado y 1 llamada por cada 10 abonados en la hora cargada. Suponiendo 3.600 abonados interesados en una carretera, esto significa 360 llamadas, cada una de las cuales precisa menos de 1 segundo, es decir un tráfico total de llamada de 0,1 erlangs.

#### 4.5 Ampliación de la capacidad por encima de 10.000 abonados

El sistema admite hasta 110.000 números para los abonados móviles. Se ha visto anteriormente cómo puede darse servicio automático nacional, dentro del plan de numeración francés, a 10.000 abonados.

Para identificar a escala nacional a otros 100.000, deben emplearse cinco de las ocho cifras del número nacional.

Una solución consiste en considerar un segundo grupo de prefijos  $P' Q'$  destinados a servir a 100.000 abonados

más en el plan nacional y correspondientes también a centrales "ficticias" integradas en las centrales existentes. Por otra parte, los prefijos  $AB$  se asocian en los traductores de los centros interurbanos a 10 zonas geográficas que correspondan más o menos a esa cifra de abonados posibles. Estas 10 zonas se identifican mediante una cifra "a" que, junto con  $MCDU$ , representará el número particular de cada abonado móvil de segunda categoría:

$$aMCDU.$$

En cada área "a" se asigna el número  $MCDU$  a un abonado de forma que no haya dos con el mismo número dentro de ese área. El abonado se identifica entonces de forma única por la combinación  $AB$  y  $MCDU$ . El prefijo  $P' Q'$  sólo sirve para indicar que se trata de un abonado móvil de segunda categoría de una determinada central local.

No puede darse servicio automático a los 100.000 abonados de esta categoría en el sentido abonado ordinario llama a móvil "errante", puesto que se precisan 5 cifras para identificar a cada uno de los 100.000 abonados ( $AB MCDU$  equivalente a  $aMCDU$ ) y 4 cifras para determinar la estación radio, es decir un total de 9 cifras, mientras que el esquema de numeración sólo tiene 8 cifras.

Para alcanzar un abonado "errante" de segunda categoría es preciso llamar a una operadora de la ciudad donde se supone que está aquél. Una vez conocido este número  $AB (P' Q') MCDU$ , la operadora transformará  $AB$  en "a" mediante una tabla de 10 entradas válida para todo el país y marcará a  $MCDU$ .

En sentido inverso se identifica al "errante" por su número  $aMCDU$  que la operadora transforma en  $ABMCDU$  para efectos de cómputo.

La transformación de  $AB$  en "a" y viceversa puede hacerse automáticamente.

La llamada general en carretera descrita en 4.3 puede efectuarse mediante una operadora interurbana que tenga acceso directo a la línea ómnibus que se muestra en la figura 6 y que disponga de un traductor de  $ABMCDU$  en  $aMCDU$ . Cuando el circuito de enlace  $j_n$  encuentra al abonado "errante" mantendrá el canal de radio ocupado y enviará su identidad  $A_n B_n P_n Q_n \mu \lambda \delta v$  al centro interurbano de origen, que establecerá una llamada normal hasta el circuito de enlace. En este caso deben tomarse precauciones en la línea ómnibus para identificar a los 10.000 abonados "errantes" que disfrutan del servicio automático nacional, añadiendo por ejemplo en el circuito de enlace de origen  $J_n$  de la figura 6 dos cifras  $\alpha \beta$  a las  $MCDU$ . Estas dos cifras permitirán al circuito  $j_n$  distinguir a un abonado nacional de uno local o de segunda categoría.

Para resumir, a causa de la estructura del plan de numeración francés, con sus 8 cifras, y gracias a la conexión de los órganos de conmutación del sistema STAMP a la sección de grupo de la central a través del selector de enlaces, puede darse servicio a 110.000 abonados en la forma siguiente:

— "Primera categoría", servicio automático nacional para "errantes" a 10.000 abonados identificados así:

## Sistema telefónico para móviles

Cualquier área	Radio 1		
AB	PQ	MCDU	
		Identidad del abonado	
— "Segunda categoría", servicio manual para "errantes" a 100.000 abonados identificados así:			
	Area propia	Radio 2	
	AB	P'Q'	MCDU
Grupo de áreas	a		
		aMCDU	
		Identidad del abonado	

En principio, puede darse a ambas categorías el servicio de llamada en carretera.

Debe tenerse presente que esta solución es sólo un ejemplo de organización adaptada a un plan de numeración determinado. Con un plan de 9 cifras no existiría la limitación de servicio automático para "errantes" sólo para 10.000 abonados, y lo mismo puede decirse en el caso de un esquema de numeración abierta, como los que se utilizan en redes paso a paso.

De todas formas, la limitación no es muy grave. Aunque el número de abonados que desean servicio de "errantes" puede ser alto (el 80 % en Alemania), probablemente la mayor parte de ellos aceptarán que sea manual, de modo que parece correcto prever servicio automático sólo para el 10 %.

Sin embargo, habrá muchos factores que influirán en la adopción por cada Administración de una solución. El sistema STAMP ha sido diseñado con flexibilidad suficiente para cumplir diversos requisitos. Por ejemplo, pueden tenerse las siguientes facilidades sin cambio en el diseño:

- a) servicio automático nacional en determinadas ciudades escogidas y manual en otras,
- b) servicio nacional limitado a 10.000 abonados, dándose a los otros 100.000 sólo servicio local, sin acceso a otras redes fuera de la propia.

### 4.6 Cómputo

Se ha dado la máxima flexibilidad posible a los dispositivos de cómputo del sistema STAMP.

Se ha previsto cómputo individual y opcionalmente cómputo automático centralizado (AMR).

En ningún caso habrá tarifa especial para las llamadas de abonado ordinario a móvil, ya que esto es incompatible con los métodos actuales de cómputo. La forma más sencilla de que los abonados paguen este servicio es establecer una tarifa fija mensual. Otra solución simple es aumentar el precio del impulso del contador normal de abonado.

Un método más complicado consiste en discriminar entre las llamadas salientes y las entrantes y medir su duración con ayuda de dos contadores adicionales.

Para estos fines, en el sistema STAMP puede dotarse de hasta 3 contadores a cada línea de abonado.

### 4.7 Llamada selectiva entre abonados fijo y móvil

Hemos visto que, hasta 10.000 abonados nacionales, cada móvil se identifica por un número de 4 cifras, que es toda la información que es necesario emitir para identificarlo. Inmediatamente se plantea el problema de elegir

un código adecuado para intercambiar esta información con el móvil. Normalmente se utiliza una combinación de impulsos de frecuencia vocal.

Hay que tener en cuenta principalmente 3 consideraciones:

a) es mejor emitir únicamente una sola frecuencia, a fin de utilizar la máxima potencia y selectividad para cada señal y aumentar así el alcance en condiciones marginales. Una señal puede estar por encima del nivel de ruido y dos señales, cada una con la cuarta parte de potencia, pueden estar por debajo.

b) es mejor emitir impulsos largos en lugar de cortos. Se protege así la señal de llamada selectiva contra cambios rápidos en el nivel de recepción por trasladarse el coche de zonas de máxima interferencia a zonas de mínima y también contra la interferencia debida a ruidos intermitentes. La información que se ha publicado, especialmente sobre medidas de la Administración suiza [7], así como numerosas pruebas realizadas por LMT han demostrado que 25 milisegundos de impulso era muy poco, 100 ms. deseable y 50 ms. un compromiso aceptable a 150 MHz. (a 72 Km/h y 150 MHz. el tiempo entre dos mínimos de campo es 50 ms.; los impulsos del encendido tienen normalmente un período de 10 ms.).

c) por otra parte, el tiempo invertido en establecer una llamada local no debiera pasar de unos pocos segundos.

Esto indica que el código debe ser lo más eficaz posible desde el punto de vista del número de elementos unitarios de tiempo (bits) por cifra. Si consideramos ahora en esa forma diversos códigos, tenemos que el número medio de elementos de tiempo necesarios para emitir 4 cifras (sin incluir las señales de principio y fin) es el que se muestra en la figura 15, de donde se clasifican los códigos en orden de mérito creciente (número de bits decreciente) como sigue:

1°. Código decimal (IMTS)	40
2°. Código 2 entre 5 [8]	20
3°. Código decimal binario (STAMP)	16
4°. Código binario puro	14
5°. Código decimal con 10 frecuencias (CCIR) [9]	4
6°. Código de 3 frecuencias entre 26 (suizo)	3

Por lo que se refiere al sistema STAMP se eligió el código binario decimal por las siguientes razones adicionales:

- los sistemas de selección de frecuencias puras (como el 5° y el 6°) se basan en filtros de alta selectividad, mientras que los códigos binarios emplean circuitos digitales que pueden ser microminiaturizados con facilidad,
- la decodificación del código binario puro es cara,
- el código binario decimal es algo más eficaz que el código 2 entre 5, que por su parte tiene la ventaja de llevar inherente una comprobación de paridad.

Las medidas especiales que se han tomado para aumentar la seguridad del sistema de llamada selectiva son:

a) se cuentan los impulsos recibidos y se rechaza la señal si el resultado no es correcto. Esto es semejante a la comprobación de paridad del código 2 entre 5,

b) en el caso de llamada de abonado móvil a ordinario, la identidad del abonado que recibe la estación fija

se registra en el terminal de control y se vuelve a enviar al receptor móvil para compararla con el código del abonado. Si la comprobación no es positiva en el receptor móvil, no se da tono de marcar.

Pruebas completas de confiabilidad relacionadas con:  
 — el porcentaje de llamadas perdidas, y  
 — el porcentaje de respuestas a falsas llamadas, han demostrado que se puede llamar con seguridad durante todo el tiempo que el circuito de radio puede usarse para la conversación, y un poco más.

Para pasar 5 cifras, como se requieren para el servicio de segunda categoría, el STAMP emplea diferentes frecuencias de señalización para enviar los impulsos. Los 10.000 abonados nacionales o de primera categoría se identifican con un par de frecuencias,  $f_s$  y  $f_c$ . Cada grupo de 10.000 abonados de segunda categoría se identifica mediante otra pareja de frecuencias, por tanto se precisan 11 pares de frecuencias para llamar a 110.000 abonados. Sin embargo, cada equipo móvil solo estará dotado de 2 frecuencias, de forma que la ampliación de 10.000 á 110.000 abonados no encarece el equipo móvil.

En el caso de que los abonados de segunda categoría sólo disfruten de servicio local, los terminales necesitan tener únicamente 2 grupos de frecuencias de señalización, las frecuencias nacionales y las locales del área "a".

Con estos perfeccionamientos, el sistema STAMP dispone de un código más eficaz que el binario puro, ya que bastan 16 elementos unitarios de tiempo para 110.000 abonados, mientras que el código binario puro necesitaría 17.

### 5. Descripción general del sistema STAMP

Las consideraciones anteriores han dado como resultado el sistema que se muestra en forma de esquema de bloques en la figura 7, para el caso particular de 4 canales radio y 3 receptores en diversidad por canal.

A la izquierda de la figura 7 se representa un elemento de selección de grupo (ESG) y una unidad de control (UC) de una central Pentaconta. A la derecha hay una estación radio móvil y la asociada fija. En medio se encuentra el equipo fijo preciso para conectar los móviles al centro de conmutación (que se ha denominado terminal de control anteriormente). Este terminal (Fig. 8) se compone esencialmente de un elemento de selección de línea especial (ESLE) con un selector de enlaces y un elemento de selección de líneas ficticio, constituidos por equipo Pentaconta, y de 4 unidades fijas de transmisión, señalización y pruebas (TSP), tantas como canales radio, que contienen los circuitos electrónicos especializados de señalización y los circuitos auxiliares de los emisores y receptores de radio fijos.

En la figura se ven en líneas gruesas las vías de conversación. Se emplean 4 hilos desde la estación radio principal hasta la bobina híbrida y la conmutación se realiza a 2 hilos. Las flechas del elemento de selección de grupo indican enlaces a 2 hilos especializados para llamadas entrantes y salientes y que conectan el ESG con el ESLE.

#### 5.1 Equipo de radio

El equipo de radio móvil está completamente transistorizado y tiene una potencia de 10 vatios con alimentación a 12 voltios. La separación entre las frecuencias de emisión y de recepción es 4,6 MHz, con 20 KHz. entre canales y utiliza modulación de frecuencia. Los osciladores de cristal se conmutan mediante semiconductores, a razón de 10 por segundo, para buscar un canal libre.

La unidad móvil de conmutación y señalización tiene esencialmente un contador asociado a una matriz de diodos para decodificar la señal de llamada selectiva, que tiene 16 elementos de tiempo, y dar el código local, y los circuitos lógicos necesarios para comunicarse con la

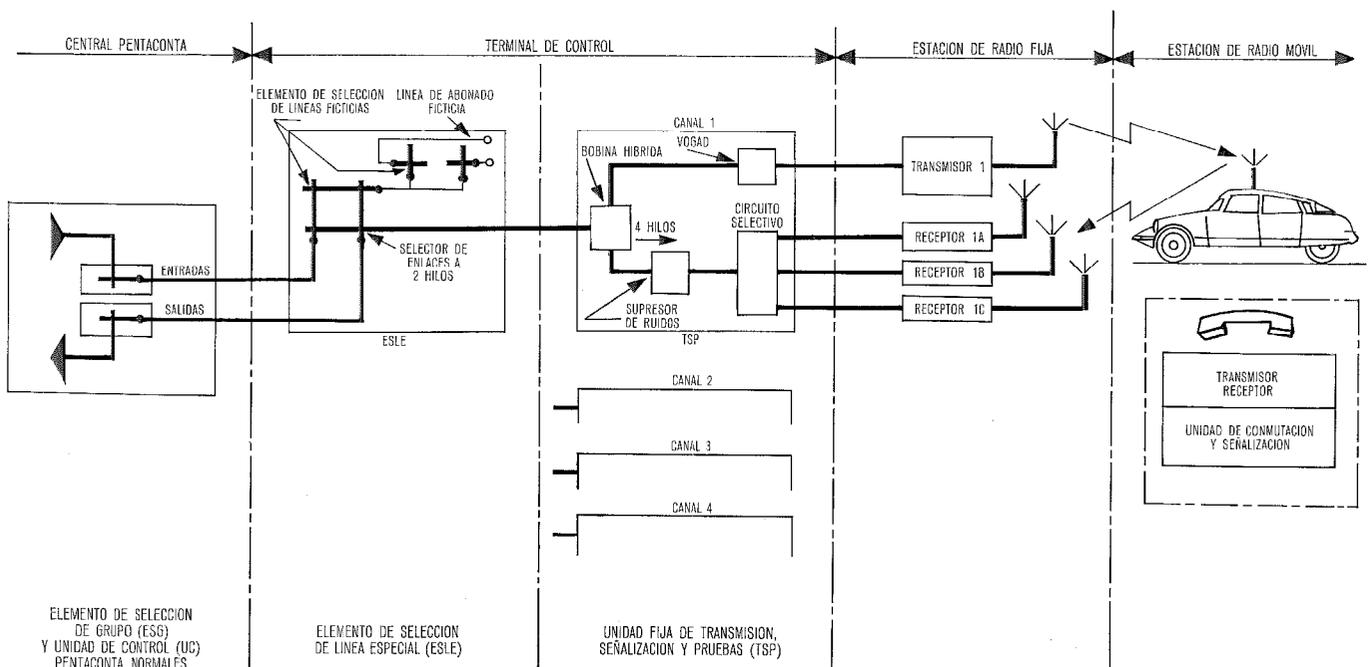


Fig. 7 Diagrama general del sistema STAMP.

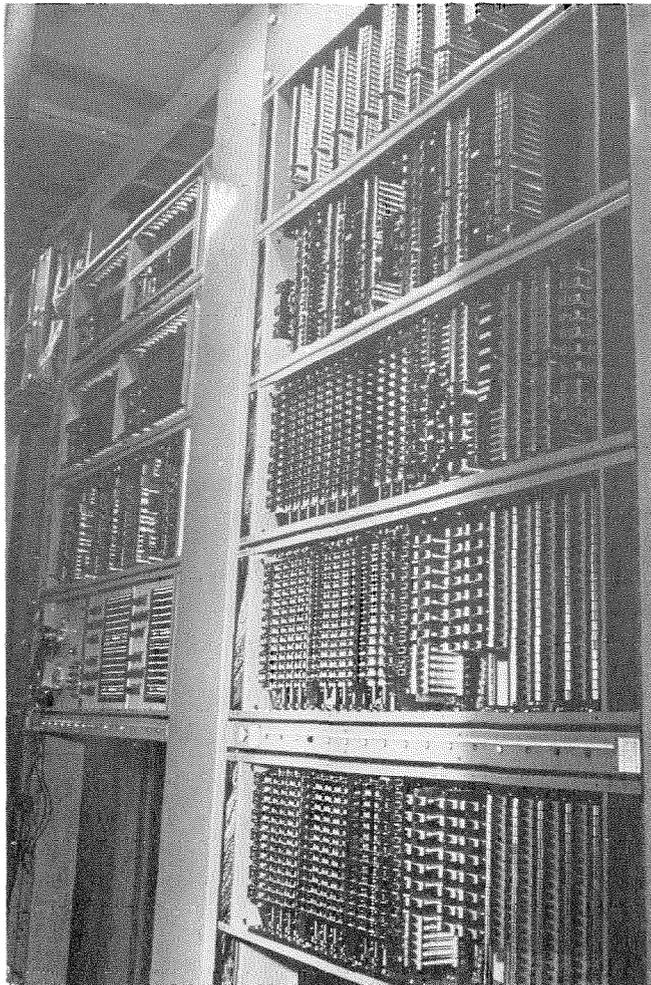


Fig. 8 Terminal para dos canales.

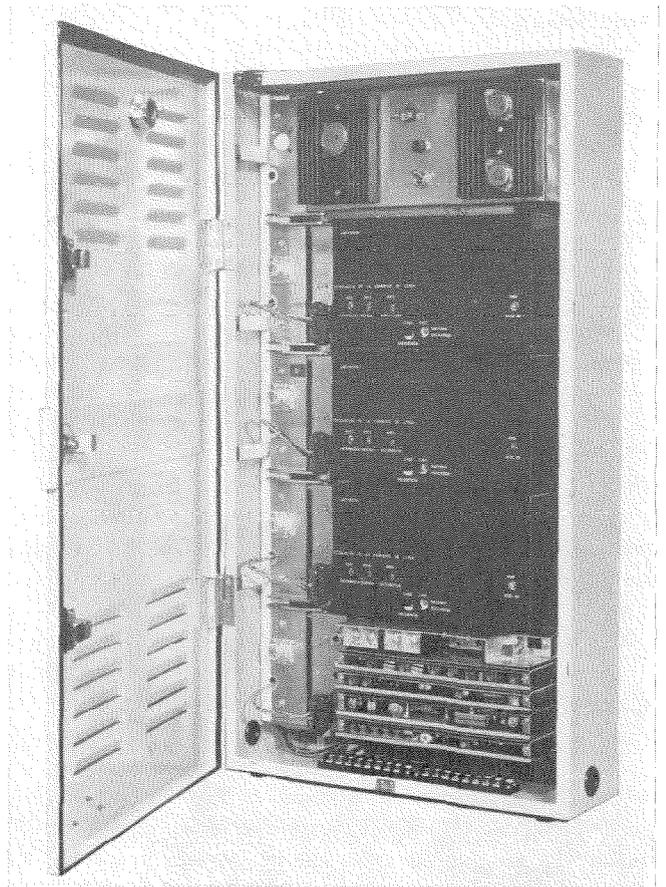


Fig. 9 Equipo de recepción para colocarse en una red con cuatro canales.

unidad fija de transmisión, señalización y pruebas a fin de realizar las funciones de señalización y supervisión. También incluye generadores y detectores de frecuencias vocales para señalización.

Los transmisores fijos están transistorizados, excepto el amplificador final de 250 vatios. Se supervisa permanentemente la potencia emitida mediante un vatímetro direccional cuya indicación se envía al terminal de control.

Los receptores fijos están totalmente transistorizados. Un grupo de 8 en un bastidor tiene un consumo total de 10 vatios, (Fig. 9).

Las antenas fijas de transmisión se montan apiladas en un mástil común para hacer mínima la intermodulación (ver sección 3), (Fig. 10).

### 5.2 Unidad fija de transmisión, señalización y pruebas (TSP)

Los transmisores y los receptores están conectados al terminal de control mediante líneas telefónicas permanentes debidamente acopladas. El TSP incluye un circuito de control de los transmisores, que permite emitir, solo a los transmisores que se necesitan para la conversación y para marcar el primer canal libre.

El nivel de modulación de los transmisores se ajusta con un VOGAD. Un circuito selectivo, que funciona com-

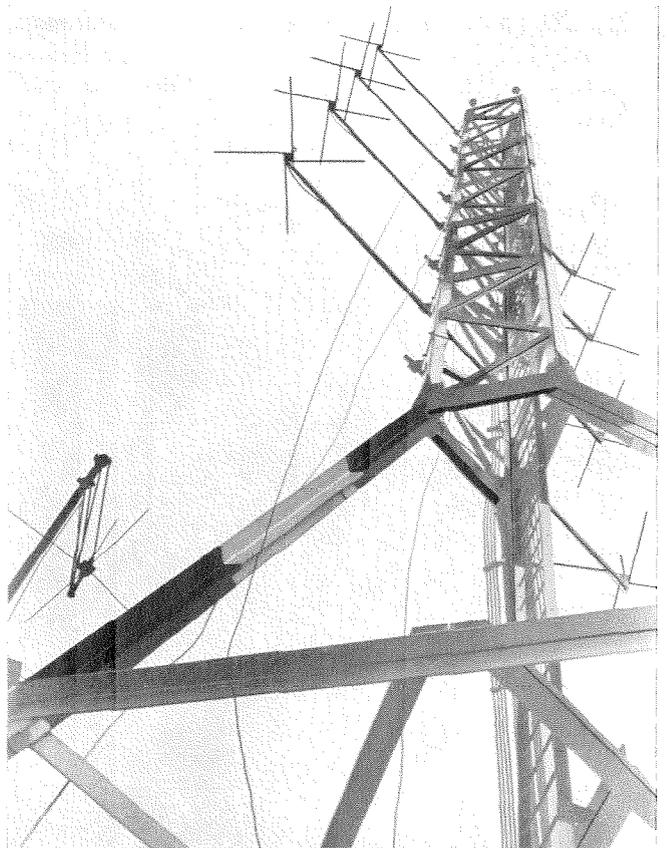


Fig. 10 Antena de transmisión.

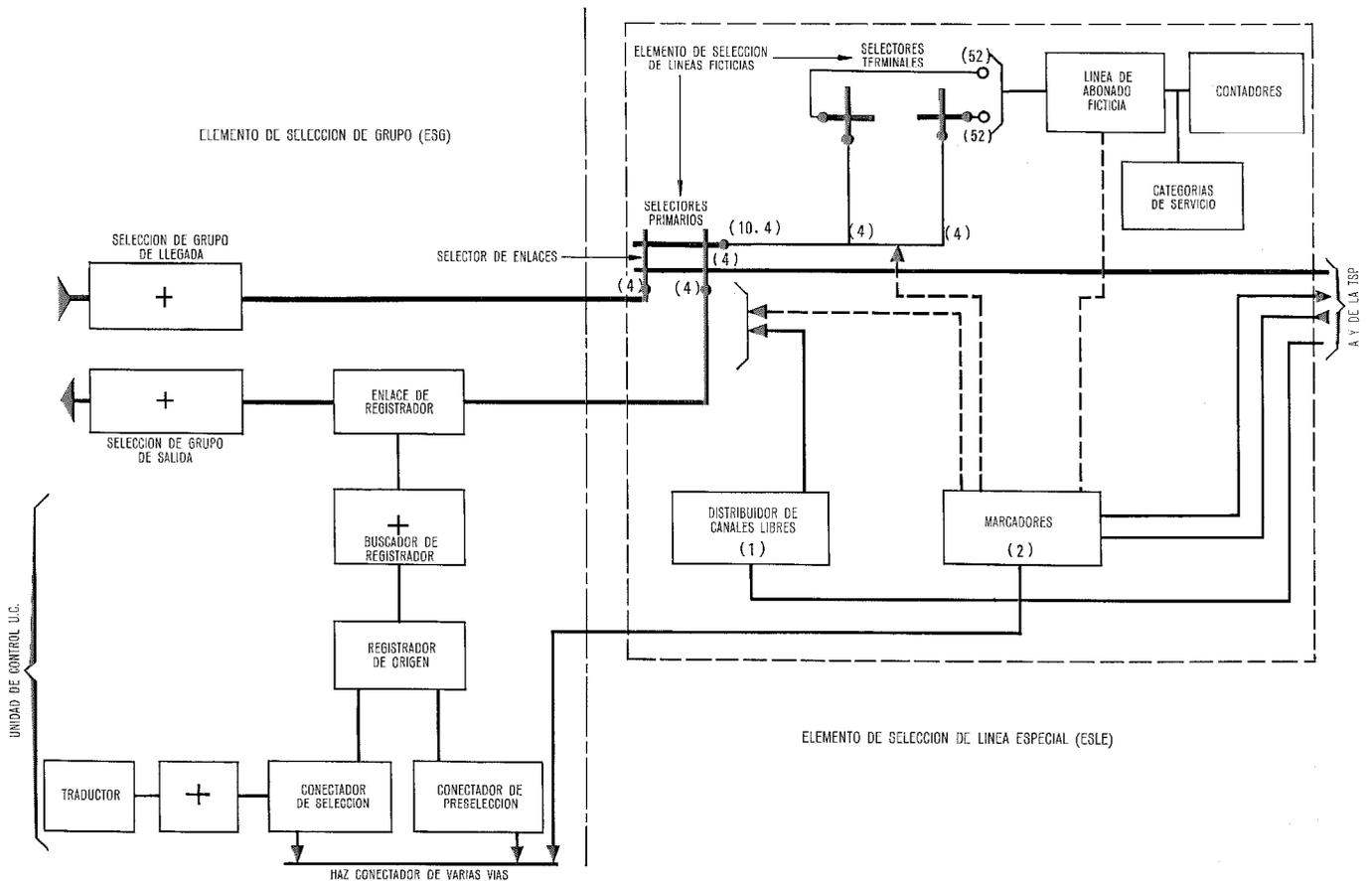


Fig. 11 Equipo de control y conmutación.

parando las tensiones continuas generadas por los receptores en función del ruido de recepción, elige un receptor con buena señal cuando la calidad de la señal del receptor conectado cae por debajo de un cierto límite. El cambio de un receptor a otro es rápido y no puede oírse.

Un supresor de ruidos SONAD (en inglés, Sound Operated Noise Attenuation Device) impide que el ruido recibido vuelva a emitirse a través de la bobina híbrida, durante los intervalos en que no se recibe modulación.

La unidad cuenta también con una memoria que registra el número del abonado móvil que llama, en código binario decimal, un generador de código idéntico al del móvil y los osciladores y filtros de frecuencia vocal necesarios para el intercambio de las señales de llamada selectiva a la frecuencia  $f_s$  y a 1500 Hz. y de las señales de supervisión a 2100 Hz. y 3000 Hz. Pueden añadirse hasta otras 10 frecuencias a las básicas  $f_s = 600$  Hz. y  $f_c = 1650$  Hz.

### 5.3 Equipo de control y de conmutación

El equipo de control y de conmutación dibujado a la izquierda de la figura 7 se detalla en la figura 11, donde puede verse cómo se conecta el elemento de selección de línea especial (ESLE) al elemento de selección de grupo (ESG) normal Pentaconta.

El ESLE contiene un selector de enlaces que conecta directamente los enlaces de salida y de llegada a los

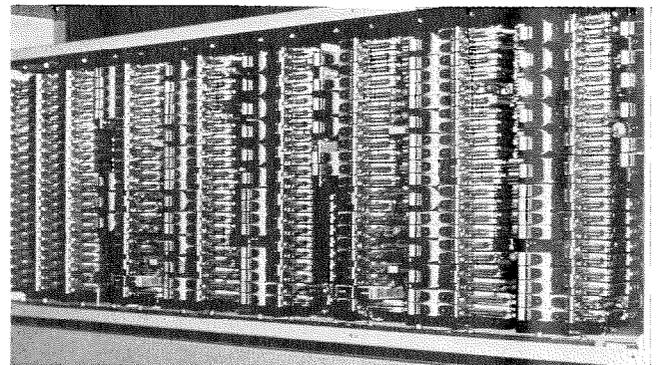


Fig. 12 Cuadro Pentaconta con dos equipos de control.

canales de radio, así como un elemento de selección de líneas ficticias.

Los circuitos de control asociados son, en el ESLE, los marcadores (Fig. 12), un distribuidor de canales libre y las líneas de abonado ficticias, y en el ESG y la unidad de control (UC), los circuitos de control normales Pentaconta (registradores con enlaces y buscadores de registrador, traductores, conectores y haces conectores).

La unidad de transmisión, señalización y pruebas (TSP) (Fig. 7), intercambia información, por un lado, con el móvil y, por otro lado, con los marcadores y el distribuidor de canales libres del ESLE (Fig. 11). Este último tiene

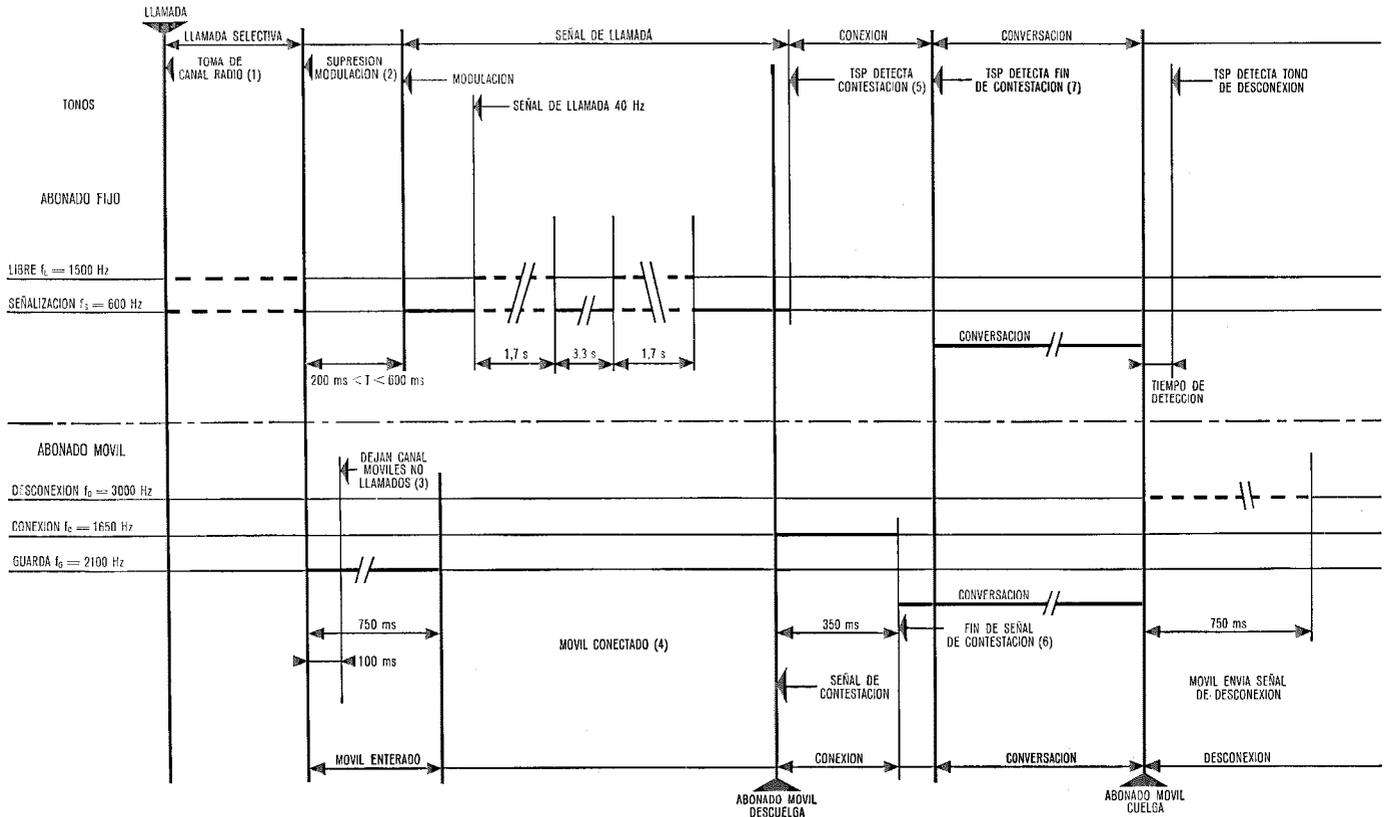


Fig. 14 Secuencia de señalización para llamadas de abonado fijo a móvil.

- (1) Toma del canal radio por el marcador que marca otro canal como libre. Todos los móviles se bloquean desde el principio de la llamada.
- (2) Supresión de la modulación de llamada, al detectarse  $f_g$  por el marcador. Si esta frecuencia no se recibe dentro de los 3 segundos desde el envío de la señal selectiva, la comunicación se libera.
- (3) Todos los móviles no llamados dejan el canal radio.
- (4) El móvil permanece conectado hasta que cesa la señal de llamada o se descuelga el microteléfono.
- (5) TSP detecta la contestación, la llamada se abandona si no se recibe respuesta a los 45 segundos de recibir enterado y entonces el móvil libera el canal.
- (6) Al fin de la señal de contestación se conecta el microteléfono.
- (7) TSP detecta fin de contestación y establece la conexión con la línea del abonado que llama.

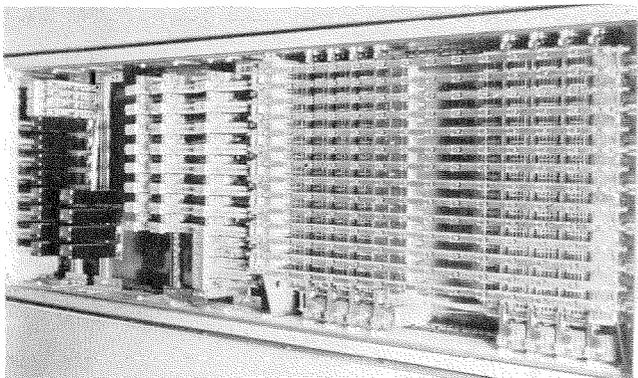


Fig. 13 Equipo de selección terminal Pentaconta para 104 líneas de abonado.

la misión de elegir en cada momento el canal que debe marcarse como libre.

Los marcadores intercambian señales con los registradores de la UC, actuando sólo uno a la vez y repartiéndose el tráfico.

El elemento de selección de líneas ficticias que conecta las líneas de abonado ficticias a los enlaces está constituido por selectores primarios y selectores terminales (ver Fig. 13), agrupados en secciones de 104 abonados.

La línea de abonado ficticia consta de un circuito de carga, una bobina híbrida, un emisor de impulsos, un detector de señal de llamada, un relé de corte que permite saber si la línea está ocupada y los circuitos de conexión de 1, 2 ó 3 contadores.

### 6. Funcionamiento del sistema

Se comprenden mejor las funciones de las diversas unidades viendo las señales que se intercambian entre la estación fija y una móvil cuando se establece una llamada originada o terminal, como se muestra en las dos figuras 14 y 15, donde se representan en la parte superior las fases porque pasa la estación fija y en la parte inferior las de la estación móvil.

#### 6.1 Llamada terminal (abonado ordinario a móvil, Fig. 14)

El abonado fijo marca el número del móvil, en Francia 16 AB PQ MCDU (indicativo interurbano, prefijo de área, prefijo de móvil, número de abonado). PQ es el prefijo especial para el servicio de radio móvil (ver las secciones 4.2 y 4.4).

La central de origen registra el número y establece una comunicación interurbana para alcanzar la línea de abonado ficticia asignada al abonado llamado en el ESLE del centro de radio móvil (PQ) como sigue: Se toma en

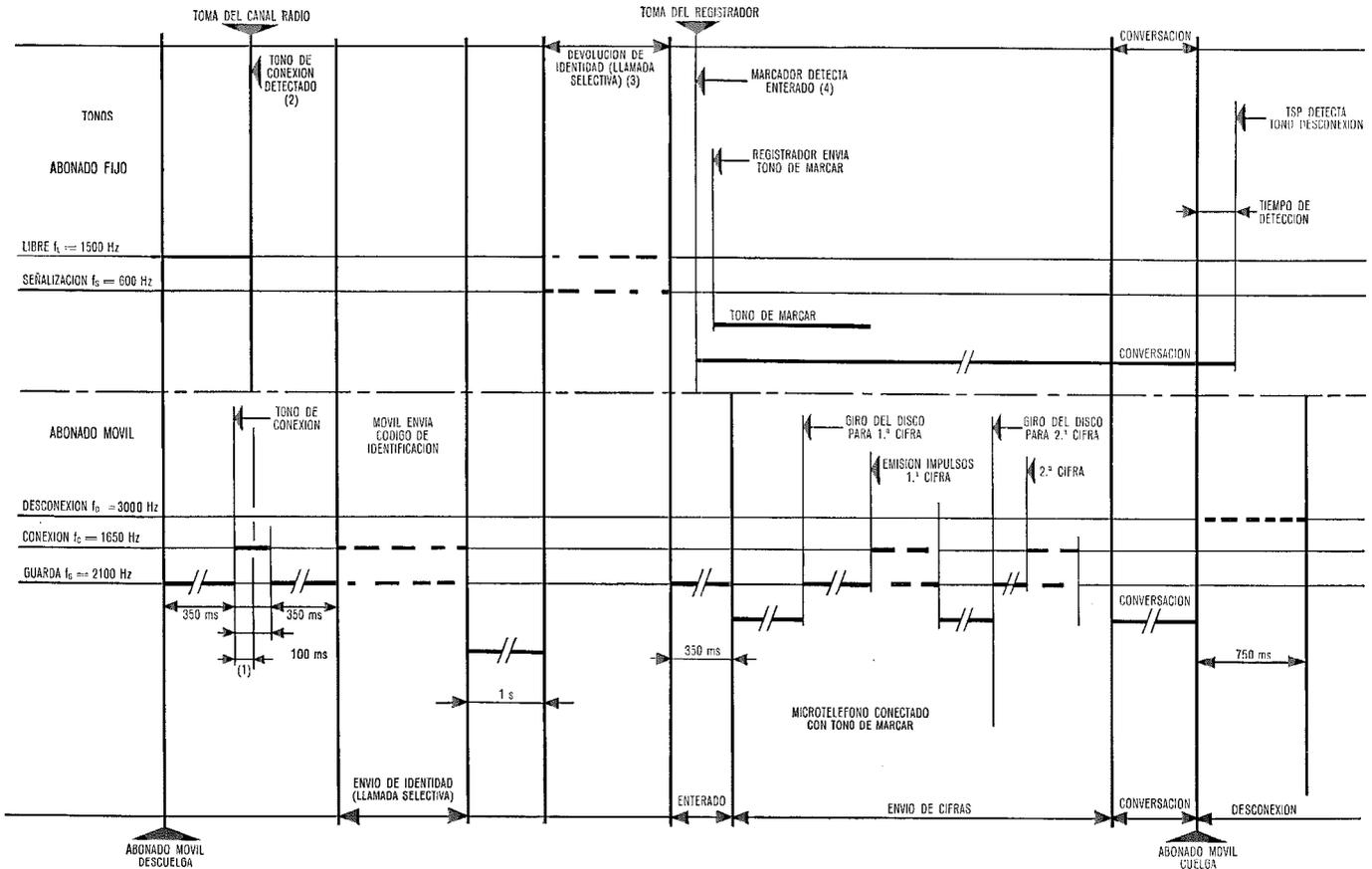


Fig. 15 Secuencia de señalización para llamadas de abonado móvil a fijo.

- (1) Tiempo durante el cual puede haber una conexión múltiple. Todos los móviles libres esperan 100 ms. antes de buscar otro canal marcado como libre.
- (2) Se detecta el tono de conexión. La frecuencia de libre se transfiere a otro canal vacante.
- (3) La estación fija repite en sentido inverso la identificación recibida. El móvil la detecta y comprueba.
- (4) El marcador detecta la confirmación de enterado y conecta el canal a un enlace libre, a la línea ficticia y a un registrador.

este centro un registrador de llegada que transfiere al marcador del elemento de selección de línea especial la información numérica correspondiente al abonado móvil deseado, en código 2 entre 5. Una vez que el marcador ha encontrado la línea llamada libre, pasa esta información a la unidad TSP en código binario decimal (16 bits).

Se intercambia entonces con el móvil una serie de señales como se ve en la figura 14. La estación fija envía el código de llamada selectiva (600 y 1500 Hz. alternativamente). Al comenzar la emisión de esta señal, el distribuidor de canales libres marca un nuevo canal.

Ocurren entonces tres cosas al mismo tiempo:

- 1) los móviles conectados al primer canal no pueden dejarlo hasta recibir los 16 bits y determinar si la llamada es para ellos,
- 2) los móviles que buscan un canal libre no pueden conectarse a este primer canal,
- 3) los móviles conectados a este canal no pueden originar llamadas.

Un móvil recibe su propio código y lo identifica y todos los demás dejan el canal. El móvil llamado confirma la llamada enviando señal de guarda (2.000 Hz). Una vez recibida esta confirmación en el terminal, el marcador conecta el canal radio al enlace de llegada e informa al registrador que puede enviarse señal de llamada.

Cuando el abonado móvil contesta, se envía una señal (1.650 Hz.) de conexión desde el móvil para informar al registrador que la llamada se ha completado y entonces tiene lugar la conversación. Cuando el abonado cuelga, se envía una señal de desconexión especial que provoca la reposición de los circuitos.

### 6.2 Llamada originada (abonado móvil a ordinario)

Cuando descuelga el abonado móvil se enciende una lámpara roja si no hay canal libre disponible o si no se recibe señal alguna. El móvil debe entonces volver a colgar.

Si está conectado a un canal marcado como libre, lo ocupa en la forma siguiente: envía primero una señal de guarda de 2.100 Hz. (ver Fig. 15) que, al ser recibida en el terminal, sirve para indicar que el canal está ocupado e impide que sea tomado por una llamada terminal. Después de 350 ms, el móvil envía la señal de conexión (1.650 Hz.), que indica al TSP que el canal radio está conectado. Como consecuencia, el distribuidor de canales retira la frecuencia de este canal y la aplica al siguiente. El móvil detecta que esta frecuencia ha desaparecido 20 ms. después de empezar a aplicar la señal de conexión y sabe así que su llamada ha sido atendida; después de una espera, envía su identidad en el código

de 16 bits. Esta se recibe, se registra y se pasa al marcador, que la traduce al código 2 entre 5 y marca la línea de abonado ficticio. Se envía entonces la identidad al móvil para que la compruebe y envíe, como confirmación, la señal de guarda. La unidad TSP informa entonces al marcador, que conecta el canal radio y la línea de abonado ficticia a un enlace de salida libre. Se toma un registrador de salida que envía tono de marcar al móvil. Este marca el número deseado, el registrador establece la conexión en la forma normal y tiene lugar la conversación.

Cuando cuelga el abonado móvil se envía la señal de desconexión.

Es de advertir que el intercambio de información de supervisión y de llamada selectiva se hace de forma que en cada sentido solo hay una frecuencia presente en cada momento (ver la sección 4.6).

Para hacer la ampliación a 110.000 abonados, se reemplazan las frecuencias  $f_s = 600$  Hz. de señalización y  $f_c = 1.650$  Hz. de conexión por otra pareja de frecuencias para cada grupo de 10.000 abonados (correspondiente a la cifra "a").

### 6.3 Abonados "errantes"

Cuando un abonado "errante" de primera categoría con servicio automático nacional abandona su red propia, toma normalmente la categoría de ausente y pone su selector de canal en "errante". En la ciudad en que ha avisado que estará se le trata como a un abonado local tanto para las llamadas originadas como para las terminales.

Si no tiene derecho al servicio automático nacional, los terminales de las redes ajenas a él comprobarán que no tiene línea ficticia asignada o que su frecuencia de conexión es de segunda categoría. La llamada (originada o terminal) será encaminada a una operadora o, si se prefiere, no se atenderá de ningún modo.

### 6.4 Compatibilidad con las redes manuales

El sistema está diseñado de forma que los móviles automáticos pueden establecer comunicaciones con redes manuales, siempre que éstas cuenten con llamada selectiva y señalización compatible.

## 7. Perspectivas para el futuro

Los posibles usuarios de sistemas bidireccionales plenamente automáticos son numerosos, lo mismo en las ciudades (hombres de negocios importantes, médicos, etc.), que en el campo (transportes de carretera, agentes de venta, empresas de construcción, granjeros importantes, etc.). Estos clientes existen en muchas partes del mundo y parece, por tanto, justificado pensar que muchos países experimentarán en los próximos años una expansión de este servicio semejante a la que ahora se ve en los EE.UU.

Debe esperarse que las Administraciones encuentren útiles los métodos modernos que se proponen para resolver estos problemas. Creemos que la solución de prever una capacidad de 110.000 abonados con 10.000 de ellos "errantes" con servicio automático nacional, permite un margen suficiente para la ampliación, con posibilidad de ir extendiendo el servicio en etapas sucesivas.

Puede imaginarse, por ejemplo, una instalación inicial de 12 frecuencias y 10.000 abonados, compatible con la capacidad final de 36 frecuencias y 110.000 abonados. La posibilidad de ampliación no exige costes adicionales en la instalación inicial.

El sistema STAMP ha sido concebido teniendo en cuenta la futura utilización de equipos de conmutación electrónicos. En particular, las traducciones de códigos y transmisores de datos inherentes a los sistemas anteriormente descritos serán normales de los centros de conmutación controlados por programas almacenados.

## 8. Reconocimiento

El desarrollo del STAMP se debe a Le Matériel Téléphonique, Francia. El autor está en deuda con ITT Kellogg por muchas discusiones útiles y con los Sres. Henquet y Bruley (LMT), que fueron los responsables del desarrollo del equipo.

### Referencias

- [1] V. A. Douglas: The MJ Mobile Radio Telephone System. Bell Labs. Record, Diciembre 1964, pág. 383.
- [2] J. J. Müller: STAMP, Système Téléphonique Automatique Mobile Public. Commutation et Electronique, N° 18, Julio 1967, pág. 66.
- [3] K. Bullington: Radio Propagation Fundamentals. Bell System Technical Journal, Mayo 1957.
- [4] D. Talley: Radio Engineering and Field Survey Transmission Methods for Mobile Telephone Systems. IEEE Transactions on Vehicular Communication Vol. VC 14, N° 1, Marzo 1965, pág. 7.
- [5] Wallace C. Babcock: Intermodulation Interference in Radio Systems. Bell System Technical Journal, Enero 1953, pág. 72.
- [6] Nationwide call — Patente francesa PV 105.371.
- [7] Les paramètres essentiels d'un système d'appel de véhicules. Contribution de la Administración suiza al Study Question R. 16 del C.E.P.T.
- [8] Documento XIII/76 del C.C.I.R., 2 de Febrero de 1966. Question 271 XIII.
- [9] Documento XIII/33 del C.C.I.R. (Rev. 1), 27 de Abril de 1967.
- [10] Cosmo Colavito — Gino Pagni — Critere Informativo per la Realizzazione di un Servizio Radio Mobile Publico — XIV Convención Internacional, Génova, 12—15 de Octubre de 1966.

**J. J. Muller** nació en 1910 en Basilea, Suiza. Se graduó en 1934 en la "Ecole Central des Arts et Manufactures" de París, Francia. En 1936 obtuvo el grado de Doctor en "Technical Science" en el "Polytechnicum" de Zurich, Suiza, donde se ocupó en la investigación sobre magnetrones y en el desarrollo de un primitivo sistema de circuito cerrado de TV.

Se incorporó a Le Matériel Téléphonique en 1940 y fue designado Ingeniero Jefe de Radio en 1947 y Director Técnico en 1957. Además del estudio de teorías avanzadas sobre klystron y distorsión de alimentadores, ha llevado la responsabilidad del diseño de transmisores B.L.U. de alta potencia, radioenlaces PTM, equipos de radio militares tácticos y diversos sistemas de telecomunicación. Ha publicado artículos en Suiza, Francia, Alemania y Reino Unido.

Es miembro de la Société Française des Electroniciens et Radioélectriciens y es también "Senior Member" del IEEE.

# Experiencia inicial del sistema de conmutación semielectrónico 10 C

J. A. BROUX

Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes, Bélgica

## 1. Introducción

La atención de Bell Telephone Manufacturing Company se centró, desde finales de 1964, en los sistemas de conmutación espacial, con contactos mecánicos, que pueden introducirse más directamente en las redes telefónicas actuales que las centrales completamente electrónicas que fueron objeto de anteriores estudios.

Con esta orientación, se inició en 1965 un nuevo proyecto cuyo alcance era el desarrollo de un sistema de elevada fiabilidad, caracterizado principalmente por requerir una planta y un esfuerzo de conservación muy reducidos y poseer un nivel de normalización y flexibilidad elevados. El resultado fué la concepción de un sistema semielectrónico, denominado 10 CX, disponible comercialmente a partir de finales de 1967 bajo el nombre 10 C.

El desarrollo 10 C se basó en los siguientes postulados:

- empleo de contactos "reed" sellados miniatura, de óptima calidad, tipo Herkon®,

- una gran flexibilidad y facilidad de conservación por la adopción del concepto de control con programa almacenado,

- facilidad de ampliación por la organización modular del equipo.

Según concepto modular, cada módulo constituye una unidad de conmutación normalizada que da servicio a un grupo de 1024 líneas (Fig. 1). Dos módulos de líneas comparten las mismas unidades de señalización y un mismo conjunto de circuitos periféricos que comprenden los órganos de exploración, marcadores y órganos de distribución de señales.

El sistema procesador central tiene acceso a las unidades periféricas a través de los registros periféricos. La unidad de control centralizada está duplicada y opera según el principio de distribución de carga. Los circuitos periféricos están parcialmente duplicados de manera que una avería en un circuito de la parte no duplicada no puede nunca afectar a más de 64 abonados.

® Marca registrada de International Telephone and Telegraph System.

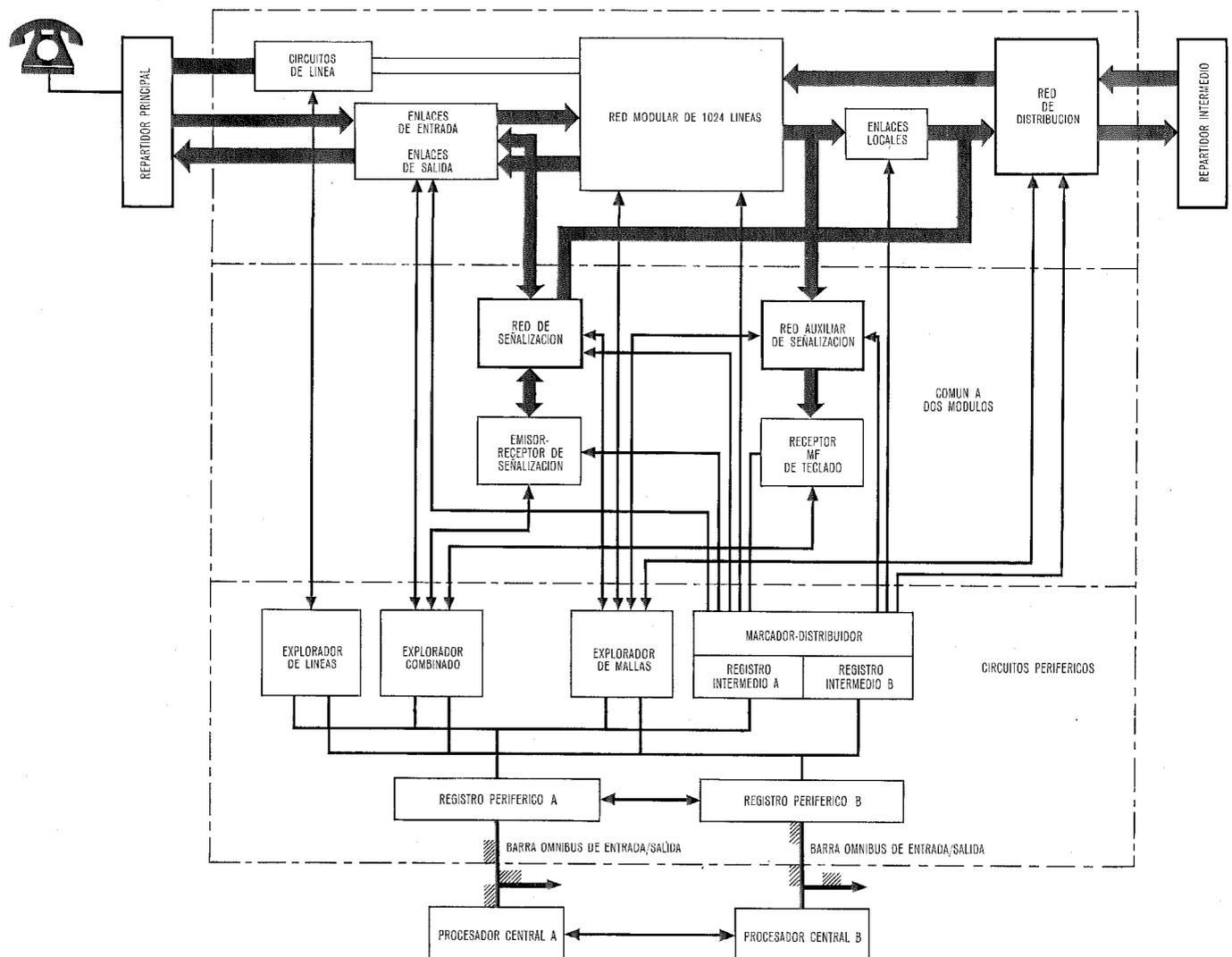


Fig. 1 Diagrama de bloques del sistema 10 C.

El sistema 10CX ha sido ya descrito anteriormente en detalle en "Comunicaciones Eléctricas" [1] y en otra publicación [2].

## 2. La central experimental 10C de Wilrijk

- La central experimental de Wilrijk (zona suburbana de Amberes, Bélgica) instalada en el mismo edificio que una central Rotary 7EN de 10.000 líneas, ya en servicio, comprende un módulo terminal de 1.000 líneas 10C. La capacidad de tráfico es de 0,1 E, originado y terminado, por abonado. La señalización entre centrales se realiza exclusivamente por multifrecuencia.
- La figura 2 representa un aspecto general del equipo, que sigue la práctica de equipos normalizada ITT (ISEP). La fila frontal comprende cinco bastidores que contienen el equipo de control común y el equipo de supervisión, pudiendo llegar a dar servicio hasta a 10.000 líneas. Dos de los bastidores alojan el sistema procesador central duplicado, incluyendo las memorias. El tercer bastidor contiene las unidades convertidoras y estabilizadoras que suministran las tensiones de alimentación a la unidad de control central. Los dos restantes bastidores contienen el equipo de supervisión y de pruebas, además de unas unidades lectora y perforadora de cinta de papel de alta velocidad, para entrada y salida de datos.
- El equipo de un módulo de línea está constituido por diez bastidores, cinco de los cuales contienen la red de conmutación, los circuitos de línea y los circuitos de enlace alimentadores. Otros dos bastidores equipan los circuitos periféricos comunes a 2.000 líneas. Los circuitos de enlace de entrada y de salida están alojados en dos bastidores, uno dedicado al tráfico de entrada y otro al de salida. El último bastidor del módulo de línea contiene el equipo de señalización, es decir, las unidades de envío y recepción de multifre-

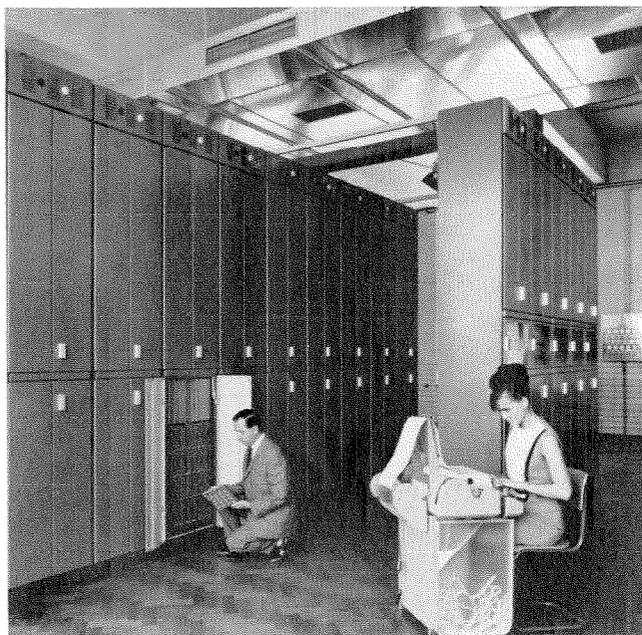


Fig. 2 Vista general:  
a la derecha: unidad de control central,  
a la izquierda: módulo de 1000 líneas.

- frecuencia y los receptores de la señalización de aparatos de teclado, comunes también a 2.000 líneas.
- El equipo de la central se completa con un teletipo de lectura y perforación de baja velocidad y un pupitre de supervisión que no aparece en las figuras. En el caso de una central no atendida, se ha previsto también el acceso a un segundo teletipo que facilita la supervisión a larga distancia.
- El equipo periférico y de señalización, como se mencionó anteriormente, es común a 2.000 líneas. En centrales de 2.000 líneas o capacidad mayor, el equipo común a dos módulos de líneas se reparte entre ambos de manera que las centrales se componen de filas alternativas de 9 y 8 bastidores cada una, que corresponden a módulos de línea impar y par respectivamente. La red de conversación de un módulo de 1.000 líneas se compone de cuatro submódulos normalizados de 256 líneas cada uno, alojados en bastidores independientes. Un submódulo constituye la unidad de extensión más pequeña, estando representado en la figura 3.
- Una vez finalizado un período de pruebas funcionales, en la fábrica, de 3 meses de duración, se procedió a instalar la central experimental en Wilrijk. La instalación, exceptuando el repartidor principal y la alimentación principal que ya se encontraban en el edificio, sirvió para confirmar la eficacia de la práctica de equipos 10C desde el punto de vista de instalación. El tiempo empleado fué muy reducido, 1,8 hombres - hora por línea.

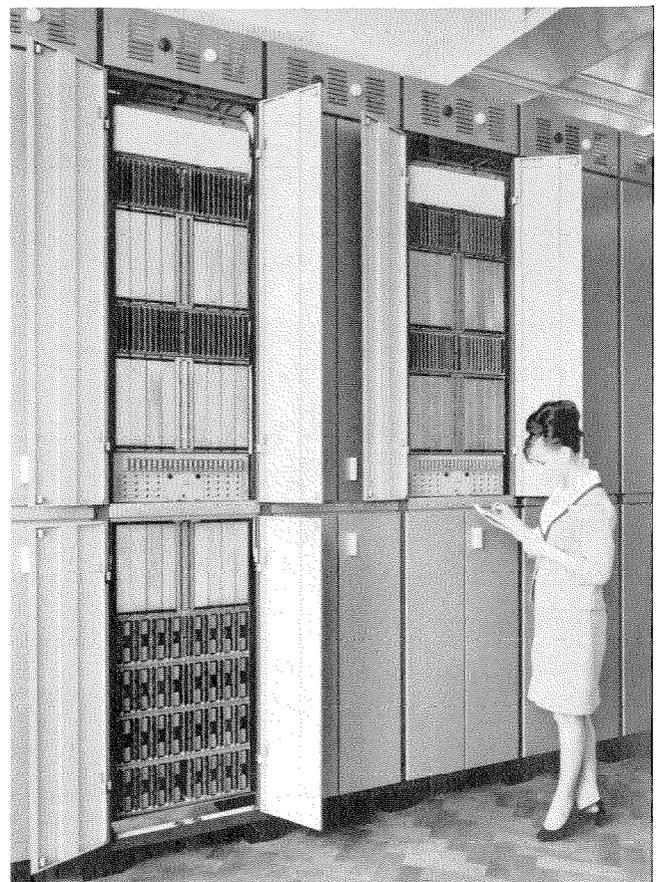


Fig. 3 Submódulo de 256 líneas.

— Una vez entregada la central a la Administración de teléfonos belga el 25 de Septiembre de 1967, siguió un período de prueba dirigido por los ingenieros de la propia Administración en interna colaboración con técnicos de BTM. Las pruebas de aceptación se centraron principalmente en la transmisión y en la observación del porcentaje global de fallos de servicio, para el que se había fijado un límite superior de 0,5 % en todos los tipos de llamada. El período de prueba se dió por terminado satisfactoriamente a finales de Febrero de 1968. A principios de Marzo de 1968 se conectaron 600 abonados y desde finales de Mayo se completó la capacidad de 1.000 líneas prevista. El servicio desde entonces ha resultado satisfactorio.

### 3. Fiabilidad

#### 3.1 General

La fiabilidad del sistema ha constituido un punto de particular atención, tanto en lo tocante al equipo como a los programas, habiéndose introducido en todos los niveles durante el diseño y la realización. La referencia [1] resume las medidas y precauciones adoptadas en el sistema 10 C. El objeto de este apartado es comentar los puntos más importantes y suministrar algunos datos de tipo cuantitativo.

#### 3.2 Relés

Suponiendo que la central tenga una vida de 30 años, todos los relés trabajan muy por debajo del número máximo nominal de operaciones admitido. Las redes de conversación y de señalización emplean relés "reed" miniatura de 50 mm. [3], [4]. Estos relés no conmutan corriente. Cuando el número de operaciones es mayor, o ha de conmutarse una pequeña corriente, se utilizan relés "reed" de 80 mm. con contactos de trabajo exclusivamente. Los contactos tienen una película de oro difundido [5]. En los casos en que el número de operaciones es muy grande o la intensidad conmutada importante, se utilizan relés de mercurio.

#### 3.3 Diseño de circuitos

El diseño de circuitos se ha llevado a cabo según el principio del "caso más desfavorable", habiéndose adoptado además precauciones especiales para evitar la propagación de las averías. Los circuitos admiten una variación de la tensión de alimentación del  $\pm 10\%$  y funcionan correctamente en el margen de temperatura de  $-10^{\circ}\text{C}$  a  $70^{\circ}\text{C}$ . Todos los componentes trabajan muy por debajo de sus características nominales de duración y disipación de potencia, tensión y corriente máximas, etc. Los circuitos lógicos presentan una inmunidad mínima al ruido de 0,5 V, en entradas, salidas, masa y alimentaciones.

#### 3.4 Nivel de fiabilidad

La figura 4 representa la parte duplicada de una central 10 C. Cada grupo de circuitos periféricos comprende los exploradores (EL, EC, EM), el marcador-distribuidor de señales (MD) y el registro periférico (RP) y atiende a un conjunto de dos módulos de líneas (2048 líneas). La

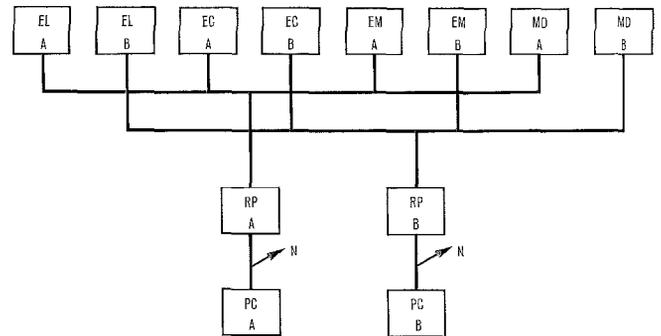


Fig. 4 Parte duplicada de una central 10 C.

EL	Explorador de líneas
EC	Explorador combinado
EM	Explorador de mallas
MD	Marcador distribuidor
RP	Registro periférico
PC	Procesador central

unidad procesadora central (PC) controla N conjuntos periféricos, lo que corresponde a una capacidad de  $N \times 2048$  líneas.

De acuerdo con la experiencia previa de otros equipos electrónicos, se han obtenido en el sistema 10 C las siguientes cifras de fiabilidad [6], [7], [8].

El "tiempo medio entre fallos" (TMEF) de un conjunto periférico se ha estimado conservadoramente en 3900 horas, es decir, 5,3 meses. El TMEF de una unidad procesadora central con su memoria es de 2900 horas, es decir, 4 meses. Suponiendo un tiempo de reparación de 5 horas por fallo, incluyendo el desplazamiento del personal de conservación, la localización y la reparación misma, un conjunto periférico de 2048 líneas quedaría fuera de servicio cada 173 años, mientras que se produciría una avería catastrófica de toda la central cada 95 años.

Puesto que la capacidad de la memoria aumenta cuando crece el número de líneas, el tiempo medio entre fallos totales catastróficos es menor para centrales de mayor capacidad. No obstante, en los márgenes considerados, este efecto resulta despreciable. Las cifras anteriores pueden aplicarse a centrales de capacidad hasta 10.000 líneas, la mayor parte del espacio ocupado por la memoria es para el programa operacional y no depende de la capacidad de la central. Las cifras que se han dado son representativas para centrales dentro de la capacidad indicada.

El TMEF para una unidad procesadora central, excluyendo la memoria pero con equipos periféricos es de 14,7 meses. Este favorable resultado es debido principalmente a la utilización exclusiva de circuitos integrados de silicio. En la figura 5 se representa una unidad enchufable del procesador.

Las tasas de fallos de los componentes aplicadas en los cálculos anteriores, se basan por un lado en la experiencia anterior de equipos electrónicos análogos y de otra parte en la información suministrada por los fabricantes. La experiencia demuestra que el comportamiento de los componentes cuando los equipos han sido diseñados siguiendo una línea conservadora es muy superior a la indicada por los fabricantes.

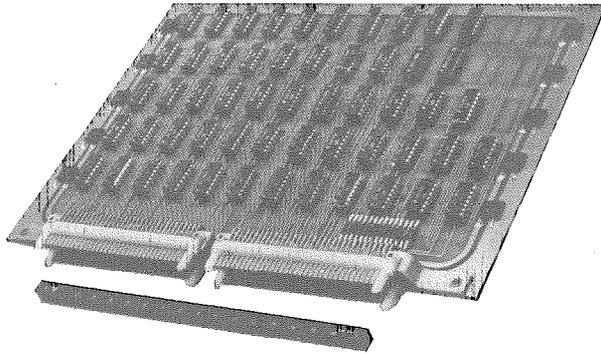


Fig. 5 Tarjeta enchufable del procesador central.

Por otra parte, debe tenerse en cuenta que el fallo de muchos de los componentes no lleva consigo el fallo total del sistema sino solamente una ligera degradación en su comportamiento.

#### 4. Programas

Los sistemas de control con programa almacenado llevan consigo un equipo funcionalmente simple, incorporando la mayor parte de la complejidad en el propio programa. Según esto, era de esperar que la mayor parte de los problemas aparecidos durante las pruebas del sistema se derivaran precisamente de los programas.

La experiencia obtenida del proyecto muestra que es esencial proceder gradualmente para disminuir la complejidad de la comprobación de programas. Puesto que se dispone de un sistema procesador con unos órganos de entrada y salida adecuados, deben utilizarse ampliamente las facilidades aportadas por los programas de utilidad.

Las dos primeras etapas del proceso consisten en la corrección de cada programa individual y la corrección de conjuntos de programas funcionalmente relacionados, cuyo resultado es la eliminación de errores de codificación. Los programas de utilidad empleados en esta fase sirven para facilitar el vaciado de la memoria.

En la tercera etapa se recurre a un proceso de simulación. Los programas de simulación pueden crear cualquier combinación de circunstancias y, lo que incluso es más importante, reproducirlas cada vez que el programador lo desee. Puesto que el sistema es capaz de guardar en memoria los sucesos en su mayor detalle, puede procederse a un cuidadoso análisis del comportamiento del sistema, hasta límites que no tienen precedente en los métodos de prueba aplicados en los sistemas convencionales.

De esta manera, varios meses antes del montaje y el alambrado del equipo periférico, los programadores pudieron probar los programas del sistema 10 C en condiciones reales, incluso en las situaciones más complicadas e improbables con las que el programa podría tener que enfrentarse en el futuro, descubrir los errores e introducir las correcciones adecuadas.

El sistema de simulación aparece en la figura 6. Las entradas son combinaciones de sucesos que forman parte de llamadas, con las que los ingenieros pueden

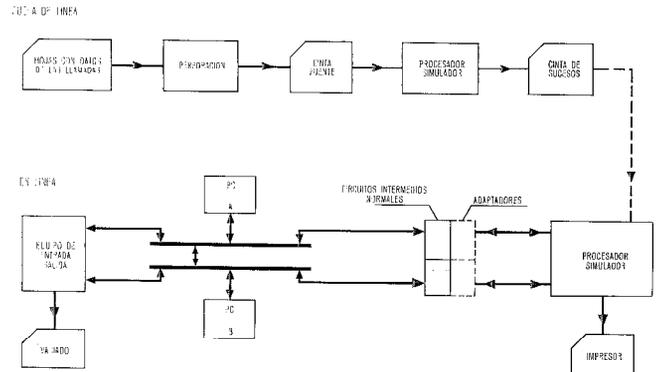


Fig. 6 Simulación de modos "simplex" y "duplex".

especificar llamadas de prueba de cualquier tipo con o sin detalles, en un lenguaje telefónico simple. El formato básico contiene bloques que permiten especificar el número de llamadas simultáneas, momento del comienzo de las llamadas, los números de los abonados que llaman y llamados, el lapso anterior al discado, las pausas entre cifras consecutivas, la duración de los impulsos y de los espacios entre ellos, impulsos parásitos, liberaciones prematuras, etc., incluyendo la posibilidad de maniobras de discado incorrectas.

Cada uno de estos bloques puede llenarse o dejarse en blanco. En este último caso, los detalles que faltan se crean automáticamente durante el proceso de recopilado, utilizando el método de Montecarlo con ciertas limitaciones. Esta entrada, llevada a una cinta perforada, se introduce en el sistema de simulación que contiene un programa recopilador de sucesos. La salida es una "cinta de sucesos" escrita en lenguaje máquina que contiene una secuencia de acciones elementales que corresponden al análisis de la entrada.

El sistema de simulación pasa entonces a funcionar simulando la red telefónica. Su memoria refleja la topología de la red y de sus circuitos asociados. El sistema de simulación contiene además programas de atención que ponen al día los mapas de datos de acuerdo con las informaciones introducidas por la cinta de sucesos y las órdenes suministradas por el sistema procesador sometido a prueba. Este sistema, combinado primero con la unidad de proceso 10 C en modo "simplex" y a continuación en modo "duplex", permitió localizar y corregir un número aproximado de 400 errores o inconsistencias en el programa, antes de que las unidades procesadoras 10 C fueran conectadas a la red telefónica real para proceder a la inspección final del sistema. En esta última fase se descubrieron aún unas 17 faltas, mucho más difíciles de localizar ya que se presentaban en unas circunstancias altamente improbables.

#### 4.1 Dimensión del programa

La minimización del número de instrucciones de los programas de control de las llamadas ha merecido una particular atención durante la definición del sistema. Los programas de proceso de las llamadas comprenden aproximadamente 13.200 palabras de instrucciones, incluyen-

do las subrutinas de proceso de llamadas y de uso general. Los programas de prueba "en línea" y de comunicación hombre-máquina constan respectivamente de 2100 y 3900 palabras, mientras que los programas de arranque y de reiniciación automática contienen 1100 palabras. Se ha reservado finalmente un campo de aproximadamente 750 palabras para la introducción de los programas "a petición" de pruebas rutinarias, observación de la calidad del servicio, estadística y otros usos especiales.

## 5. Experiencia práctica

Por cortesía de la Administración de Teléfonos belga, podemos dar publicidad a la experiencia obtenida en la central experimental.

### 5.1 Pruebas de aceptación

El emisor automático de llamadas 10 C ha generado aproximadamente 100.000 llamadas locales. El porcentaje de conexiones incorrectas fué inferior al 0,1 %. La prueba realizada con llamadas de entrada y de salida a centrales distantes (urbanas e interurbanas) dió como resultado un porcentaje de conexiones erróneas mayor, pero pudo demostrarse que muchas de ellas eran imputables a las centrales distantes. En estas pruebas se emplearon programas de localización de fallos; estos programas permitieron descubrir deficiencias en muchas centrales de la zona, convenciendo a la Administración de la eficacia de los sistemas controlados por programa en lo que respecta a la conservación y localización de averías. Las pruebas llevadas a cabo con cajas de concentración, que generan diez llamadas simultáneas, dieron aproximadamente los mismos resultados que las realizadas con el emisor automático de llamadas.

### Características de transmisión

Se obtuvieron los siguientes resultados en la banda de conversación (0,3 a 3,4 KHz), entre terminaciones de 600 ohms. en el repartidor principal:

- pérdidas de inserción a 800 Hz.: 0,4 db. eran debidos al cable de conexión entre el equipo de conmutación y el repartidor principal,
- distorsión de atenuación: inferior a 0,6 db.,
- atenuación de diafonía: superior a 95 db., valor típico 105 db.,
- diafonía en banda ancha (vibrador): superior a 85 db.,
- desequilibrio: inferior a 0,8 %,
- valores típicos: 0,5 % a 0,3 KHz.  
0,6 % a 0,8 KHz.  
0,7 % a 3,4 KHz.
- distorsión armónica total a 0 dbm0: inferior a -40 db.
- ruido: tensión máxima de ruido, inferior a 10 mV,  
tensión sofométrica inferior a 0,1 mV,  
tensión sofométrica integrada durante 100 seg. inferior a 0,2 mV.

Las medidas de ruidos se realizaron durante las pruebas de concentración mediante dos cajas de 10 llamadas simultáneas cada una.

Las características de transmisión son en general superiores a las especificadas por la Administración. Es interesante mencionar que la pérdida de inserción, medida en los terminales en la red, es inferior a 3 db. hasta

200 KHz. mientras que la atenuación de diafonía permanece por encima de 70 db. hasta la misma frecuencia.

### 5.2 Conservación

El sistema 10 C aplica el concepto de conservación correctiva, llevado a la práctica principalmente con programas de prueba "en línea". Estos programas son de baja prioridad y se ejecutan durante las horas de menor tráfico telefónico. Las pruebas "en línea" afectan al equipo y a los programas. De esta forma, se comprueba que todos los circuitos periféricos decodifican y ejecutan correctamente las órdenes que reciben del sistema procesador central. Llevan a cabo comprobaciones comparativas del contenido de la memoria y los estados de libertad u ocupación de los órganos del equipo. Otro conjunto de programas se encarga de comprobar comparativamente el funcionamiento de ambos procesadores centrales, verificando el sistema de comunicación entre ellos y las condiciones de funcionamiento en que se encuentran.

Los programas de prueba "en línea" analizan los resultados y emprenden una acción adecuada en caso de descubrir una avería. La detección de una avería provoca un mensaje de error, escrito por el teletipo, indicando el tipo de error y la identidad del circuito afectado. Las faltas persistentes pueden dar lugar a una alarma urgente o normal dependiendo de su naturaleza. Cuando un procesador está averiado, es puesto fuera de servicio y se produce una alarma urgente. En este caso, el procesador "en línea" pone en marcha un proceso de reiniciación automática mediante el cual el procesador averiado es consecutivamente sometido a prueba, cargado nuevamente con los programas operacionales, sus informaciones puestas al día y puesto nuevamente en funcionamiento sin intervención humana.

Los programas de proceso de llamadas incluyen la comprobación de los caminos conectados en la red. La comprobación consiste meramente en verificar la continuidad del hilo de mantenimiento. En caso de fallo, se imprime un mensaje identificando el camino involucrado.

Los mensajes no incluyen generalmente la identidad de la tarjeta de circuito impreso averiada, por lo que en algunos casos un solo mensaje puede no resultar suficiente para localizar por completo la falta. Sin embargo, es de suponer que la falta se repetirá de nuevo, tarde o temprano. La coincidencia entre las informaciones que se derivan de dos o más mensajes permiten entonces localizar fácilmente la avería. Este sistema de indicación automática ha demostrado ser económico y eficaz.

Las averías se remedian normalmente sustituyendo la unidad enchufable correspondiente por una de respuesta. La reparación se realiza más tarde en un lugar centralizado, bien equipado, y con técnicos calificados. Esto reduce el riesgo de introducir otras averías en la propia central por intervención incorrecta del elemento humano.

### 5.3 Averías, correcciones y modificaciones

#### 5.3.1 Averías en el equipo

Entre Noviembre de 1967 y Junio de 1968 se descubrieron las siguientes averías:

- 1 relé "reed" de 50 mm. roto debido al transporte,
- 1 relé "reed" de 80 mm. roto debido al transporte,

## Experiencia del sistema 10 C

- 1 relé "reed" de 80 mm. pegado,
- 1 contacto de un relé de mercurio en cortocircuito, por soportar una corriente excesiva,
- 10 soldaduras incorrectas, debido principalmente a un diseño mecánico inadecuado,
- 1 transistor averiado,
- 4 diodos destruidos por intervención humana,
- 2 circuitos integrados averiados,
- 2 cortocircuitos en circuitos impresos, por diseño mecánico incorrecto,
- 3 fallos no identificados,
- 8 fallos de memoria.

La parte más crítica de los procesadores fué la memoria, en donde se produjeron fallos intermitentes que provocaron errores de paridad. Estos errores dieron lugar a un gran número de recargas automáticas del procesador.

Los fallos permanentes de la memoria exigieron aproximadamente media hora para localizarlos y repararlos. Por el contrario, los fallos intermitentes necesitaron cuatro semanas de observación antes de ser localizados y reparados.

### 5.3.2 Correcciones y modificaciones del equipo

En tres casos diferentes debieron reemplazarse unos diodos, que trabajaban por encima de sus características nominales, por otro tipo distinto. Por razones de diseño se sustituyó un condensador en la periferia y se añadieron dos resistencias en los procesadores centrales. En estos últimos se hizo además una corrección del diseño lógico y de un circuito. En el sistema de supervisión se realizó otra modificación relacionada con las indicaciones de alarmas urgentes. En realidad el número total de cambios realizados en el equipo puede considerarse muy pequeño.

### 5.3.3 Correcciones y adaptaciones del programa

Se entiende por adaptación, los cambios introducidos en un programa como consecuencia de las correcciones realizadas en otro u otros programas.

- programas de proceso de llamadas: 6 correcciones y 11 adaptaciones,
- programas de prueba "en línea": 3 correcciones, 1 programa adicional y 2 adaptaciones,
- arranque y reposición automática: 6 correcciones,
- programas de comunicación hombre-máquina: 24 modificaciones y 1 adaptación.

Finalmente, se escribieron cuatro programas de prueba especiales "a petición" para la localización de fallos en el caso de llamadas de prueba defectuosas.

### 5.3.4 Recargas del procesador

Los errores de paridad de la memoria produjeron 33 procesos por recarga antes de que la placa averiada fuese sustituida. Otras 32 recargas se debieron a fallos intermitentes del marcador. Se dedicó una atención especial a los procesos de recarga debidos a los errores del programa. La evolución observada por quincenas consecutivas aparece representada en la figura 7. Un gran número de estos procesos se eliminó al reparar el recep-

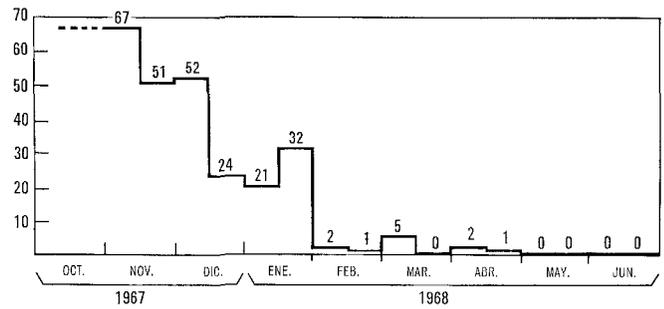


Fig. 7 Recargas del procesador debidas a errores del programa.

tor de la "barra ómnibus" de la periferia, a finales de Noviembre. El aumento de procesos de recarga en el mes de Enero se debió a que se provocaron expresamente para localizar la causa de las recargas esporádicas. A finales de Enero se procedió a realizar una corrección del diseño lógico de los procesadores y tres correcciones en los programas operacionales. Finalmente, desde comienzos de Mayo, no se ha observado ningún caso de recarga. Hay que destacar, sin embargo, que debido al principio de distribución de carga entre los procesadores y al procedimiento de recarga automática, ninguno de estos fallos, en momento alguno, puso fuera de servicio la central, manteniéndose el sistema en funcionamiento por sí mismo sin intervención humana. Para perseguir las faltas en las memorias, antes de cada proceso de recarga se realiza un vaciado de la memoria, iniciado por un circuito conmutador sensible.

### 5.3.5 Fallos totales

Como se había previsto, algunos fallos totales se debieron a la intervención humana, otros fueron provocados por los rectificadores de la alimentación general, que hicieron que la tensión de  $-48$  V. pasara hasta  $-60$  V. rebasando los límites  $48 \pm 5$  V. Dos fallos merecen señalarse en particular; uno de los procesadores se encontraba fuera de servicio mientras el otro recorría un bucle, de manera que no llegaba a hacerse cargo del procesador como normalmente debe ocurrir, esta posibilidad se ha eliminado por modificación del programa; una avería en el equipo del receptor de entrada de un procesador, a consecuencia de las pruebas, éste dedujo por error que la unidad defectuosa era el otro procesador y lo puso fuera de servicio y posteriormente se puso asimismo en avería cuando reconoció su falta. La posibilidad de estas conclusiones erróneas y acciones derivadas se ha eliminado por modificación del programa.

## 6. Conclusión

La central experimental ha confirmado el valor intrínseco del sistema 10 C, tanto en lo que respecta al equipo como a los programas. Los métodos de simulación han demostrado una eficacia en la simplificación del programa. Las especificaciones de transmisión se cumplen en las más severas normas de fiabilidad. La conservación asistida por ordenador presenta ventajas reales. En la central de Wilrijk, de hecho, se ha reducido al reajuste de los elementos de entrada y salida. La flexibilidad del conjunto que es una característica de los sistemas con

registro de programa, hace que la central 10 C presente gran flexibilidad para la explotación. La central de Wilrijk presenta ya, nuevas facilidades para el abonado: llamada por teclado, numeración abreviada, transferencia de llamadas, y se pueden agregar otros servicios. El control a distancia por medio de teletipos permite los cambios habituales durante la explotación, como: la clase de líneas y datos de encaminamiento, medidas de tráfico, observaciones, estadísticas y pruebas periódicas y como además la central se repara por sí misma en caso de avería temporal, no exige vigilancia alguna.

#### Referencias

- [1] H. H. Adelaar y J. Masure: Sistema de conmutación telefónica semi-electrónica 10 CX, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 42, N° 3 (1967), págs. 52—62.
- [2] H. H. Adelaar: The 10 C System, a stored-program controlled Reed Switching System; lecture at the IEEE International Conferencia on Communication (Filadelfia), 14 Junio, 1968.
- [3] H. Rensch: Crosspoint Elements and Relays with Miniaturized Reed Contacts; Electrical Communication, Vol. 42, N° 1 (1967), págs. 22—32.
- [4] H. Rensch: Requirements on Crosspoint Elements in Space-division Multiplex Switching Systems; NTZ Communications Journal, Vol. 5, N° 1 (1966), págs. 1—4.

- [5] H. Rensch: Characteristics and Applications of Reed Contacts; Electrical Communication, Vol. 40, N° 3 (1965).
- [6] W. Rauscher: Experiencia adquirida de la central experimental HE-60 L de Stuttgart-Blumenstrasse; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43, N° 1, págs. 18—23.
- [7] H. Oden: Experience gained with quasi-electronic switching equipment for local and long-distance traffic; Proc. Colloque International de Comutation Electronique' (Paris 1966), págs. 690—703.
- [8] H. Willrett: Field Experience with quasi-electronic Telephone Switching Systems; IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. COM.-15, N° 6, (1967), págs. 730—735.

**Joseph A. Broux**, nació en Munsterbilzen, Bélgica, en 1931. En 1957 obtuvo en la Universidad de Lieja el grado de ingeniero civil en electrónica. En el mismo año ingresó en Bell Telephone Manufacturing Company como ingeniero de desarrollo en el departamento de conmutación electrónica. Tomó parte activa en el desarrollo de sistema de conmutación multiplex con división en tiempo y modulación por amplitud de impulsos, así como de un proyecto militar basado en modulación por impulsos codificados. Ha contribuido en el proyecto 10 C como ingeniero responsable del diseño del sistema.

## Promocion

### Cookson ha sido nombrado Director General Técnico del International Telephone and Telegraph System

Albert E. Cookson, vicepresidente de International Telephone and Telegraph Corporation, ha sido nombrado Director general técnico del sistema. Ahora ocupa el puesto anteriormente desempeñado por el Dr. Henri G. Busignies, quien ha sido ascendido a jefe científico.

Mr. Cookson obtuvo el grado Bachelor en ingeniería eléctrica en 1943 de la Universidad de Northeastern. Después de haber servido como oficial de radar en marina durante la segunda guerra mundial, se incorporó al Laboratorio de investigación del Massachusetts Institute of Technology y en 1951 obtuvo el grado de master en ingeniería eléctrica de dicha Universidad.

En 1951 se incorporó a los Laboratorios Federal de ITT donde fué director del laboratorio de guía de proyectiles, supervisando el desarrollo de sistemas de guía, contramedidas y telemetría para los Meteor, Lacrosse y Talos.

En 1959 fué nombrado vicepresidente y director de operaciones de la División de sistemas de datos y de información durante el programa 465 L para las fuerzas aéreas de los Estados Unidos.

En 1962 fué nombrado presidente y director general de la nueva compañía ITT Intelcom siendo responsable de los contratos con el Departamento de defensa.

En 1965 fué trasladado a la Administración General como Director general técnico ejecutivo donde ahora es Director General Técnico.

Mr. Cookson es miembro de las sociedades científicas honorarias Tau Beta Pi y Sigma Xi, Institute of Electrical and Electronics Engineers, American Institute of Aeronautics and Astronautics, American Management Association, Armed Forces Communication, Electronics Association, National Space Club y Electronics Industries Association.

# Red de radioenlaces de 6 GHz para 1800 canales telefónicos y televisión en México

H. CARL

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart

## 1. Introducción

En la mayor parte de los países europeos y también en EE.UU., las comunicaciones telefónicas de larga distancia se realizan, más o menos en partes iguales, mediante cables o por sistemas de radioenlaces, complementándose mutuamente ambos tipos de transmisión. Para la transmisión de televisión se prefiere generalmente los radioenlaces.

Un ejemplo notable de red de larga distancia para telefonía y televisión, basada prácticamente de manera exclusiva en sistemas de radioenlaces, se tiene en el desarrollo de la red de comunicaciones de México, donde en menos de diez años se ha establecido una extensa red de radioenlaces de banda ancha entre las principales ciudades del país y con EE.UU.

El primer sistema se entregó en el último trimestre de 1962, dos años después de que la Compañía de Teléfonos mejicana ordenase a Standard Elektrik Lorenz, Stuttgart, el enlace desde la ciudad de México a Monterrey y después a Nuevo Laredo, en la frontera con EE.UU., donde se hizo la interconexión en radiofrecuencia con la red TD-2. El enlace comprende 21 estaciones y tiene una longitud de 1100 km. El equipo utilizado es el sistema de 4 GHz, FM-960/TV-4000 para 960 canales telefónicos o televisión con canal de sonido. Para canal de servicio y fines de supervisión se utiliza el equipo de 24 canales BFM 24-4000 de Bell Telephone Manufacturing Company, de Amberes. Ambos equipos utilizan válvulas y se desarrollaron en los años 1958/1960.

La calidad obtenida en este enlace, expresada en la potencia media de ruido en una hora por kilómetro, es mejor que los 3 pW/km. recomendados por el CCIR.

Ruido térmico	0,4 pW/km.
Ruido de intermodulación	0,9 pW/km.
Ruido total	1,3 pW/km.

Estas cifras se refieren a la carga equivalente de ruido blanco para 960 canales y a la más alta de los 960 canales. Trabajan dos canales en paralelo en ambas direcciones, uno de ellos como canal de reserva. La conmutación al canal de reserva se produce de manera automática en frecuencia intermedia. Todos los repetidores son no atendidos pero están provistos con un sistema de supervisión remoto. Después de algunas dificultades iniciales, en particular con el suministro de energía primario, se ha obtenido un funcionamiento muy satisfactorio, con interrupciones de alrededor del 0,2% o de 15 horas, aproximadamente, por año. De esta manera, el equipo que en principio se diseñó para Europa continental se probó también en condiciones subtropicales, en alturas hasta 4000 m y con un mantenimiento menos elaborado que el que utiliza, por ejemplo, el Bundespost alemán [1].

Durante 1963/65 se hicieron ampliaciones de la red desde Monterrey a Torreón (345 km.), Celaya a Guadalajara (300 km.) y Ciudad de México a Córdoba (260 km.). En 1966 se instaló un tercer radiocanal entre México y

Celaya (Fig. 1) [1, 2]. El coste del sistema fué de 5 dólares, aproximadamente, por canal de audio y kilómetro, incluyendo el equipo completo, torres, suministro primario de energía, edificios y carreteras de acceso.

El sistema se utiliza en principio para telefonía. En ocasiones, se han transmitido, con éxito, también programas de televisión a EE.UU. y Canadá y desde estos países a México.

En 1967 los circuitos telefónicos de larga distancia alcanzaron en México 2 millones de km. En 1965 comenzó la planificación de nuevas extensiones para enlaces en el Sur, desde Ciudad de México a Yucatán y a la frontera con Guatemala. En el Norte se planeó un enlace a Ciudad Juárez y El Paso.

Para estos proyectos, Teléfonos de México ordenó un nuevo tipo de equipo que utiliza técnicas de estado sólido, salvo en la etapa de potencia donde usa un tubo de ondas progresivas.

El equipo FM-1800/TV-6000 trabaja en la banda de 6 GHz y proporciona 1800 canales telefónicos ó 1 programa de televisión y 4 canales adicionales de sonido. El equipo se diseñó de acuerdo con las especificaciones del Bundespost alemán y ha sido también homologado por la Federal Communications Commission (FCC) de Washington [3].

El equipo de banda estrecha BFM-24-6000 se utiliza como canal de servicio. Está totalmente transistorizado y tiene una potencia de salida de 20 mW [4].

Al ser designada la Ciudad de México sede de los Juegos Olímpicos de verano de 1968, surgió la necesidad de una transmisión regular de televisión a larga distancia. Se necesitan seis canales internacionales de televisión desde Ciudad de México a EE.UU. y desde aquí a

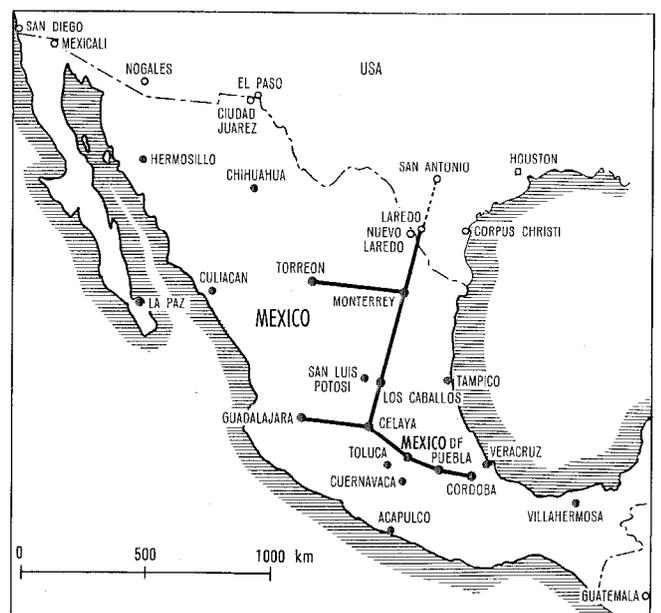


Fig. 1 Red de radioenlaces de 4 GHz, Teléfonos de México.

Europa y Japón. La instalación de una estación terrestre de comunicaciones por satélite no reduce este número. Después de los juegos olímpicos la red de distribución de televisión se utilizará principalmente para fines de educación.

El gobierno mexicano cursó órdenes a varias compañías para la nueva red de televisión. Standard Elektrik Lorenz obtuvo una importante participación para el mismo sistema de 6 GHz que estaba suministrando a Teléfonos de México. Las órdenes fueron comunicadas en el curso de 1966. Esto dejaba un margen de poco más de dos años hasta los juegos olímpicos en Octubre de 1968. Durante este tiempo había que fabricar más de un millar de equipos, embarcarlos, instalarlos y entregarlos, algunos en lugares que eran totalmente desconocidos en el momento del contrato y en edificios algunos de los cuales no estarían disponibles para instalación antes de Agosto de 1968.

Las condiciones climatológicas en muchas estaciones son más severas que en Europa Central aunque el clima es realmente tropical solo en el Sur, particularmente en Yucatán. En la meseta central, con la Ciudad de México (2250 m 6750 pies sobre el nivel del mar), el clima es cálido todo el año pero no excesivamente caluroso ni húmedo. Las alturas de las estaciones comprenden todos los niveles desde 0 a 4200 m (0 a 12600 pies) pero esto sólo tiene influencia en la planta de energía de emergencia.

2. Configuración del sistema

La figura 2 indica las nuevas rutas de 6 GHz. a instalar con equipo de SEL para el Gobierno y para Telmex. Los sistemas llevan principalmente direcciones paralelas y utilizan las mismas estaciones repetidoras, aunque las terminales en las ciudades están separadas. Aproximadamente un centenar de estaciones están implicadas, la mayor parte de nueva construcción. La longitud total de la ruta es de unos 4000 km (2500 millas).

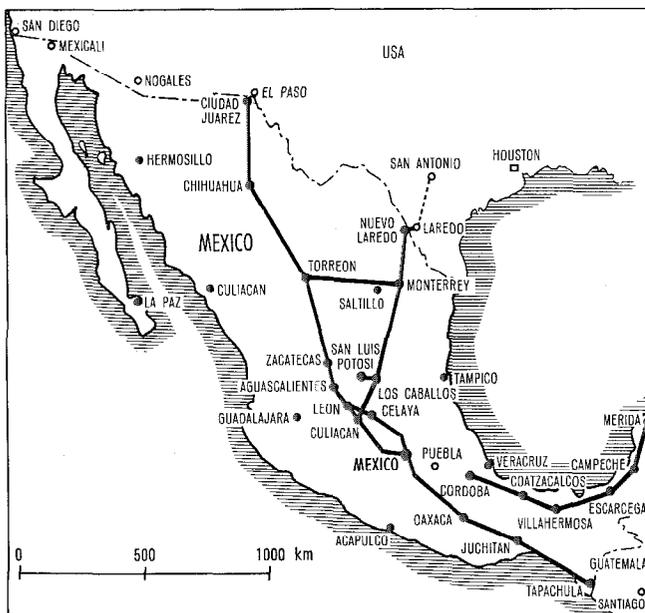


Fig. 2 Red de radioenlaces de 6 GHz instalada en México por Standard Elektrik Lorenz 1967/1968.

En la figura 3 se muestra la configuración básica de una sección de modulación típica. Para telefonía se dispone de un par de radioenlaces, uno de trabajo y otro de reserva, con la posibilidad, naturalmente, de futuras ampliaciones. El sistema de televisión comprende dos canales de trabajo bidireccionales y uno de reserva. Se utilizan dos enlaces auxiliares, en paralelo, cada uno con un sistema principal pero se emplea solamente una antena común para una determinada dirección de radiación. La conmutación al canal de reserva se realiza en la frecuencia intermedia de 70 MHz como en el antiguo sistema de 4 GHz. Todas las estaciones repetidoras son no atendidas, con supervisión centralizada en los terminales principales.

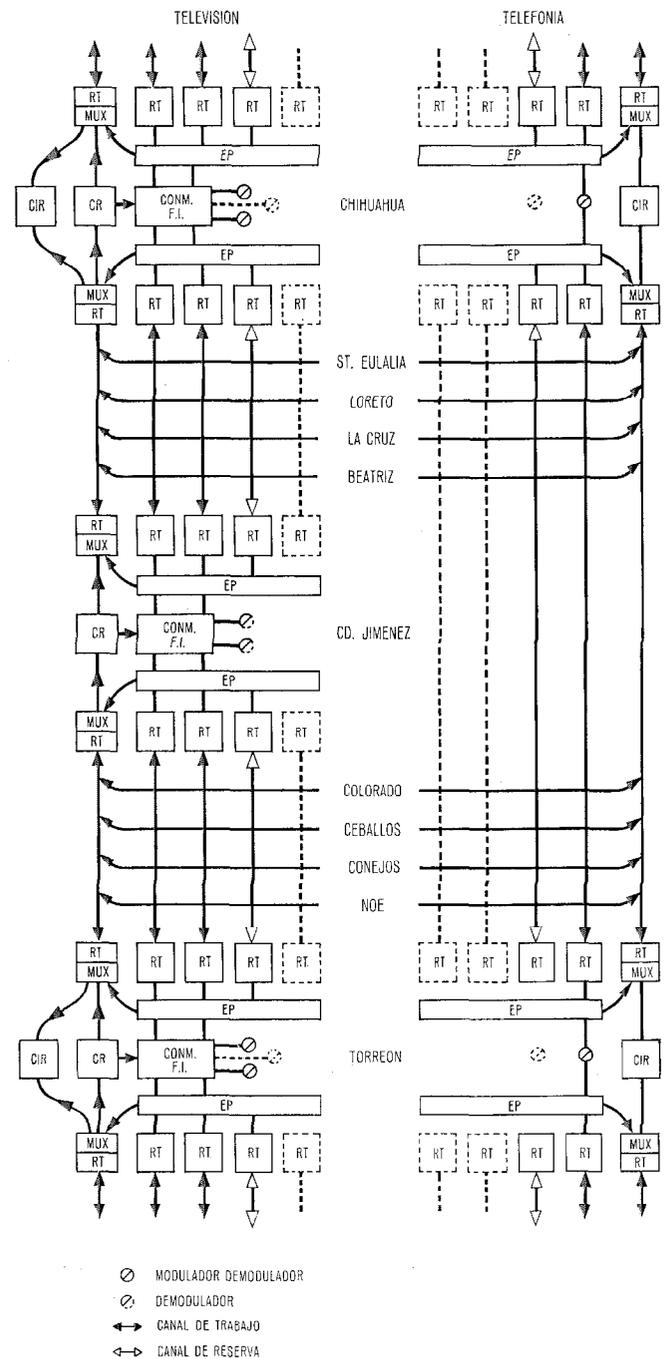


Fig. 3 Sección de modulación típica de la red de 6 GHz de México. CIR Control e indicación remota EP Equipo de protección CONM.F.I. Conmutación de frecuencia intermedia MUX Multiplex para canal de servicio CR. Control remoto RT Receptor - transmisor

Tabla 1

Enlace	Tipo de transmisión	Longitud km	Secciones	Repetidores	Radiocanales	
					Pral.	Aux.
México – Culiacan	TV	233	1	4	8+2	2
Culiacan – Ciudad Juarez	TV	1430	7	27	2+1	1
Culiacan – Nuevo Laredo	TV	900	3	13	2+1	1
Monterrey – Torreón	TV	346	1	5	2+1	1
México – Tapachula	TV	965	4	16	2+1	1
México – Celaya	Tel	228	1	4	2+1	1
Celaya – Ciudad Juarez	Tel	1430	6	27	1+1	1
México – Tapachula	Tel	965	3	17	1+1	1
Coatzacoalcos – Mérida	Tel	772	3	16	1+1	1

La distribución de programas de TV se realiza también en frecuencia intermedia mediante un dispositivo de barras cruzadas con control local o remoto.

En la tabla 1 se da una relación de los diversos enlaces con la longitud de la ruta, número de secciones de modulación, número de repetidores y de radiocanales.

La longitud total de los radiocanales principales de trabajo, ida y vuelta, es 13700 km (8400 millas).

**3. Equipo utilizado**

Equipo de RF FM-1800/TV-6000, 5,925 á 6,425 GHz. ó FM-1800/TV-6700, 6,425 á 6,925 GHz. ambos para 1800 canales telefónicos o televisión en color con 4 canales de sonido superpuestos como máximo. La potencia de salida es 10 W (opcionalmente 15 W), el factor de ruido 10 dB. El consumo de potencia es de 200 W máximo para una pareja transmisor/receptor. Dos transmisores y dos receptores se alojan en un solo bastidor de dimensiones 600 x 225 x 2065 mm.

**3.1 Modulador/demodulador, FM-1800/TV-70**

La salida y entrada al bastidor es una señal de 70 MHz modulada en frecuencia y admite o entrega la señal de banda base correspondiente a 1800 canales telefónicos o de televisión en color hasta 625 líneas y un máximo de 4 canales de sonido. El consumo de potencia es de 50 W. En un bastidor de 600 x 225 x 2065 mm se pueden disponer 4 equipos modem con sus correspondientes alimentaciones.

**3.2 Equipo de conmutación automática SSG 70**

Actua en frecuencia intermedia, a 70 MHz. Puede controlar como máximo 6 canales de trabajo y 2 de reserva; el tiempo de actuación es inferior a 35 ms. y el de conmutación inferior a 5 µs. El consumo de potencia es 200 W y las dimensiones del bastidor 600 x 225 x 2065 mm.

**3.3 Equipo de distribución de FI, ZFV-4**

Actua en frecuencia intermedia a 70 MHz, diseño modular, módulo básico 4 x 4 = 16 puntos de cruce, tiempo de paso o transferencia inferior a 5 µs.

**3.4 Equipo de supervisión y control remoto IST 6/IST 16**

24 señales (máx. 80) y 0 controles (máx. 40) por subestación media.

**3.5 Equipo del radioenlace auxiliar BFM-24-6000**

Para 24 canales telefónicos como máximo, potencia del emisor 20 mW, factor de ruido inferior a 12 dB. Bandas de frecuencia, de acuerdo con las empleadas en la línea principal.

A lo largo de todo el sistema se utilizan como componentes activos dispositivos de estado sólido con la sola excepción del tubo de ondas progresivas en la etapa de salida del transmisor de la línea principal. No se necesita refrigeración de aire forzado. La alimentación se hace con batería de 48 V. permitiéndose variaciones en el voltaje de +22 % y -15 %. También puede utilizarse suministro de red de C.A. aunque no ha sido empleado en los proyectos mejicanos. La temperatura ambiente máxima, sin que haya degradación alguna de la calidad, es de 50 °C. El equipo puede funcionar sin peligro posible hasta 55 °C. por lo menos.

Si se desea una alta seguridad de funcionamiento se recomienda un acondicionamiento de aire moderado con una temperatura ambiente media del orden de 25 á 30 °C.

**4. Disposición de los canales de RF**

La disposición de los canales de radiofrecuencia para sistemas de radioenlaces de banda ancha están basadas en convenios internacionales. Para la banda de 5,925 á 6,425 GHz se aplica la recomendación del CCIR N° 383-1, que proporciona 8 radiocanales, bidireccionales, con una capacidad cada uno de 1800 canales telefónicos o su equivalente, es decir, televisión principalmente, y algunos canales de sonido adicionales. Además, se dispone de dos canales de banda estrecha para sistemas auxiliares. Esto totaliza 10 pares de radiocanales, o 20 frecuencias que pueden utilizarse en paralelo. Es costumbre encaminar por la misma antena varias frecuencias de transmisión y recepción. Las antenas son dispositivos voluminosos de 3 m de diámetro como mínimo y algunos centenares de kilos de peso. Cuanto menor es el número de antenas que ha de llevar una torre u otro tipo de soporte, tanto más pequeñas serán las exigencias de rigidez y, por tanto, menor su coste. En el anterior sistema de 4 GHz han trabajado sobre la misma antena, sin inconveniente alguno, 6 ú 8 frecuencias. Basados en esta experiencia, se proyectó también una sola antena para la banda completa de frecuencia en 6 GHz. Esto significa,

sin embargo, cierto esfuerzo técnico adicional en los filtros de eliminación, en el caso de que se vayan a utilizar las 20 frecuencias disponibles.

En una sección típica en que hayan de colocarse sobre una misma antena 5 pares de canales de banda ancha y 2 pares de banda estrecha para fines auxiliares, los canales pares e impares se separan mediante polarización. Esto supone 14 frecuencias y señales dentro de un amplio margen de potencia. 5 á 10 W (+ 40 dBm), 2 á 20 mW (+ 13 dBm), 5 á -25 dBm y 2 á -52 dBm, correspondiendo los últimos valores a la potencia media recibida. Las frecuencias del canal auxiliar en el plan de 6 GHz están, desafortunadamente, dispuestas de manera menos favorable que en el plan de 4 GHz. En particular, los canales interiores están sujetos a interferencias procedentes de los canales de banda ancha 8 y 1. Con objeto de evitar ésto sin necesidad de utilizar un alto grado de filtrado protector, las frecuencias de transmisión y recepción para un par de canales auxiliares se dispusieron de acuerdo con la figura 4. Esto sacrifica el canal de banda ancha 8 pero da una solución sencilla al problema. En la actualidad se preparan dispositivos de filtrado que permitan disponer sobre la misma antena la totalidad de las frecuencias originales. El problema principal consiste en disponer de filtros de frecuencia intermedia muy selectivos para suprimir las interferencias procedentes de los canales de servicio.

Necesitándose 5 de los 8 canales de banda ancha disponibles, fué necesario utilizar en las estaciones repetidoras el mismo grupo de frecuencias en ambas direcciones de radiación. Esto se consiguió gracias a la alta discriminación de polarización que posee la antena Cassegrain. Se obtiene una protección superior a 60 dB para todos los ángulos mayores de 20 grados a partir del haz principal.

En la radiación hacia atrás, la discriminación es del orden de 70 dB. (Fig. 5).

Se presentaron problemas especiales en las primeras secciones de Ciudad de México hacia el Norte (México—Culiacan y México—Celaya). Tenían que acomodarse un total de 13 pares de banda ancha, 10 en una ruta y 3 en la otra; 11 pares iban hacia el Sur. Esto suponía, que había de encontrarse una banda de frecuencias adicional. Por diversas razones no se eligió la banda entre 6,425 á 7,125 GHz, según recomienda el CCIR

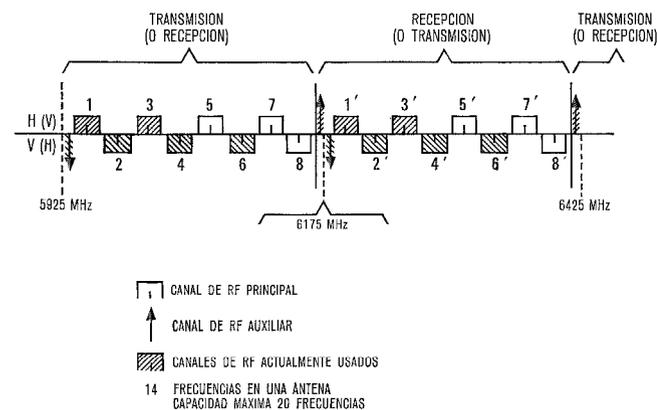


Fig. 4 Disposición de los canales de radiofrecuencia en la banda de 6 GHz para la red de radioenlaces mejicana.

(Rec. N° 384-1), sino la de banda de 500 MHz entre 6,425 á 6,925 GHz) con exactamente el mismo plan de frecuencias que el utilizado en la banda inferior. Esto permitía, utilizar básicamente el mismo equipo para las dos bandas y compatible con otras disposiciones de frecuencia especiales utilizadas en el país para otros servicios. De esta manera se obtuvieron 8 canales adicionales de banda ancha.

El número de canales de RF que convergen en la Ciudad de México produce una densidad que raras veces es encontrada en Europa Central, EE. UU. o Japón.

5. Equipos especiales

Alguno de los equipos empleados en el sistema son de especial interés debido a ciertas características nuevas y a ser la primera vez que se utilizan en gran escala. Estos son el modem de canal de sonido, el equipo de conmutación y el equipo de distribución de programas.

5.1 Modem de 4 canales de sonido

El informe N° 289 del CCIR discute la posibilidad de transmitir cuatro canales de sonido o de programas en la parte superior de la señal de televisión mediante la elección adecuada de subportadoras entre la frecuencia de corte de la señal de televisión de 625 líneas y la frecuencia del piloto. Las frecuencias propuestas en el documento para subportadoras son 7,00 MHz, 7,36 MHz, 7,74 MHz y 8,14 MHz.

Posteriores investigaciones han demostrado ciertas incompatibilidades en esta disposición con respecto a interferencias de segundo y tercer armónico. Se estudiaron,

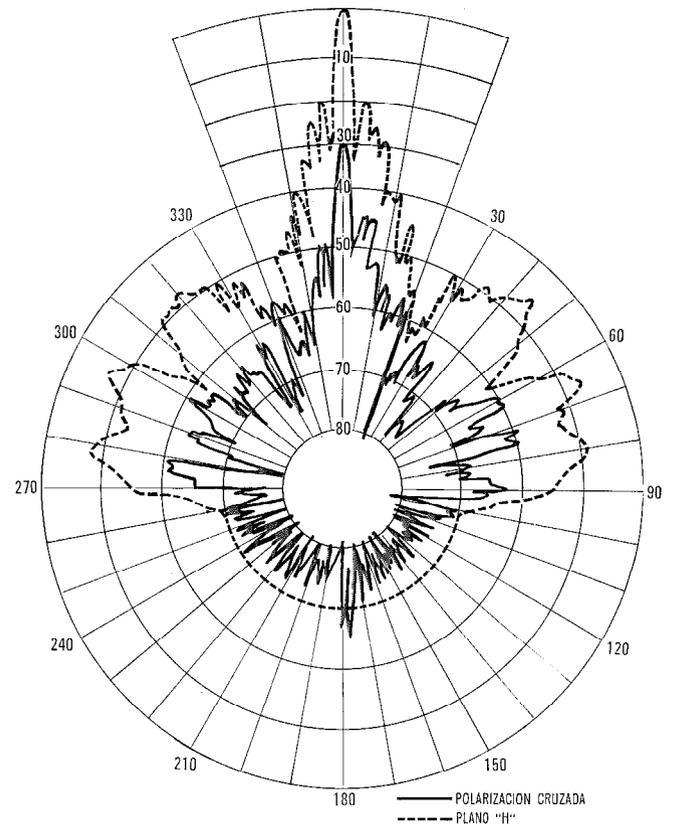


Fig. 5 Antena Cassegrain, 5925 á 6925 MHz de 3 m. de diámetro. Diagrama de radiación de 6.175 MHz.

por tanto, diversas modificaciones a la disposición original que se introdujeron en algunos sistemas, aunque hasta el presente no se haya llegado a un acuerdo internacional. Standard Elektrik Lorenz, después de cuidadosa investigación, encontró la siguiente disposición como más favorable: 7,00 MHz, 7,36 MHz, 7,78 MHz y 8,30 MHz.

Esta solución fué finalmente aceptada para toda la red mejicana, incluso por aquellas partes suministradas por otras compañías. En México son necesarios tres canales de sonido, uno para la señal de televisión y otros dos que se aplican a transmisores de radiodifusión. Se eligieron los tres canales superiores con objeto de evitar posible intermodulación con la subportadora de color.

Mecánicamente, cuatro moduladores y cuatro demoduladores se alojan en un subensamble de 130 mm de altura. Pueden montarse en el mismo bastidor juntamente con los moduladores y demoduladores básicos de FI.

La anchura de banda de un canal de sonido es 15 KHz. El ruido básico ponderado es menor de 0,5 mV. La salida del demodulador entrega de + 3 á + 9 dB con referencia al nivel del tono de prueba.

### 5.2 Equipo de protección

La conmutación automática para protección se hace según el conocido principio de conmutación del canal de RF entre secciones de modulación o de protección, utilizándose un canal de reserva para varios canales de trabajo.

El equipo utilizado tiene capacidad para dos veces 3+1 canales o, como máximo, para 6+2 canales. La conmutación se realiza en 70 MHz y su característica más importante es la conmutación electrónica con un tiempo de transferencia de 5  $\mu$ s. Este es suficientemente corto para no causar una perturbación apreciable en cualquiera de las señales convencionales, tales como telefonía, televisión o telegrafía. La anchura de banda de la conmutación es  $70 \pm 20$  MHz. El ruido y la intermodulación introducidos por el dispositivo es inferior a 100 pW referido al nivel del tono de prueba del canal telefónico.

El tiempo que dura una conmutación completa, a partir del instante en que se ha producido un fallo, es de 35 á 50 ms.

Las señales que gobiernan la conmutación son tonos telegráficos de F.V. transmitidos a través del sistema de radio auxiliar.

### 5.3 Distribución de programas

La conmutación en FI se utiliza también en el sistema de barras cruzadas de distribución de programas. Sirve para conmutación de programas mediante control remoto o manual en los centros principales de la red de televisión. Se eligió conmutación en FI debido a que la perturbación en la señal es menor que la que resulta con conmutación en banda base y en particular las diferencias de fase tienen menor efecto en FI que en la banda base, relativamente ancha, de 0 á 5 MHz. Se utiliza el mismo tipo de conmutador que en el equipo de protección de canal. El módulo básico es un conmutador de barras cruzadas con  $4 \times 4 = 16$  puntos de cruce, a partir

del cual pueden hacerse dispositivos más amplios de acuerdo con las necesidades de cada caso. Puede programarse la acción conmutadora y realizarse después, manualmente o por control remoto.

El centro de control remoto se situará en la nueva torre de televisión de la Ciudad de México. Esto significa que el sistema de control remoto se ha diseñado para trabajar en distancias superiores a 1.000 km.

## 6. Confiabilidad

Los antiguos sistemas de válvulas tienen una proporción de fallos de aproximadamente un corte por año referido a una unidad funcional completa como transmisor/receptor o modulador/demodulador. Esto excluye conservación preventiva. La válvula amplificadora de ondas progresivas nunca ha contribuido de manera significativa a la proporción de fallos ya que estas válvulas tienen una vida de más de 10.000 horas, frecuentemente alcanzan hasta 20.000 y, entonces, el final de su vida se manifiesta por una disminución de la potencia de salida, sin corte brusco. Aparte del equipo que es propiamente de comunicaciones, el suministro de energía primario produce una considerable cantidad de fallos en el caso de funcionamiento con C. A., a pesar de las plantas de energía de emergencia y de los dispositivos con volante. El tiempo total de corte de un sistema de 1.000 km con conmutación para protección, puede resultar en unas 15 horas por año o, aproximadamente, el 0,2% con tal de que se efectue una conservación razonable. Estas cifras se aplican para los sistemas de 4 GHz instalados desde 1962 e incluyen también algunas pocas horas debidas a desvanecimiento de la señal de RF.

Para el sistema de estado sólido de 6 GHz la cantidad de fallos estimada para los equipos fundamentales es:

	por hora	por año
Equipo de radio	$18,2 \cdot 10^{-6}$	0,16
Modulador	$8,0 \cdot 10^{-6}$	0,07
Demodulador	$5,6 \cdot 10^{-6}$	0,05
Conmutación	$45,6 \cdot 10^{-6}$	0,4

Esto conduce a una proporción de cortes de 2,6 por año, debidos a averías del equipo, para una sección de modulación media que comprenda seis tramos de radio con un canal bidireccional. En el enlace 1+1 para telefonía, Celaya - Ciudad Juárez con 132 equipos de radio, 10 modem y 12 equipos de conmutación, los cortes posibles debidos al equipo son 27,12 por año. El tiempo real de corte de un equipo, antes de que pueda efectuarse la reparación, es del orden de 4 á 6 horas, incluido el tiempo de transporte. Suponiendo medio fallo por equipo por año — lo que es menos favorable que las cifras calculadas dadas anteriormente — el tiempo de corte medio real por equipo por año será de tres horas o inferior a 0,05 % del tiempo.

Con esta probabilidad de cortes, un sistema que tenga 33 estaciones, 1 canal de trabajo y 1 de reserva y 6 secciones de conmutación tendrá una probabilidad total de corte inferior a  $10^{-4}$  o inferior a 1 hora por año [5].

Estas cifras son aplicables al enlace Celaya - Ciudad Juárez, de 1430 km de longitud.



4 m o antenas de bocina podrían ganarse al menos otros 2 ó 3 dB. Esto reduciría el ruido térmico a unos 0,5 pW/km, o menos, con lo que el ruido total sería 1 pW/km, aproximadamente. Este es el objetivo de máxima discusión para los circuitos mundiales de larga distancia. Parece, sin embargo, que tal objetivo será muy pronto una realidad y casi puede obtenerse ahora, incluso para sistemas de 1800 canales, sin un esfuerzo técnico excesivo, en caso de que exista una demanda comercial justificada. Puede conseguirse directamente cierta mejora en el sistema existente aumentando la potencia de salida del transmisor a 15 W, en particular, en aquellas secciones donde las pérdidas en el espacio están por encima del valor medio.

El margen de desvanecimiento en cada trayecto excede de 30 dB antes de que se actúe el silenciador.

Todavía no se tiene un conocimiento completo de los detalles que se refieren al comportamiento del desvanecimiento en el nuevo sistema, pero durante los primeros meses de funcionamiento de las secciones completas no se ha advertido un desvanecimiento de la señal extremadamente profundo.

Es de especial interés el ruido de intermodulación y la forma de sumarse en los sucesivos vanos. La figura 7 muestra la distribución de la intermodulación para la sección Chihuahua — Torreón. Puede observarse fácilmente un comportamiento ligeramente irregular, aunque la desviación de la adición en potencia es bastante moderada. Las irregularidades comienzan después del tercer vano e indican las crecientes dificultades de igualación en proporción con el número de vanos implicados. El ajuste, sin embargo, es suficientemente estable a través de largos periodos de tiempo.

En la figura 8 se indica la distorsión por retardo de tiempo. Las variaciones en una banda de 24 MHz., pico a pico, son inferiores a 1,8 ns. Algunas de las irregularidades,

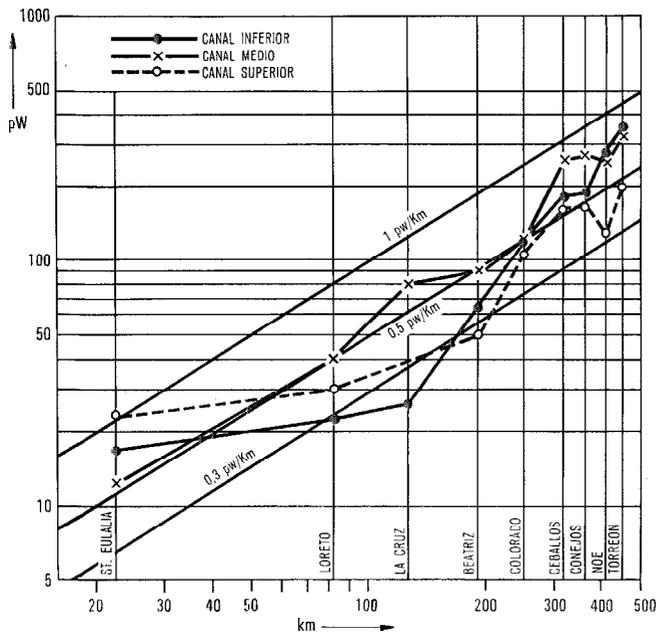


Fig. 7 Ruido de intermodulación, Chihuahua — Torreón, 446,5 Km. Carga de 1800 canales.

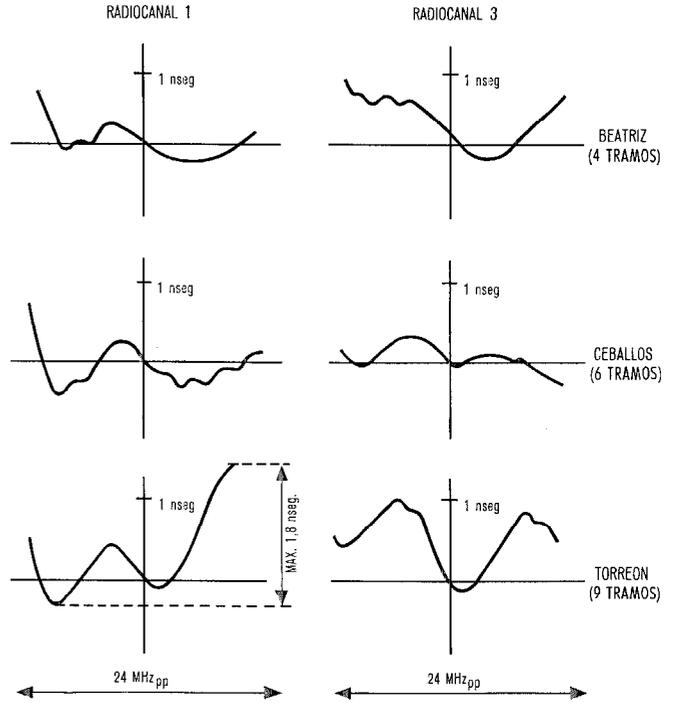


Fig. 8 Distorsión por retardo Chihuahua — Torreón.

se deben al factor de reflexión de desadaptación de la antena y excitador del orden de 5% — lo que, sin embargo, evita, al menos parcialmente, un sistemático crecimiento de las características de distorsión del equipo.

Aparte de la característica de ruido, las exigencias actuales son también altas en lo que se refiere a la respuesta de banda base en un sistema de radioenlaces. Sin igualación, las características del equipo de radio producen una caída en el nivel de banda base de hasta 2 dB por encima de 8 MHz en una sección de modulación de 6 á 8 tramos. A 5 MHz, extremo superior de la banda de televisión, la caída en la curva de respuesta es de aproximadamente 0,5 dB para unos 6 tramos en serie. Para una sección de modulación de televisión con 18 tramos nominales esto se convierte en 1,5 dB que no siempre es aceptable aunque generalmente admitido por la recomendación N° 421-1 del CCIR. Se consigue en frecuencia intermedia igualación de la respuesta de banda base para desviaciones de fracción de decibelio, atenuando ligeramente la portadora con lo que, consecuentemente, se aumenta el nivel relativo de las bandas laterales alejadas.

Por otra parte, el comportamiento de la televisión o del canal de sonido dependen muy poco de las características del equipo de radio y mucho más de las propiedades del equipo modulador y demodulador. La fase diferencial y la ganancia diferencial de estos equipos es mejor que 1° y 1% respectivamente dentro de la banda de la señal de televisión. Todas las medidas han confirmado la bien probada experiencia de que un buen sistema para 960 canales telefónicos, cumple fácilmente los requisitos de televisión para sistemas de 625 ó 525 líneas e incluso hay menos problemas en este aspecto con un sistema diseñado para 1800 canales.

## Referencias

- [1] H. Carl y G. Lupke: Red de radioenlaces de microondas de larga distancia en 4000 MHz. Ciudad de Méjico — EE.UU. SEL Nachrichten 10 (1962) 3, págs. 147—159.
- [2] H. Carl: Extensión de la Red de radioenlaces de banda ancha de Teléfonos de Méjico. SEL Nachrichten 13 (1965) 1, págs. 53—56.
- [3] Sistema de radioenlaces de 6 GHz. FM 1800/TV-6000. SEL Nachrichten 14 (1966) 2, págs. 45—107.
- [4] A. Liekens, E. Reygaerts: Sistema de radioenlace de microondas para telefonía multicanal y televisión en la banda de frecuencias de 6 GHz. Parte V. Sistema de radioenlace auxiliar. Electrical Communications 40 (1965) 2, pág. 192.
- [5] I. Welber, H. W. Evans, G. A. Pullis: Protección de Servicio en el Sistema de radioenlace TD-2 mediante conmutación automática.

**Helmut Carl** nació en 1916 en Danzig, perteneciente entonces a Alemania. En 1943 recibió el grado de doctor en ingeniería en la Universidad de Danzig. El Dr. Carl ingresó en Standard Elektrik Lorenz en 1939. Realizó trabajos de desarrollo en radar, transmisores de radiodifusión con modulación de frecuencia y sistemas de radio por microondas. Más tarde dirigió un grupo de planificación de sistemas de telecomunicación por radio. Durante este tiempo fué un miembro activo del CCIR. Desde 1965 es jefe de la línea de Transmisión.

## Nuevos libros

### Inseguridad en la naturaleza y comunicaciones

H. B. Rantzen de Standard Telecommunication Laboratories es el autor del libro publicado recientemente sobre la inseguridad en la naturaleza y comunicaciones. Está dividido en cuatro partes y ocho capítulos en la siguiente forma:

Parte 1 - Inseguridad por sí misma

1. Ley y desorden
2. Solución neogaussiana normalizada
3. Interpretaciones estadísticas

Parte 2 - Inseguridad en la naturaleza

4. En la atmósfera inferior
5. En la gravedad

Parte 3 - Inseguridad en comunicación

6. En la palabra
7. En propagación radio de frecuencias de microondas

Parte 4 - Temas opinables

8. El investigador adecuado de la humanidad es el hombre.

El libro de  $13,5 \times 21$  cm. contiene 151 páginas. Se ha publicado por Hutchinson Scientific and Technical Publications, 178—202 Grand Portland Street, Londres, W1, Inglaterra, al precio de 50 chelines por ejemplar.

# Etapas de abonado en las centrales locales de barras cruzadas Pentaconta

R. BERNARD

Laboratoire Central de Télécommunications, Paris

M. GRUSZECKI

Bell Telephone Manufacturing Co., Ambers

J. R. DE LOS MOZOS

ITT Laboratorios de España

## 1. Introducción

Los elementos de selección en el sistema Pentaconta, como el elemento de selección de línea (etapas de abonado), descrito en este artículo, o los elementos de selección de grupo [1] utilizan sistemáticamente el principio de la ayuda mutua combinada con sistemas de mallas. La red de ayuda mutua va conectada entre secciones primarias diferentes, de un elemento de selección y su objetivo fundamental es permitir que una llamada que se presenta en una cierta sección, utilice si es necesario, las mallas de otras secciones.

Las simulaciones de la red de conversación en el elemento de selección de línea fueron realizadas según el modelo de ruleta de Kosten, y separadamente, para sus circuitos de control, utilizando un modelo de tiempo real. La simulación por separado de la red de conversación y la unidad de control ha permitido, además de una amplia investigación de las diversas configuraciones geométricas de la red de conversación (cada una con diversos valores de tráfico) y de sus circuitos de control, una interpretación sencilla de los resultados.

## 2. Descripción de la geometría de la red

El diagrama de enlaces típico mostrado en la figura 1 permitirá situar el elemento de selección de línea en una central Pentaconta. El elemento de selección de línea, al que se menciona en adelante como ESL y que será discutido en el presente artículo con más detalle, se muestra esquemáticamente en la figura 2. Está compuesto por secciones primarias y secundarias y gobernado por sus propios circuitos de control, constituyendo de esta forma, un elemento de selección conjugada, prácticamente independiente de otros elementos de la central. Puede observarse que la red de ayuda mutua permite que una llamada, que aparezca en una sección primaria determinada y necesite ser conectada a una cierta sección secundaria pueda utilizar no solo las  $f$  mallas existentes entre las secciones, sino también las correspondientes a otras secciones, si aquéllas no estuvieran libres. Es pues una ayuda recíproca entre una sección primaria dada y otras secciones primarias, lo cual es privativo del sistema Pentaconta. La mayor parte de las llamadas pueden así completarse a través de dos etapas principales, y solamente una pequeña parte de ellas utilizará la tercera etapa de selección. De esta forma, el principio de ayuda mutua permite conseguir prácticamente un sistema equivalente a uno de selección conjugada a tres etapas con dos etapas principales y una etapa (ayuda mutua) de dimensiones reducidas.

La figura 2 representa un ESL con  $K$  secciones primarias y  $M$  secciones secundarias o terminales. Cada

una de las secciones primarias tiene equipados  $S$  selectores penúltimos para cursar el tráfico terminado,  $C$  buscadores de llamada para cursar el tráfico originado,  $Z$  selectores de ayuda mutua,  $D$  salidas hacia las secciones secundarias y  $E$  salidas de ayuda mutua reservadas para la conexión a las  $K-1$  secciones primarias restantes. El número medio de mallas de ayuda mutua entre cada par de secciones primarias es:

$$f' = \min. (Z, E/K-1).$$

Cada una de las  $M$  secciones secundarias tiene  $n$  salidas y  $T$  selectores secundarios que cursan tráfico bidireccional. En la red descrita,  $T = 2K$  y  $3MT = 2KD$ , es decir  $T/2$  mallas pueden ser conectadas a dos secciones primarias (mallas comunes) y  $T/2$  a una sección primaria únicamente (mallas individuales). La red es completamente simétrica.

Cuando un abonado origina una llamada, el circuito de control busca un camino hacia los registradores a través de las mallas y de los buscadores de llamada; la búsqueda se efectúa primero a través de las mallas individuales y, si éstas se encuentran ocupadas, a través de las comunes. Como una última posibilidad se dispone de la ayuda mutua, muy escasamente utilizada en preselección. Las llamadas terminadas aparecen aleatoriamente en los selectores penúltimos de todas las secciones primarias; una llamada que aparece en una cierta sección primaria y se dirige a una cierta sección terminal busca primero camino a través de la malla individual y, si ésta se encuentra ocupada, a través de las mallas

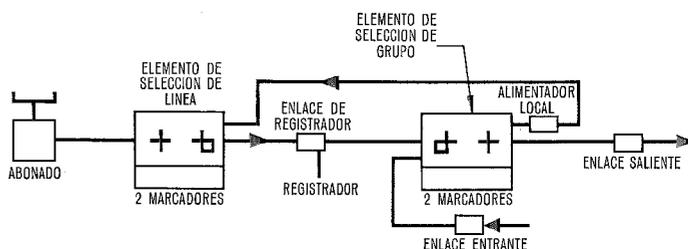


Fig. 1 Diagrama de una central local Pentaconta.

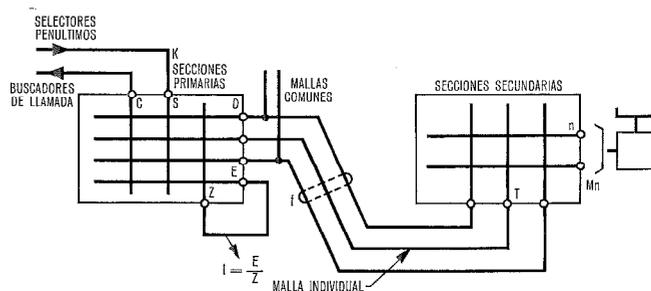


Fig. 2 Diagrama del elemento de selección de línea.

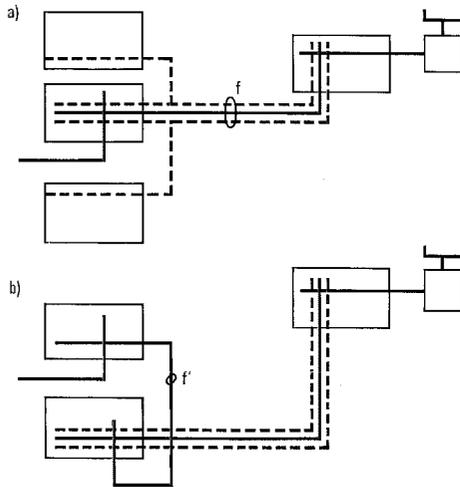


Fig. 3 Selección de línea a través:  
a) 2 etapas,  
b) 3 etapas utilizando la red de ayuda mutua.

comunes. Como una tercera alternativa, se exploran todas las mallas individuales y comunes de las  $K-1$  secciones primarias restantes a través de la red de ayuda mutua (Fig. 3). Si fracasan todos estos intentos para encontrar un camino libre hacia el abonado llamado, se realiza una nueva selección de grupo de forma que la probabilidad de que la llamada aparezca en una sección primaria diferente de la anterior es aproximadamente  $(K-1)/K$ .

En este nuevo intento, al que en adelante llamaremos reelección, existen nuevamente tres alternativas, es decir, uso de mallas individuales, comunes, y mallas accesibles a través de la red de ayuda mutua, respectivamente.

### 3. Cálculo de la congestión

#### 3.1 Congestión para el tráfico originado

La probabilidad  $P_p$  de que un abonado encuentre congestión en preselección (excluidos los registradores), se obtiene como suma de las congestiones en una sección secundaria y en el conjunto de todos los buscadores de llamada del ESL, supuesto que dichas pérdidas son pequeñas.

$$P_p = F_T^{n-1}(a) + E_{KC}(A_o) \quad (1)$$

donde  $F_T^{n-1}(a)$  es la congestión en las llamadas con distribución de Engset, cuando cada una de las  $n$  fuentes ofrece un tráfico  $a$ , teniendo acceso a  $T$  órganos, es decir, probabilidad condicional de que  $T$  órganos estén ocupados supuesto que se ofrece una llamada.

$$F = F_T^{n-1}(a) = \binom{n-1}{T} \left( \frac{a}{1-a(1-F)} \right)^T \times \frac{1}{\sum_{j=0}^T \binom{n-1}{j} \left( \frac{a}{1-a(1-F)} \right)^j}$$

es la función de probabilidad de pérdida de Erlang para  $KC$  buscadores de llamada y un tráfico total originado  $A_o$ .

$$E_{KC}(A_o) = \frac{A_o^{KC}}{(KC)!} \times \frac{1}{\sum_{j=0}^{KC} \frac{A_o^j}{j!}}$$

Se ha comprobado que el bloqueo interno en preselección es completamente despreciable y que el uso de la ayuda mutua para el tráfico originado, aunque posible, no necesita ser tomado en consideración.

#### 3.2 Cálculo de la congestión para el tráfico terminado

Con objeto de tener fórmulas fácilmente manejables para ser tratadas por ordenador, única manera posible de efectuar estos cálculos, se han introducido las siguientes hipótesis básicas:

- se utiliza el método de Lee-Le Gall [2], [3] que implica independencia estocástica entre etapas;
  - la probabilidad de elegir la misma sección primaria en el primero y segundo intentos es  $1/K$ . Esta hipótesis es equivalente a la siguiente: cuando se intenta completar una llamada terminada en un segundo intento, cada sección primaria tiene al menos un selector penúltimo libre.
- De acuerdo con esto, la probabilidad de pérdida en selección de línea puede ser expresada mediante la siguiente fórmula:
- $$P_s = \frac{P_0 + (K-1)P_1}{K} \quad (2)$$
- donde  $P_0$  es la probabilidad condicional de que se pierda una llamada suponiendo que se utiliza la misma sección primaria en el primero y segundo intentos y  $P_1$  es la probabilidad condicional de que se pierda una llamada suponiendo que se utilizan secciones primarias diferentes en el primero y segundo intentos;
- se suponen tráficos de Erlang y Engset en los selectores de ayuda mutua y los selectores secundarios respectivamente.

La deducción de  $P_0$  se hará de acuerdo con el método general de Lee-Le Gall, es decir:

Dibujo del grafo que representa todos los caminos posibles entre la sección primaria en la que aparece la llamada y la sección secundaria del abonado llamado. Con objeto de simplificar las fórmulas y escribirlas en forma general, independientemente de  $K$ , se supone que todas las secciones primarias están interconectadas por el mismo número medio  $f$  de mallas de ayuda mutua.

A continuación, el grafo obtenido se dibuja en la forma canónica serie-paralelo y se deduce la fórmula correspondiente suponiendo distribución de Bernoulli en todas las etapas. Esta fórmula debe simplificarse de acuerdo con la siguiente ley de multiplicación:

$$(xy)(uv) = (xy)$$

si, y sólo si

$$x = u, y = v$$

donde  $(xy)$  representa la malla común conectada a las secciones primarias  $x$  e  $y$ .

La fórmula se simplifica después suponiendo que todas las mallas individuales y comunes están igualmente cargadas; esta hipótesis implica

$$(xy) = (q) = p$$

para toda malla común ( $xy$ ) y toda malla individual ( $q$ ) ( $q$  indica la sección primaria a la que está conectada la malla y  $p$  es la carga media por selector secundario). A continuación se sustituye la distribución de Bernoulli por la realmente existente en la etapa correspondiente y se calcula el tráfico de ayuda mutua  $A_E$ .

La fórmula así obtenida tendrá la forma siguiente:

$$P_0 = \sum_{i=0}^{K-1} Q_{0i} P_{0i+1} \quad (3)$$

donde:  $Q_{0i}$  representa la probabilidad de que "i" y solamente "i" secciones primarias determinadas sean accesibles a través de la red de ayuda mutua, desde la sección primaria en la que aparece la llamada.

$P_{0i+1}$  representa la suma de las probabilidades de bloqueo entre cualquier combinación de  $i + 1$  secciones primarias (una de las  $i + 1$  secciones primarias es aquella en la que aparece la llamada, mientras que las  $i$  restantes son las accesibles a través de la red de ayuda mutua), y la sección secundaria del abonado llamado. Dependiendo de la posición relativa de las  $i + 1$  secciones primarias la probabilidad de bloqueo será diferente. Con objeto de dar fórmulas que puedan ser traducidas fácilmente a lenguaje simbólico para el ordenador, se ha calculado el número medio de mallas  $\alpha_i$  que conectan  $i$  secciones primarias y la sección terminal del abonado llamado,

$$\alpha_i = 3 + (i-1) \left( 3 - \frac{i}{K-1} \right). \quad (4)$$

Podemos dar ahora la siguiente expresión final para  $P_0$

$$P_0 = \sum_{i=0}^{K-1} Q_{0i} \cdot P_{0i+1} \quad (5)$$

donde

$$Q_{0i} \overline{\wedge} d^{i(K-1-i)} (1-d)^i = \sum_{j=0}^i (-1)^j \binom{i}{j} d^{i(K-1-i+j)} \quad (6)$$

$$P_{0i+1} \overline{\wedge} \binom{K-1}{i} p^{\alpha_{i+1}} \quad (7)$$

$d$  es la carga por selector de ayuda mutua,  
 $f'$  es el número medio de mallas de ayuda mutua entre cada par de secciones primarias, y

$\wedge$  indica utilización de la regla simbólica de Le Gall.

La fórmula correspondiente a  $P_1$  tiene también la forma:

$$P_1 = \sum_{i=0}^{K-2} Q_{1i} P_{1i+2} \quad (8)$$

donde

$$Q_{1i} \overline{\wedge} d^{i(K-2-i)} (1-d)^i = \sum_{j=0}^i (-1)^j \binom{i}{j} d^{i(K-2-i-j)} \quad (9)$$

y

$$P_{1i+2} \overline{\wedge} \binom{K-2}{i} p^{\beta_{i+1}} \quad (10)$$

donde

$$\beta_{i+2} = \alpha_{i+2}. \quad (11)$$

y  $f''$  es el número medio de mallas de ayuda mutua entre cada par de secciones primarias y una de las  $K-2$  restantes.

Sustituyendo cada término  $d^x$  y  $p^y$  por el valor correspondiente obtenido con las distribuciones de Erlang y Engset respectivamente obtenemos

$$d^x = \frac{E_{KZ}(A_E)}{E_{KZ-x}(A_E)} \quad (12)$$

$$p^y = \frac{F_T^{n-1}(a)}{F_T^{n-1-y}(a)},$$

donde

$$F_T^{n-1-y}(a) = \frac{\binom{n-1-y}{T-y} \left( \frac{a}{1-a(1-F)} \right)^{T-y}}{\sum_{i=0}^{T-y} \binom{n-1-y}{i} \left( \frac{a}{1-a(1-F)} \right)^i}$$

con  $F = F_T^{n-1}(a)$ .

Cuando "y" no es entero se utiliza una generalización de la fórmula de Engset.

El tráfico de ayuda mutua  $A_E$  que interviene en la fórmula (12) se calcula como sigue:

Si  $\pi$  es la proporción de tráfico que utiliza ayuda mutua (proporción de ayuda mutua) y  $A_T$  es el tráfico terminado total, entonces

$$A_E = \pi A_T \quad (13)$$

pues, como hemos supuesto en la sección 3.1, la contribución del tráfico originado al de ayuda mutua es despreciable. En la sección 2 hemos explicado que entre cada sección primaria y cada sección secundaria existen una malla individual y dos comunes, primera y segunda alternativa respectivamente. El tráfico ofrecido por cada sección primaria a cada secundaria (y viceversa) es  $b = A/KM$ , donde  $A$  es el tráfico de un ESL. La proporción de tráfico que desborda la malla individual es  $\pi_1 = E_1(b)$ . Para una o dos mallas y los márgenes prácticos de carga, estos tráficos desbordados son prácticamente de azar. El tráfico ofrecido a las mallas comunes es entonces, aproximadamente,

$$bE_1(b) + \frac{1}{2} bE_1(b) + \frac{1}{2} bE_1(b) = 2bE_1(b) = A_c$$

puesto que las mallas comunes reciben el tráfico de la malla individual de la sección considerada y la mitad de los tráficos desbordados por las mallas individuales de las secciones adyacentes. La proporción de tráfico que desborda de las mallas comunes es  $\pi_2 = E_2(E_c)$ .

La proporción de ayuda mutua es entonces

$$\pi = \pi_1, \pi_2 = E_1(b) E_2(b)$$

o bien

$$\pi = \frac{2b^5}{(1+b) \{ 2b^4 + 2b^2(1+b) + (1+b)^2 \}}. \quad (14)$$

Como veremos en el párrafo 4.1 las fórmulas anteriores dan una buena aproximación respecto de los resultados de simulación.

#### 4. Resultados de simulación

##### 4.1 Simulación de la red de conversación

Utilizando el modelo de ruleta de Kosten, se ha simulado el proceso de Markoff que corresponde a los sucesivos cambios de estado de la red, es decir, los intentos de llamada y las reposiciones.

La geometría de la red y las leyes de búsqueda de caminos fueron reproducidas perfectamente en la parte descriptiva del programa. Se tuvo además en cuenta que los abonados ocupados no originan llamadas y que las

llamadas dirigidas a abonados ocupados no producen ninguna ocupación en las mallas del ESL.

Las hipótesis adoptadas corresponden a las de una distribución de Engset en las mallas, por esta razón los resultados son pesimistas pues es bien sabido que en las centrales, los tráficos por abonado son muy diferentes entre sí y una distribución apropiada de las fuentes en las secciones terminales tiene una influencia muy favorable en las probabilidades de pérdida. Más aún, la existencia de centralitas no ha sido tomada en cuenta en las simulaciones. En los elementos de selección de línea, cuando una llamada se dirige a una centralita, se marcan todas sus líneas en las diferentes secciones secundarias a las que está conectada y se da preferencia a una línea accesible sin que intervenga la red de ayuda mutua. Debido a la influencia del tráfico de líneas de centralitas, la congestión en el ESL y el valor del tráfico de ayuda mutua son también muy inferiores en las centrales reales.

Los números pseudo-aleatorios utilizados en estas simulaciones fueron generados mediante un método de congruencias, y suficientemente comprobados en cuanto a uniformidad e independencia estadística. Cada simulación fué iniciada estando la red totalmente desocupada y las llamadas efectuadas durante el período transitorio no fueron consideradas a efectos de recuento y estadísticas de llamadas perdidas.

El intervalo de confianza  $\Delta P$  fué estimado utilizando la distribución  $t$  de Student.

$$\Delta P = t_{c, m} \sqrt{\frac{1}{m(m-1)} \sum_{i=1}^m (P_i - P_0)^2} \tag{15}$$

y

$$P_0 = \frac{B}{N} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^m B_i \tag{16}$$

donde  $B$  es el número total de llamadas perdidas,  $N$  el número de llamadas generadas durante el período estacionario,  $m$  número de muestras,  $B_i$  número de llamadas perdidas en la muestra  $i$ ,  $P_i$  proporción de llamadas perdidas en la muestra  $i$  y  $t_{cm}$  el coeficiente de la distribución  $t$  de Student. El verdadero valor de la probabilidad de pérdida  $P$  está entonces contenido en el intervalo  $P \pm \Delta P$  con un nivel de confianza  $c$  del 95 %.

$$P_r \{ P_0 - \Delta P < P < P_0 + \Delta P \} = 0,95 \tag{17}$$

En la práctica, en un ESL, el número  $K$  de secciones primarias puede variar entre 4 y 11, y el número  $M$  de secciones secundarias es 14. Cada sección primaria tiene  $D = 42$  salidas conectadas a secciones secundarias y  $E = 10$  salidas hacia selectores de ayuda mutua. Cada sección secundaria tiene capacidad para 74 abonados y un número  $T$  de selectores secundarios que puede variar entre 8 y 22. Los resultados elegidos para este artículo muestran dos tendencias. La tabla 2 da varios resultados de simulación para una configuración particular, donde solamente se ha variado el tráfico total con objeto de permitir el estudio del bloqueo y del tráfico de ayuda mutua en un margen amplio del tráfico. Se han conservado iguales los tráficos originado y terminado

Tabla 1 - Resultados de simulación para un ESL con  $K = 4 \div 6$  secciones primarias con  $Z = 2$  selectores de ayuda mutua por sección primaria,  $10K$  buscadores de llamada y  $10K$  selectores penúltimos,  $M = 14$  secciones secundarias, cada una con 74 salidas y  $T = 8 \div 12$  selectores,  $n.M = 1036$  abonados por elemento  $A_0 = A_T = 0,5 A$ .

Número de secciones primarias Número de selectores secundarios	$K = 4$ $T = 8$			$K = 5$ $T = 10$			$K = 6$ $T = 12$		
	<b>Datos</b>								
Tráfico total para 1036 abonados en erlangs	33,0	39,0	44,0	48,0	56,0	63,0	66,0	75,0	86,0
<b>Resultados de simulación</b>									
Número de llamadas simuladas	360 000	240 000	180 000	360 000	240 000	180 000	360 000	240 000	180 000
Pérdida en preselección $\bar{P}_p$	0,00169	0,00479	0,00832	0,00136	0,00420	0,00866	0,00137	0,00398	0,01133
$\pm$ intervalo de confianza $I_p$	$\pm 0,00019$	$\pm 0,00050$	$\pm 0,00059$	$\pm 0,00023$	$\pm 0,00046$	$\pm 0,00081$	$\pm 0,00018$	$\pm 0,00052$	$\pm 0,00097$
Pérdida en selección $\bar{P}_s$	0,00176	0,00492	0,00860	0,00140	0,00382	0,00817	0,00148	0,00425	0,01174
$\pm$ intervalo de confianza $I_s$	$\pm 0,00026$	$\pm 0,00047$	$\pm 0,00080$	$\pm 0,00023$	$\pm 0,00037$	$\pm 0,00071$	$\pm 0,00025$	$\pm 0,00043$	$\pm 0,00109$
Proporción de ayuda mutua = $\bar{A}_{ET}/0,5 A$	0,019	0,035	0,048	0,032	0,053	0,074	0,049	0,075	0,011
Tráfico de ayuda mutua en erlangs $\bar{A}_E$	0,31	0,68	1,05	0,77	1,49	2,35	1,62	2,83	4,66
Tráfico de ayuda mutua debido a llamadas originadas $\bar{A}_{EO}$	0,00	0,00	0,00	0,00	0,01	0,02	0,00	0,01	0,09
Idem llamadas terminadas $\bar{A}_{ET}$	0,31	0,68	1,05	0,77	1,48	2,33	1,62	2,82	4,57
<b>Cálculos</b>									
Pérdida en preselección $P_p$	0,00174	0,00448	0,00849	0,00143	0,00405	0,00883	0,00149	0,00406	0,01258
Pérdida en selección $P_s$	0,00174	0,00452	0,00867	0,00144	0,00410	0,00878	0,00152	0,00414	0,01178
$F_T^{n-1}(\alpha)$	0,00174	0,00450	0,00866	0,00143	0,00400	0,00827	0,00148	0,00389	0,00998
Proporción de ayuda mutua $\pi$	0,023	0,039	0,049	0,037	0,057	0,078	0,054	0,076	0,105
Tráfico de ayuda mutua en erlangs $\bar{A}_E$	0,38	0,75	1,07	0,89	1,60	2,44	1,79	2,85	4,53

Tabla 2 – Resultados de simulación para un ESL con  $K = 7$  secciones primarias,  $RC = 70$  buscadores de llamada,  $KS = 70$  selectores penúltimos,  $Z = 2$  selectores de ayuda mutua por sección primaria,  $M = 14$  selectores secundarios,  $n = 74$  salidas por sección secundaria,  $T = 14$  selectores por sección secundaria,  $n.M = 1036$  abonados por elemento  $A_0 = A_T = 0,5 A$ .

Datos	84,0	92,0	98,0	102,6	106,8	110,4	114,6	117,6
Tráfico total para 1036 abonados en erlangs	84,0	92,0	98,0	102,6	106,8	110,4	114,6	117,6
<b>Resultados de simulación</b>								
Número de llamadas simuladas	360 000	120 000	120 000	100 000	80 000	60 000	40 000	20 000
Pérdida en preselección $\bar{P}_p$	0,00145	0,00309	0,00653	0,00863	0,01374	0,01734	0,02612	0,03546
$\pm$ intervalo de confianza $I_p$	$\pm 0,00026$	$\pm 0,00059$	$\pm 0,00080$	$\pm 0,00173$	$\pm 0,00214$	$\pm 0,00326$	$\pm 0,00559$	$\pm 0,00289$
Pérdida en selección $\bar{P}_s$	0,00167	0,00374	0,00680	0,01005	0,01225	0,01925	0,02632	0,03372
$\pm$ intervalo de confianza $I_s$	$\pm 0,00028$	$\pm 0,00048$	$\pm 0,00116$	$\pm 0,00159$	$\pm 0,00226$	$\pm 0,00163$	$\pm 0,00509$	$\pm 0,00342$
Proporción de ayuda mutua = $\bar{A}_{ET}/0,5 A$	0,061	0,084	0,101	0,115	0,119	0,135	0,143	0,148
Tráfico de ayuda mutua en erlangs $\bar{A}_E$	2,57	3,89	4,98	6,00	6,55	7,71	8,65	9,35
Tráfico de ayuda mutua debido a llamadas originadas $\bar{A}_{EO}$	0,00	0,01	0,05	0,12	0,20	0,27	0,45	0,64
Idem llamadas terminadas $\bar{A}_{ET}$	2,57	3,88	4,93	5,88	6,35	7,44	8,20	8,71
<b>Cálculos</b>								
Pérdida en preselección $P_p$	0,00135	0,00312	0,00573	0,00912	0,01384	0,01952	0,02848	0,03657
Pérdida en selección $P_s$	0,00141	0,00322	0,00569	0,00864	0,01253	0,01710	0,02426	0,03078
$F_T^{n-1}(a)$	0,00134	0,00290	0,00483	0,00686	0,00923	0,01168	0,01508	0,01788
Proporción de ayuda mutua $\pi$	0,069	0,086	0,100	0,111	0,121	0,130	0,140	0,148
Tráfico de ayuda mutua en erlangs $\bar{A}_E$	2,88	3,96	4,90	5,69	6,42	7,17	8,03	8,68

con objeto de eliminar la influencia de parámetros adicionales. Las tablas 1 y 3 dan resultados de simulación para varias configuraciones geométricas, incluyendo un experimento con un número diferente de salidas de las secciones primarias hacia las secciones secundarias y los selectores de ayuda mutua.

Pueden observarse las siguientes tendencias en la tabla 2. La probabilidad de pérdida medida en preselección es muy aproximada a la obtenida por la fórmula  $P_p = F_T^{n-1}(a) + E_{KC}(A_0)$ , pero en algunos casos el valor medido  $\bar{P}_p$  es superior al calculado, lo cual puede ser debido a la dependencia entre las etapas.

La probabilidad de pérdida en selección de línea deducida de la simulación es bastante próxima a la calculada mediante las fórmulas (2) á (14) en un ordenador. Vemos también que el valor de  $P_s$  es sólo ligeramente superior a  $F_T^{n-1}(a)$ , es decir, el bloqueo interno es bajo, debido a que el ESL Pentaconta presenta varias alternativas cuando las mallas directas no están libres. Se incluyen en estas alternativas las mallas comunes, la red de ayuda mutua y la reelección. Debe observarse que la congestión en los selectores penúltimos no ha sido tomada en cuenta al calcular  $P_s$  debido a que corresponde al bloqueo en las salidas del elemento de selección de grupo.

Observamos también que el tráfico de ayuda mutua es siempre bajo y que constituye sólo un pequeño porcentaje del tráfico total. Esto es una consecuencia de la existencia de mallas comunes que permite elegir una sección secundaria dada desde dos secciones primarias diferentes y proporciona una eficiencia especial en la

ayuda mutua. Los valores calculados del tráfico de ayuda mutua  $\bar{A}_E$  son bastante próximos a los deducidos por simulación en unos márgenes amplios del tráfico. Lo mismo puede decirse de los valores de la proporción de ayuda mutua obtenidos por simulación y los calculados. Para cargas elevadas el tráfico de ayuda mutua medido es algo superior al calculado. En la práctica, el tráfico de ayuda mutua en los ESL será inferior al observado en simulación debido al hecho de que usualmente existen bastantes grupos de centralitas que utilizan menos la red de ayuda mutua.

En las tablas 1 y 3 vemos que, variando el número de secciones primarias y de selectores secundarios, las tendencias anteriores se confirman. En las simulaciones señaladas con\* (tabla 3) observamos que el aumento del número de salidas hacia selectores de ayuda mutua por sección primaria de 10 á 12 no reduce el bloqueo  $P_s$ . Esto sugiere que la configuración utilizada de 10 salidas hacia selectores de ayuda mutua por sección primaria y simetría completa de las mallas, es mejor que una configuración que proporcione mejor accesibilidad a los selectores de ayuda mutua, a cambio de una distribución menos regular de las mallas directas.

En los casos de sobrecarga los valores del bloqueo aumentan lentamente como era de esperar, y no se observa ningún fenómeno de avalancha. El tráfico de ayuda mutua aumenta casi linealmente con el tráfico total como puede observarse en la figura 4.

En la figura 5 se muestra un diagrama de dimensionado de los elementos de selección de línea deducidos de los resultados de la simulación.

**Tabla 3 - Resultados de simulación para un ESL con  $K = 8 \div 11$  secciones primarias,  $Z = 3$  selectores de ayuda mutua,  $M = 14$  secciones secundarias, cada una con 74 salidas y  $T = 16 \div 22$  selectores,  $nN = 1036$  abonados por elemento. El asterisco\* indica los casos en que  $D = 40$  y  $E = 12$ . En todos los demás casos el número de niveles conectados a selectores secundarios  $D = 42$  y a selectores de ayuda mutua  $E = 10$ .**

Número de secciones primarias Número de selectores secundarios	$K = 8$ $T = 16$		$K = 9$ $T = 18$		$K = 10$ $T = 20$			$K = 11$ $T = 22$		
Número de buscadores de llamada Número de selectores penúltimos	$KC = 80$ $KS = 72$	$KC = 72$ $KS = 80$	$KC = 90$ $KS = 81$	$KC = 81$ $KS = 90$	$KC = 90$ $KS = 100$	$KC = 100$ $KS = 90$	$KC = 100$ $KS = 90^*$	$KC = 99$ $KS = 110$	$KC = 110$ $KS = 99$	$KC = 110$ $KS = 99^*$
<b>Datos</b>										
Tráfico total para 1036 abonados en erlangs	113,7	129,7	131,0	134,1	150,1	168,7	150,2	166,6	173,3	162,1
Tráfico originado en erlangs $A_o$	57,1	64,6	68,5	67,1	69,9	86,7	75,1	76,9	87,2	81,1
Tráfico terminado en erlangs $A_T$	56,6	65,1	62,5	67,0	80,2	82,0	75,1	89,7	86,1	81,4
<b>Resultados de simulación</b>										
Número de llamadas simuladas	280 000	200 000	340 000	320 000	340 000	300 000	320 000	320 000	320 000	320 000
Pérdida en preselección $\bar{P}_p$	0,00354	0,04164	0,00371	0,01272	0,00403	0,01873	0,00243	0,00306	0,00333	0,00106
$\pm$ intervalo de confianza $I_p$	$\pm 0,00060$	$\pm 0,00320$	$\pm 0,00551$	$\pm 0,00153$	$\pm 0,00079$	$\pm 0,00193$	$\pm 0,00042$	$\pm 0,00070$	$\pm 0,00066$	$\pm 0,00027$
Pérdida en selección $\bar{P}_s$	0,00348	0,01081	0,00266	0,00316	0,00225	0,00985	0,00295	0,00148	0,00264	0,00141
$\pm$ intervalo de confianza $I_s$	$\pm 0,00031$	$\pm 0,00012$	$\pm 0,00033$	$\pm 0,00033$	$\pm 0,00028$	$\pm 0,00078$	$\pm 0,00039$	$\pm 0,00028$	$\pm 0,00044$	$\pm 0,00024$
Proporción de ayuda mutua $\bar{A}_{ET}/A_T$	0,103	0,156	0,111	0,134	0,128	0,177	0,155	0,131	0,140	0,144
Tráfico de ayuda mutua en erlangs $\bar{A}_E$	5,85	11,13	6,97	9,00	10,24	14,59	11,69	11,84	12,15	11,73
Tráfico de ayuda mutua debido a llamadas originadas $\bar{A}_{EO}$	0,04	0,98	0,02	0,03	0,01	0,07	0,07	0,10	0,13	0,00
Idem llamadas terminadas $\bar{A}_{ET}$	5,81	10,15	6,95	8,97	10,23	14,52	11,62	11,74	12,02	11,73
<b>Cálculos</b>										
Pérdida en preselección $P_p$	0,00385	0,04664	0,00418	0,01479	0,00478	0,02222		0,00123	0,02248	
Pérdida en selección $P_s$	0,00327	0,01069	0,00240	0,00309	0,00209	0,00765		0,00144	0,00232	
$F_T^{n-1}(a)$	0,00309	0,00937	0,00221	0,00279	0,00178	0,00596		0,00116	0,00186	
Proporción de ayuda mutua $\pi$	0,103	0,137	0,109	0,115	0,117	0,149		0,119	0,129	
Tráfico de ayuda mutua en erlangs $\bar{A}_E$	5,85	8,94	6,82	7,70	9,36	12,20		10,68	11,15	

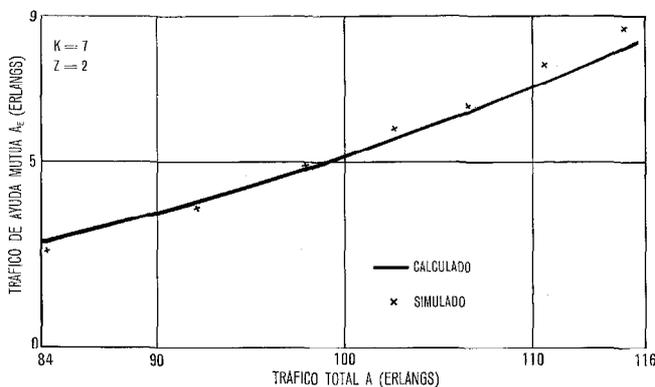


Fig. 4 Comparación de los tráficos de ayuda mutua obtenidos mediante cálculos y simulación.

**4.2 Simulación del circuito de control**

El circuito de control del ESL fué estudiado por separado. Fueron simuladas varias configuraciones y los resultados, presentados en forma gráfica en las figuras 6 á 9 y en forma tabulada en la tabla 4, corresponden a simulaciones hechas sobre un modelo de circuitos de control utilizados en un ESL, equipado para el margen superior

de valores de tráfico. Este modelo con 11 secciones primarias, 2 marcadores, 2 conjuntos de relés de marcaje y sus colas respectivas está representado en la figura 10.

El modelo desprecia la influencia de algunos circuitos, que se consideran sin importancia en el proceso de espera en el ESL, como la espera para tomar haz conector, puesto que el tiempo medio de espera para estos circuitos es bajo comparado con el tiempo de ocupación de los circuitos que se manejan. Por ejemplo el tiempo medio de espera por haz conector es del orden de 10 mseg. frente a los tiempos de ocupación de 100 y 400 mseg. del haz conector y marcador respectivamente. Las llamadas de preselección están originadas por 1036 abonados, lo que permite suponer que se ofrece tráfico de Poisson a todas las secciones primarias desde una cola común con servicio aleatorio. Las llamadas de selección están hechas por un grupo numeroso de registradores y por tanto el tráfico de selección se ha supuesto también de Poisson y ofrecido a cada sección desde una cola individual con servicio aleatorio. Cada llamada tiene que tomar uno de los dos conjuntos posibles de relés de marcaje, a través de las secciones primarias y los marcadores. El origen de cada llamada determina el conjunto de relés de marcaje que se va a utilizar; desde el

Tabla 4 - Circuitos de control: resultados de simulación.

Tráfico (número de llamadas/hora)	Selección $S_1 = 80 \text{ ms}, S_2 = 110 \text{ ms}, S_3 = 300 \text{ ms}$					Preselección $S_1 = 305 \text{ ms}, S_2 = 600 \text{ ms}, S_3 = 300 \text{ ms}$				
	5000	6000	7000	8000	10 000	5000	6000	7000	8000	10 000
Tiempo medio de espera (milisegundos)	69,8	89	114	141	225	142,8	191,6	250	323,8	578,3
Histograma: probabilidad de que el tiempo medio de espera sea igual o menor que:										
0	70,7	64,4	58	51,8	38,3	65	57,5	50,8	44	29,5
300	92,8	90,6	87,7	84,5	74,7	82,6	77,3	72,5	67,1	52,6
600	98,3	97,4	96,2	94,6	89,5	92,6	89,7	86,1	82	69,9
900	99,7	99,4	98,9	98,3	95,4	97,1	95,3	92,9	90	80,2
1200	99,9	99,9	99,6	99,3	97,8	98,4	97,3	95,6	93,6	86
1500	100	100	99,8	99,7	98,8	99,3	98,6	97,4	96	89,8
1800			99,9	99,9	99,3	99,5	99,2	98,3	97,3	92,3
2100			100	100	99,6	99,8	99,5	99	98,1	94,1
2400					99,8	99,8	99,7	99,3	98,6	95,4
2700					99,8	99,9	99,8	99,5	99	96,4
3000					99,8	100	99,9	99,7	99,3	97,1

punto de vista de los circuitos de control la elección puede ser considerada como aleatoria (figura 10).

Una llamada toma primero una sección primaria durante un tiempo constante  $S_1$ , entonces busca un marcador al que mantiene ocupado durante un tiempo constante  $S_2$  y finalmente busca el relé de marcaje al que mantiene ocupado durante un tiempo  $S_3$ . Al final de este tiempo  $S_3$ , la llamada libera casi simultáneamente las tres unidades: sección primaria, marcador y relé de marcaje.

El modelo opera en forma ligeramente diferente de acuerdo con la naturaleza de las llamadas, llamadas de selección y de preselección. Estas diferencias afectan: — a los valores de los tiempos de ocupación  $S_1, S_2$  y  $S_3$ , — a las prioridades entre las secciones primarias, dando prioridad a las llamadas de selección, — a los modos de captura de las secciones primarias.

Una llamada de selección espera ante una sección primaria predeterminada. Una llamada en preselección puede tomar cualquier sección primaria, sin embargo solamente dos llamadas de preselección pueden ocupar simultáneamente las secciones primarias: una llamada solicitando un conjunto de relés de marcaje y la otra llamada solicitando el otro conjunto.

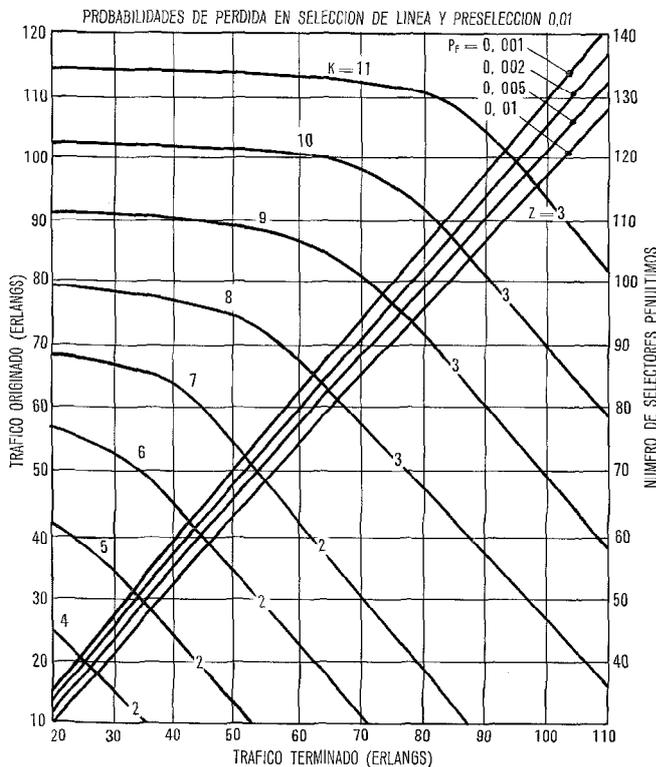


Fig. 5 Diagrama de dimensionado de los elementos de selección de línea.  
K = número de secciones primarias,  
Z = número de selectores de ayuda mutua por sección primaria,  
 $P_f$  = probabilidad de pérdida de Erlang en los selectores penúltimos.

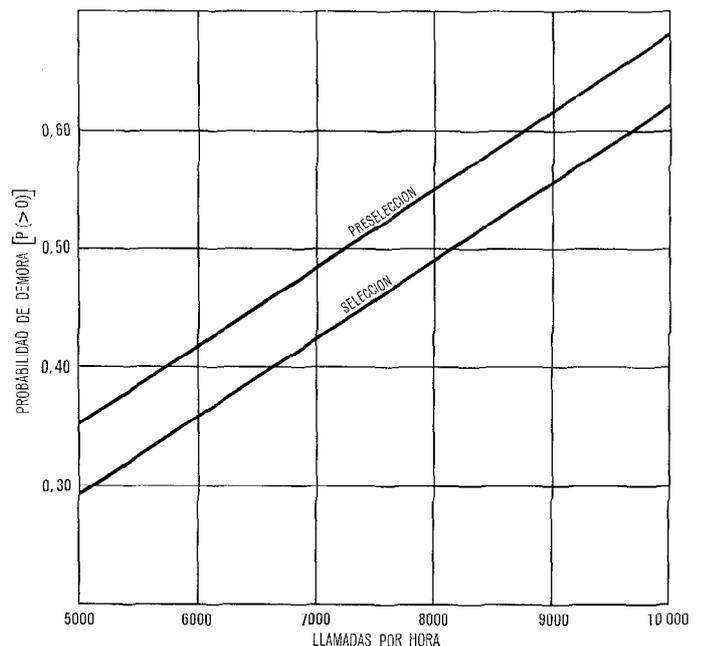


Fig. 6 Probabilidad de demora.

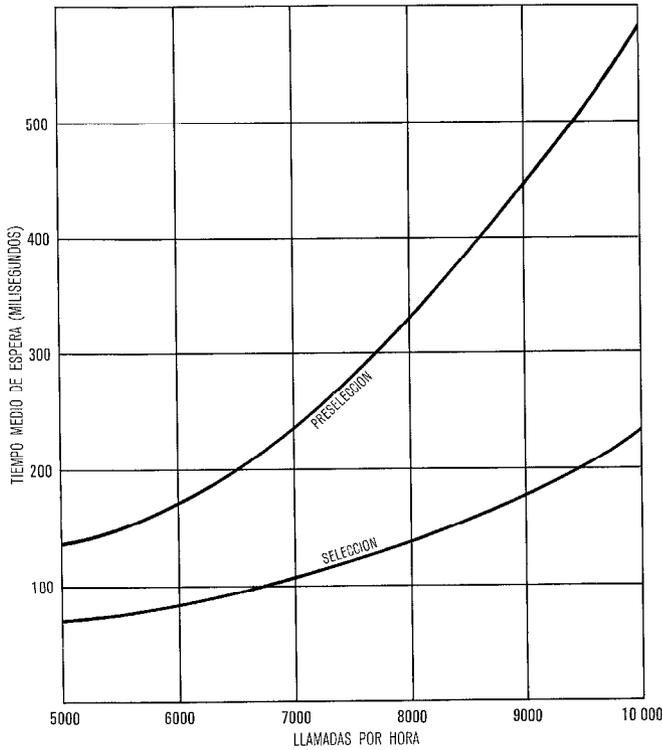


Fig. 7 Tiempo medio de espera.

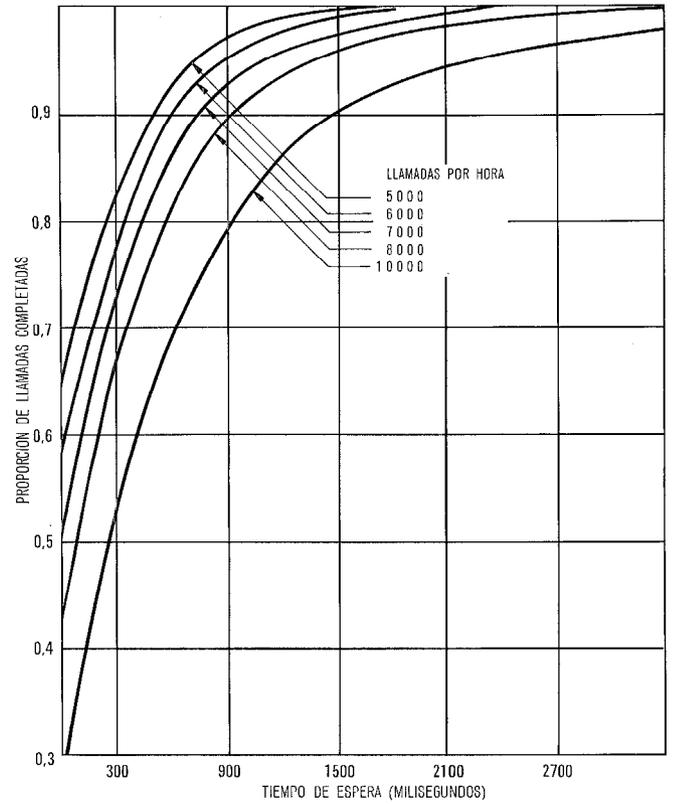


Fig. 9 Histograma del tiempo de espera en preselección.

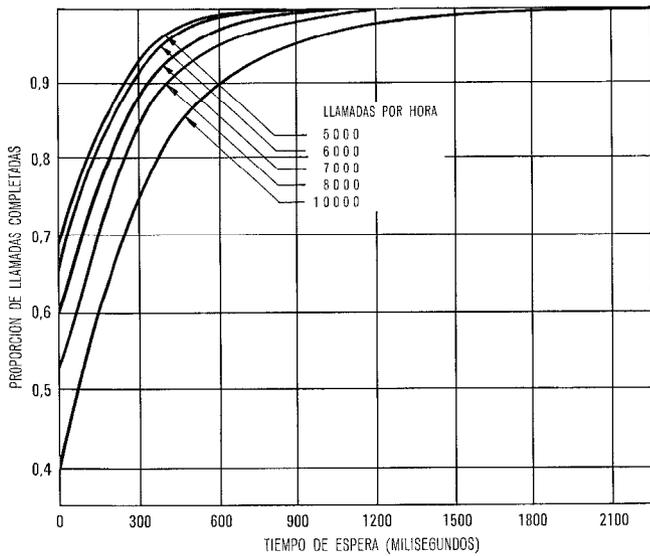


Fig. 8 Histograma del tiempo de espera en selección.

El programa fué escrito en un lenguaje apropiado a problemas de simulación, llamado GPSS (General Purpose Simulation System), y las simulaciones se efectuaron en un ordenador IBM 7094. El lenguaje está bien adaptado a problemas de espera; los modelos en tiempo real se describen muy fácilmente y también pueden incluirse sin dificultad las reglas exactas de elección y de prioridades en las colas.

Se han simulado varios valores de tráfico (número de llamadas por hora). En cada simulación se efectuaron 100.000 llamadas precedidas por un período transitorio de 5.000. Los recuentos se realizaron por separado para las llamadas de selección y preselección que obedecen a

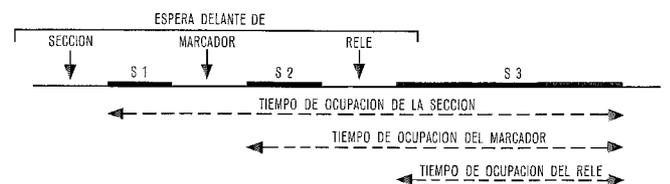
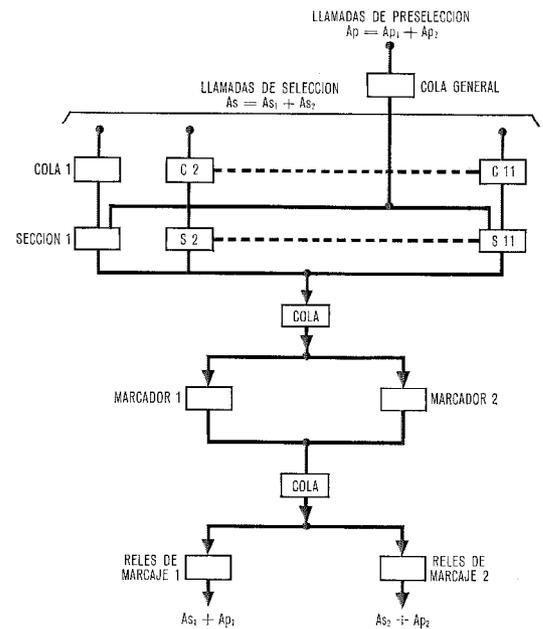


Fig. 10 Modelo del circuito de control.

disciplinas diferentes en la formación de la cola. Para cada categoría de llamadas la simulación proporciona histogramas y promedios de tiempos totales de espera.

Los resultados se imprimieron cada 10.000 llamadas de forma que los intervalos de confianza pudieron ser estimados utilizando el criterio de Student; su orden de magnitud es del 1 al 2 % del tiempo de espera. Para los histogramas, en los casos en que solamente un número reducido de llamadas esperan más de un tiempo dado, la precisión es naturalmente menor.

Las especificaciones adoptadas fueron las siguientes:

- preselección: la probabilidad total de que el tiempo de espera para recibir tono de invitación a marcar sea superior a 3 segundos es menor o igual que  $1,5 \cdot 10^{-2}$ ;
- selección: la probabilidad de que el tiempo de espera sea superior a 2 segundos es menor o igual que  $10^{-3}$ .

El último criterio ha sido elegido, teniendo en cuenta la temporización del registrador, con el doble objetivo de buen comportamiento respecto al tráfico y utilización de los circuitos de control a su máximo rendimiento.

Los resultados de simulación muestran que los objetivos anteriores han sido satisfechos para los márgenes usuales de tráfico de 5.000 á 7.000 llamadas/hora. Para valores superiores del número de llamadas por hora, puede verse que la calidad no decrece con demasiada rapidez y puede aún ser atendida cierta sobrecarga con una calidad de servicio aceptable.

Aunque aún no se ha llevado a cabo ningún estudio teórico, pueden hacerse algunos comentarios para comprender mejor el modo de operación y facilitar las interpolaciones o extrapolaciones de los resultados. Consideremos separadamente las llamadas de selección y de preselección.

#### 4.2.1 Llamadas de selección

La presencia de las llamadas secciones primarias afecta poco a los valores de la probabilidad de demora del tiempo medio de espera.

Se ha comprobado mediante las simulaciones que los resultados no varían demasiado con el número de secciones primarias. Puede verse realmente que se requieren condiciones muy especiales para que las secciones primarias modifiquen la evolución del sistema. Estas condiciones son: que una llamada de selección sea inmediatamente precedida por otra que utilice la misma sección o bien que entre las dos que utilicen la misma sección haya un número reducido de llamadas intermedias. Aun en estos casos, el efecto puede ser muy pequeño: una tercera llamada, que llegue a continuación a una sección primaria diferente, puede tomar el marcador y el relé de marcaje adelantándose con relación a las llamadas precedentes. Como regla general, la existencia de las secciones primarias no aumenta la demora total de una llamada en el sistema; si una llamada espera durante un período de tiempo ante la sección primaria, tiene que esperar un tiempo menor frente a las otras etapas.

Como una primera aproximación, no se consideran las secciones primarias sino únicamente los marcadores y los relés de marcaje. Entonces, puede hacerse la siguiente estimación de la probabilidad de demora en el modelo simplificado:

$$P'_s = \frac{S_2 + 2 S_3}{3 v} \quad (18)$$

donde  $v$  es el tiempo medio transcurrido entre la llegada de dos llamadas consecutivas.

Teniendo en cuenta el tráfico total, esta fórmula da valores que están de acuerdo con los resultados obtenidos en simulación.

Puede observarse también que la fórmula que da el tiempo medio de espera con un único órgano de servicio, está de acuerdo con los resultados:

$$t_w = \left( \frac{S_2}{2} \right) \frac{P'_s}{1 - P'_s} \quad (19)$$

Por el momento esta fórmula es empírica y debe utilizarse con precaución.

#### 4.2.2 Llamadas de preselección

Mientras la existencia de secciones primarias tiene escasa influencia en el tratamiento de las llamadas de selección, no ocurre lo mismo con las de preselección, si bien, el número exacto de tales secciones tiene poca influencia, debido a que solamente pueden ser atendidas simultáneamente por las secciones primarias dos llamadas de preselección.

Como primera aproximación se supone que no existen llamadas de selección. El modelo puede ser asimilado a dos cadenas independientes constituídas por una sección primaria, un marcador y un conjunto de relés de marcaje. Pueden utilizarse las conocidas fórmulas de espera para un único órgano de servicio con tiempo de ocupación constante  $S_1 + S_2 + S_3$ , cursando la cuarta parte del tráfico.

La probabilidad de demora es entonces:

$$P'_p = \frac{S_1 + S_2 + S_3}{4 v} \quad (20)$$

y el tiempo medio de espera es:

$$t_{wp} = \left( \frac{S_1 + S_2 + S_3}{2} \right) \left( \frac{P'_p}{1 - P'_p} \right) \quad (21)$$

Estas fórmulas darán solamente límites inferiores en el caso del modelo simulado, si bien los resultados de simulación muestran que dichas fórmulas dan bastante buena aproximación para la probabilidad de demora.

### 5. Conclusiones

Las simulaciones de la red de conversación y de los circuitos de control del ESL Pentaconta, han permitido, una comprobación experimental del método utilizado en el dimensionado.

Los cálculos del bloqueo en la red de conversación han demostrado ser bastante precisos en los márgenes normales de bloqueo. Los diferentes errores que pueden resultar de las aproximaciones y la hipótesis de independencia entre etapas no perjudican apreciablemente a la precisión de los cálculos que son fiables y suficientes para los propósitos de ingeniería.

En cuanto al circuito de control, las simulaciones han confirmado que pueden ser utilizadas en el diseño de un sistema complejo de espera, como el descrito anteriormente, mediante cálculos aproximados de los tiempos medios de espera y la probabilidad de demora, pero que

no es posible calcular la distribución de los tiempos de espera y que es preferible por tanto simular tales sistemas.

## 6. Agradecimiento

Los autores expresan su gratitud a Mr. Canceill por sus interesantes sugerencias y a los ingenieros de las divisiones de tráfico y CADEM de los Laboratorios ITT de España por su colaboración, especialmente al Sr. Guerrero que preparó el programa de simulación de tráfico de la red de conversación.

### Referencias

- [1] B. Canceill, D. Gutierrez: "Redes de ayuda mutua combinadas con sistemas de mallas", Comunicaciones Eléctricas, Vol. 42, N° 3, 1967.
- [2] P. Le Gall: "Les calculs d'organes dans les centraux téléphoniques automatiques modernes", Edition Revue l'Optique, Paris, 1959.
- [3] C. Y. Lee: "Analysis of Switching Networks", B.S.T.J., Vol. 34, N° 6, 1956.

---

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

En 1955 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 teoría de tráfico, planificación de redes telefónicas y aplicación de los métodos de simulación.

**Mieczyslaw Gruszecki** nació en Cracovia, Polonia el 30 de Junio de 1931. Obtuvo los títulos de BSc y MSc en ingeniería eléctrica en la Universidad Técnica AGH de Cracovia.

Desde 1956 trabajó en el Instituto de Petróleo y desde 1959 á 1962 en la Universidad Técnica de Cracovia como colaborador de investigación especializado en medidas mecánicas por métodos eléctricos.

En 1964 ingresó en la Bell Telephone Manufacturing Company, donde se dedica actualmente a los estudios de ingeniería de tráfico en el sistema Pentaconta.

**José Ramón de los Mozos** nació en Salamanca, el 5 de Enero de 1941. En 1965 recibió el título de ingeniero de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, Madrid.

En 1966 ingresó en los ITT Laboratorios de España, donde ha participado principalmente en estudios de ingeniería de tráfico en el sistema Pentaconta. Es también profesor encargado de curso en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, Madrid.

# Sistema de conmutación de datos GH-210

D. M. CRIPS

V. VASSILAS

Standard Telephones and Cables Limited, Londres

## 1. Introducción

Para que un sistema de comunicación de datos sea eficaz, es necesario un método de corrección de errores de transmisión. El grado de control del error dependerá del sistema de transmisión y del tipo de datos que han de transmitirse. Este aspecto del sistema tomará la mayor importancia y así fué una de las primeras consideraciones en el desarrollo del sistema de comunicación de datos de velocidad media GH-210.

## 2. Filosofía

En 1959, se inició un programa para encontrar la naturaleza de los errores en circuitos telefónicos, conmutados y alquilados, cuando se operaba a velocidades hasta 1200 bits por segundo.

En las pruebas, resaltó el hecho significativo de que la distribución de los errores era más importante que la cantidad de los mismos. Los errores aleatorios, aún en cantidades elevadas, exigían una técnica relativamente sencilla para dar una protección adecuada. Sin embargo, puesto que se descubrió que aparecían en ráfagas, se hizo necesario investigar una protección más sofisticada contra este tipo particular de presentación de errores. La teoría de la información condujo a la conclusión de que el método más apropiado para aplicar el control de errores a masas de datos es la transferencia a base de bloques.

Para cualquier método dado de control de errores, hay que buscar un compromiso entre: por un lado un grado muy elevado de protección de errores con una gran cantidad de información redundante, y por otro lado, menor grado de protección pero gran eficacia de transmisión de datos. Se hizo necesario por consiguiente, formular un método que utilizara los principios de transmisión del bloque, combinados con un sistema adecuado de control de errores.

Fué rechazada la posibilidad de usar códigos de corrección en sentido directo en circuitos telefónicos, debido a la gran redundancia necesaria además de la tendencia a saturarse las memorias en el caso de que por considerables ruidos en línea tuviera que hacerse un gran almacenamiento. Por consiguiente, se desarrolló la idea, que está ahora ampliamente aceptada, de corrección de errores por retransmisión del bloque.

El código de protección utilizado, el método de identificación de bloques, la longitud del bloque y el sistema de petición de retransmisión han sido las consideraciones importantes, para determinar los parámetros del sistema.

### 2.1 Código de protección

Los primeros resultados mostraron, que la utilización de un bit de paridad por carácter, detectaría solamente el 80 por ciento de los errores debidos a la línea y esto era una protección insuficiente. La adición de un carácter de paridad al fin de cada bloque proporcionaba alguna

mejora. Aunque este método de detección de errores, mejoraba más con el aumento de la longitud del bloque, no proporcionaba todavía una solución óptima en función de la eficacia de transferencia de la información.

Se consideraba ahora un código iterativo, de mayor eficacia, encontrado en los códigos cíclicos. Basado en la teoría de los polinomios podía construirse para dar una protección cercana al 100 por cien, con el mínimo de información redundante. Este tipo de codificación, puede también desarrollarse para hacer frente a los diferentes tipos de presentación de los ruidos y puede optimizarse para el tipo de sistema de transmisión utilizado. Si es necesario, puede aumentarse la cantidad de protección con un pequeño incremento de la redundancia. Se encontró que un polinomio de 12 bits daba la protección necesaria en un margen de dimensiones de bloque hasta con un máximo de 1000 bits aproximadamente.

### 2.2 Método de identificación del bloque

Se consideró posteriormente, el problema de la pérdida de datos debido a interferencias en la línea en el paso de la transmisión directa e inversa y se encontró que para evitar esta pérdida era necesario emplear numeración de los bloques. De este examen se dedujo que en un sistema cíclico de numeración de bloques, debería haber por lo menos un número de bloque más, que la cantidad de bloques en un ciclo de repetición.

Puesto que se adoptó un ciclo de repetición de tres bloques, la numeración de secuencias debe ser hasta cuatro. Para obtener la máxima seguridad de estos bits de identificación (servicio), éstos se incluían en el código total de protección, y dando una máxima distancia Hamming empleando una codificación de 2 entre 4. Además de los cuatro números de secuencia utilizados para identificación del bloque de información, se utiliza un número extra de secuencia para identificar los bloques de sincronización.

### 2.3 Longitud del bloque

La decisión acerca de la longitud más conveniente de bloques, estuvo influenciada por la seguridad del código protector, eficacia de transferencia de información, y por la máxima demora en el bucle sobre el medio de transmisión. De acuerdo con lo que se ha mencionado, un código de protección de 12 bits cubrirá bloques de hasta 1000 bits sin que haya una perturbación importante en la protección. Sin embargo, hay un conflicto entre la necesidad de una eficacia elevada en la transferencia de la información y la transmisión de grupos pequeños de datos. Además el comportamiento del sistema en presencia de ruidos, no debe ser causa de una reducción importante de su eficacia.

Esta pérdida de eficacia podía ocurrir si hubiera ráfagas de errores con una duración semejante al de la

longitud del bloque. Una contestación de compromiso en la mayoría de los casos, se encontró con bloques de información de 240 bits que con los cuatro bits de servicio y 12 bits de protección formaban una longitud de bloque de 256 bits, que era conveniente.

Cuando se opera a 1200 bits por segundo, el bloque de 256 bits da una demora permisible en el bucle de 213 milisegundos. Esto es adecuado para todos los circuitos nacionales y la mayor parte de los internacionales, incluyendo los circuitos en cables transatlánticos. En el caso de que se empleen circuitos de satélites síncronos con simple o doble salto, se ha reconocido la necesidad de aumentar la longitud del bloque a 976 bits.

2.4 Métodos de pedir la retransmisión

Todas las técnicas de confianza de corrección de errores necesitan una facilidad de retransmisión. Desde hace mucho tiempo se ha considerado, que la técnica de usar el canal en dirección inversa a 75 baudios, era el método más conveniente de conseguir un grado elevado en el tiempo de transferencia de la información. Son necesarias tres condiciones efectivas: *proceder*, *repetir* y *esperar*.

Es posible cumplir las tres condiciones con un procedimiento muy sencillo en un canal con dos posiciones y el sistema GH-210 se ha diseñado utilizando constantemente el código binario 0 como señal de *proceder*. La señal *repetir* está formada por un impulso de 60 milisegundos con la señal binaria constante 1, mientras que la condición *esperar* consiste en sucesivas señales *repetir*. Cualquier interrupción de la condición constante 0 se interpreta como una petición de detener la transmisión, recordando que el Comité Internacional Telefónico y Telegráfico, CCITT, reconoce la condición de reposo del modem con la constancia del 1. En la figura 1 se muestran los casos más frecuentes del control de error, como sigue:

— retransmisión normal

El segundo bloque A, se recibe con error. Entonces se envía una petición de retransmisión en el canal de 75 baudios que llega al transmisor mientras se está enviando el bloque B. Se altera deliberadamente el patrón de redundancia del bloque B, y éste, se ignora por el receptor. Se transmite entonces un bloque de sincronización seguido por el bloque que se espera, cuyo número secuencial es A;

— falsa petición

Algunos tipos de interferencia en línea, pueden producir una falsa petición de retransmisión, como ocurre durante el bloque C en la figura 1. Se altera deliberadamente de nuevo el patrón de redundancia y es rechazado por el receptor. El terminal transmisor completa su ciclo de retransmisión normal, de lo que resulta que el bloque B se recibe correctamente por segunda vez. Si el receptor está esperando el bloque con numeración de secuencia n, pero recibe correctamente un bloque cuya secuencia es n-1, ignora este grupo, sabiendo que ya lo ha recibido y enviado al equipo periférico.

— petición perdida

Esta condición que es extraordinariamente rara, se detecta como se muestra en la figura 1, porque el receptor detecta que un bloque ha sido correctamente recibido con el número de secuencia n + 1 ó n + 2 mientras que el bloque que se esperaba era el n.

3. Parámetros del sistema GH-210

Empleando el sistema anterior GH-305 [4], con los parámetros de diseño anteriormente definidos, se construyó e instaló un equipo. Las pruebas en línea sobre circuitos en bucle, con una atenuación en línea elevada, confirmaron la capacidad del sistema para obtener una calidad satisfactoria sobre circuitos que, en algunas circunstancias no eran aceptables para la palabra. Los resultados de estas pruebas en la red de teléfonos pública, mostraron una cantidad de errores sin detectar de, menos de un caracter en 50 millones.

Pruebas realizadas sobre circuitos de satélite han demostrado la posibilidad de emplear bloques de mayor longitud que prevean mayores demoras en el bucle.

Con el desarrollo de los microcircuitos de lógica y las reducciones de coste y de tamaño que pueden conseguirse por su utilización, se diseñó el sistema GH-210, de tal modo, que empleaba la filosofía expuesta y extendida para proporcionar mayor flexibilidad.

El sistema GH-210 ha incorporado en su diseño las siguientes características:

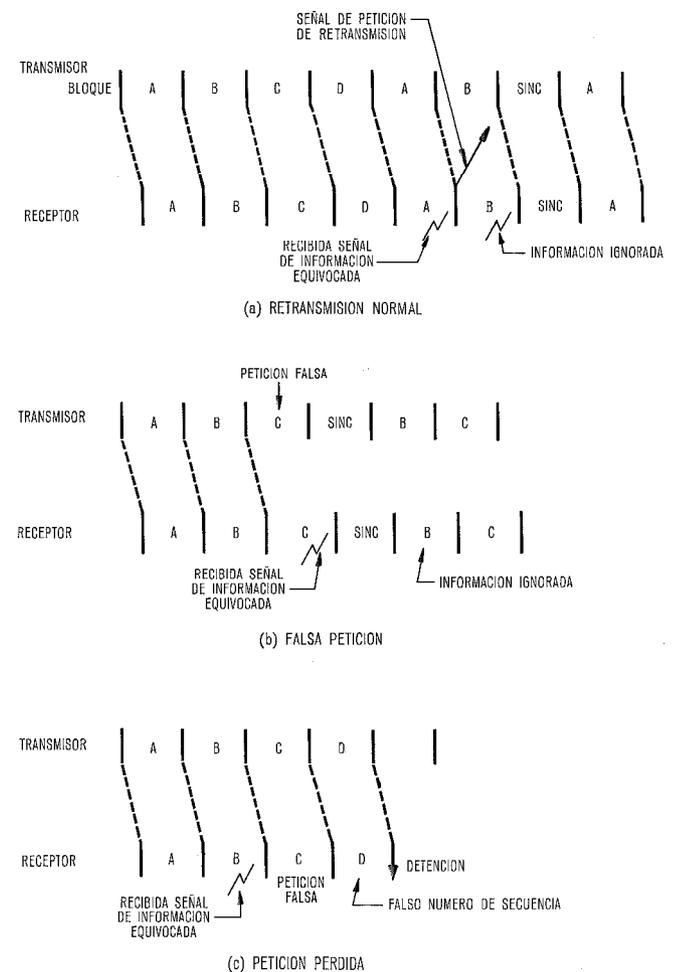


Fig. 1 Tres casos de control de error.

- compatibilidad con las instalaciones existentes GH-205,
- básicamente es, un terminal transmisor-receptor,
- utiliza circuitos integrados cuando es posible,
- dimensiones reducidas,
- facilidades ampliables tales como el trabajo en bucles con mayor demora, contestación automática y posibilidad de operar como modems síncronos y asíncronos con velocidades hasta 4800 bits por segundo.

La lógica del sistema GH-210 está dividida en tres secciones: *detección y corrección de errores*, *almacenamiento y periférica*. Para permitir mayor flexibilidad y facilidad para futuras adaptaciones, están dispuestos equipos intermedios eléctrica y mecánicamente entre estas secciones como puede verse en la figura 2.

En el modo de entrada, los caracteres pueden ser de 5, 6, 7 y 8 bits, que se alimentan en paralelo a un registrador compensador. Después, la información se transfiere en serie a través del compensador de almacenamiento intermedio con una velocidad hasta 38.000 bits por segundo.

En el modo de salida, se transfiere la información con la velocidad de 38.000 bits por segundo al compensador de servicio que da las salidas con caracteres de 5, 6, 7 ó 8 bits en paralelo al equipo periférico, pero únicamente cuando este equipo esté preparado para aceptar la información.

#### 4. Equipo GH-210

##### 4.1 Detección y corrección de errores

En la sección de detección y corrección de errores del sistema GH-210, hay dos caminos principales: *información y control*.

En el modo de transmisor, la información que hay que transmitir se recibe en el equipo intermedio con la sección de almacenado y desde aquí se alimenta el combinador de datos, control de transmisión y generador de redundancia que agrega bits de redundancia al final de cada bloque. Un generador de número secuencial genera el número de orden que precederá a los bloques y la duración de la secuencia se establece por tres unidades: el circuito de cronometrado del bloque, un oscilador y el generador sincronizador. Al mismo tiempo la información desde el control de transmisión se alimenta al circuito intermedio con el modem y su control intercalado opera de acuerdo con las señales de los controles manuales y alarmas.

En el modo de recepción, la información desde el modem pasa al control de recepción y desde aquí al circuito intermedio con el almacenaje, comprobador de redundancia y comprobador de número secuencial. Todos los datos se almacenan y su validez se señala a través del equipo intermedio a la sección de almacenaje.

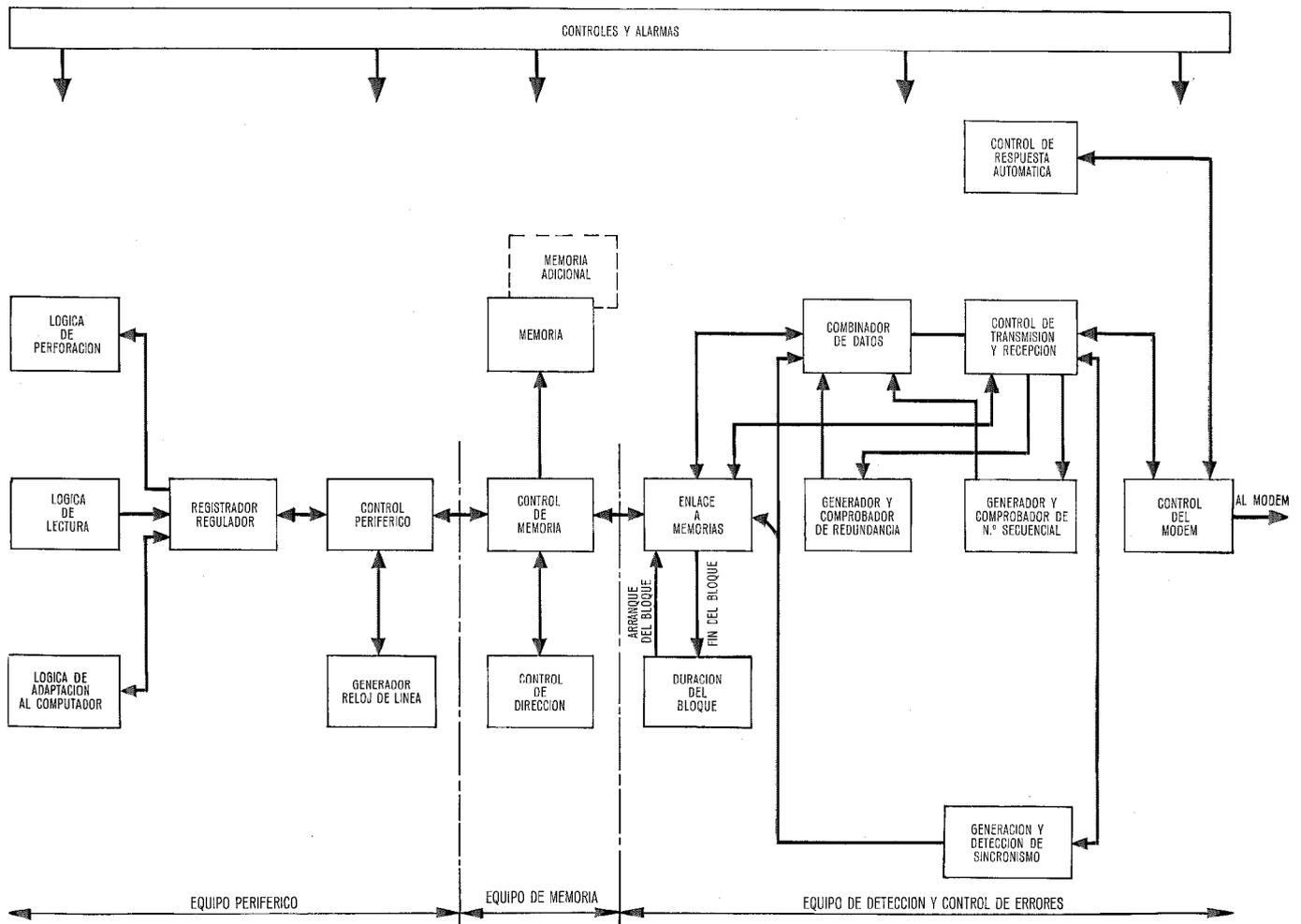


Fig. 2 Esquema simplificado del sistema GH-210.

#### 4.1.1 Contestación automática

Esta facilidad no es esencial, pero puede añadirse en la sección de detección y corrección de errores. La facilidad se proporciona por medio de dos circuitos impresos de lógica, pero pueden sustituirse por falsas tarjetas si no se necesita. La contestación automática opera cuando un terminal se conmuta a la posición *automática*. Contestará siempre en el modo de recepción y esperará una de las señales siguientes:

- *bloques de sincronización*, en cuyo caso el equipo perforador de cinta estará conmutado en circuito y se hará la recepción de datos como en el funcionamiento en manual,
- *instrucción de inversión*, en cuyo caso el terminal automático desconectará el modem de recepción, conectará el de transmisión y lo alimentará con un bloque de datos, enviando bloques de sincronización a la estación que llama.

Se deduce que en ambos casos el terminal que llama, conectará en primer lugar el modem de transmisión a la línea para transmitir, bien los bloques de sincronización (conmutador de selección de modo en transmisión) o las instrucciones de inversión (conmutador de selección de modo en recepción). En este último caso, la lógica de contestación automática detecta que la estación auto ha hecho la conmutación de sus modems y entonces desconecta el modem de transmisión y conecta el de recepción a la estación que llama. Estos "saludos" se efectúan automáticamente.

Una vez que ha discado la llamada, el operador necesita solamente operar primero el conmutador selector de modo y cambiar la llave de *hablar a datos*. No hay diferencia operacional entre llamar a una estación manual o a otra automática.

Al final de una transmisión, la estación automática pasará al modo de recepción durante 20 segundos. En esta situación puede recibir otro mensaje, o si el lector de cinta se ha recargado, transmitir otros mensajes. De este modo la estación distante GH-210 puede dejarse en el modo automático, cargada con los datos de entrada, sin que el operador de la misma necesite contestar por teléfono, en absoluto.

#### 4.2 Almacenamiento

Una sección de almacenamiento, consta de una matriz de núcleos de ferrita de  $16 \times 32$ , generadores de impulsos y conmutadores. Hay dos contadores de 240 bits, uno de los cuales controla la transferencia de datos de gran velocidad hacia y desde el registrador de compensación periférico, mientras que el otro controla la transferencia de datos hacia y desde la sección de detección y corrección de errores, a la velocidad media de transmisión de bits en la línea. El contador de línea tiene prioridad, siempre, para el acceso al almacenamiento.

Una unidad de almacenamiento permite la transmisión a 600 bits por segundo sobre circuitos con una demora en el bucle de 426 milisegundos. La ampliación posterior de hasta tres unidades de memoria permitirá, con la velocidad de 600 bits por segundo una demora en el bucle de 1628 milisegundos. Esta última figura es apro-

piada para trabajo sobre satélites síncronos con doble salto.

#### 4.3 Sección periférica

La sección periférica controla la entrada y salida de datos a y desde los equipos periféricos. Estos equipos pueden variar de acuerdo con las necesidades de los clientes. El equipo standard está preparado para aceptar combinaciones diferentes de perforadora y de lectura de cinta y se le puede agregar dispositivos que permitan la conexión de un impresor de 40 caracteres por segundo o uno de 300 líneas por minuto.

Esta última facilidad incluye control de formato horizontal, mediante el cual se permite que cualquier caracter en el repertorio del impreso (incluyendo el espacio) sea repetido hasta 196 veces por medio de un código de control de formato, que ahorra tiempo en línea especialmente en formatos de "impresión abierta".

### 5. Panel principal de control

#### 5.1 Conmutador selector de modo

El conmutador selector de modo permite seleccionar cuatro formas de operación. Son las siguientes:

- *auto* (contestación automática solamente): el conmutador debe ponerse en esta posición, si se quiere que el terminal conteste llamadas automáticamente. No hay ningún otro control activo cuando el terminal está en el modo auto. La velocidad de transmisión en esta forma se fija en 600 baudios pero si es necesario puede cambiarse a otros valores;
- *recepción*: tiene dos velocidades de operación, normal (600 baudios) y rápida (850 baudios). Cuando se trabaja con un terminal manual la velocidad de transmisión debe acordarse con el operador distante. Esta estará normalmente en *rápida* pero para líneas de condición precaria puede ser necesaria una inversión a *lenta*. Cuando se trabaja con un terminal automático, no atendido, el conmutador del terminal de contestación debe ponerse en *lenta*. Cuando el conmutador selector de longitud de caracteres está en las posiciones 5 ó 6, la situación de velocidad del conmutador selector de modo es indiferente puesto que los datos se transmiten siempre a 600 baudios;
- *transmisión*: puede aplicarse a este modo todo lo que hemos dicho para el modo de recepción;
- *copia*: la información se copia desde el lector de cinta de papel, en la perforadora, a la velocidad media de 71 caracteres por segundo. La acción de conmutar de un modo al otro, con el interruptor de fuerza accionado, produce la condición automática de puesta en marcha de la lógica.

#### 5.2 Llave de acción

Una vez colocado el conmutador de selección de modo, se utiliza la llave de acción para controlar el paso de los modos de selección de datos y manual. Tiene tres posiciones estables:

- *hablar*: con la llave en esta posición el terminal está siempre desconectado de la línea y no transmitirá, recibirá ni copiará datos;

- *datos*: al pasar la llave desde la posición *hablar a datos*, transmitirá, recibirá o copiará datos. Así si la fuerza está conectada, con la llave en posición de datos, el terminal puede actuar solamente volviendo a poner la llave en *hablar* y después en datos;
- *espera*: el terminal permanecerá unido a la línea, pero detendrá la transmisión o la copia si la llave se mueve de la posición *datos* a la posición *espera*. Si la fuerza está conectada con la llave en *espera* el terminal estará desconectado de línea.

### 5.3 Llave de marcha

Esta llave que es inestable tiene dos finalidades:

- con la llave de acción en *hablar* o *espera* arrancará la perforadora y la salida de la cinta del bloque;
- con la llave de acción en *datos* o *auto* repondrá la alarma audible.

### 5.4 Lámparas

Para facilitar a los operadores la vigilancia del progreso de transmisión, hay seis lámparas:

- *dispuesto para datos (verde)*: esta lámpara se enciende cuando el terminal está conectado a la línea exterior. Se enciende cuando la llave de acción se conmuta desde *hablar* a *datos* y permanecerá encendida mientras dura la conexión;
- *falta de portadora (roja)*: se apaga tan pronto como el terminal distante se conecta a línea, pero no indica que están sincronizados los dos terminales;
- *espera (blanca)*: se enciende continuamente esta lámpara, cuando cualquiera de los terminales está en *espera*. En el terminal transmisor está encendida también cuando el terminal de recepción distante no está sincronizado;
- *poca cinta (ambar)*: se enciende, cuando los contactos de escasez de cinta de papel en la perforadora, indican que solo quedan 30 m. de cinta. También suena la alarma audible. No se afecta la transmisión de datos y se dispone solamente para prevención;
- *alarma de paridad (roja)*: se enciende solo cuando se ha descubierto un error de paridad en la cinta de entrada, y se activa únicamente con la llave de paridad colocada en *impar* o *par*. Cesará la transmisión y sonará la alarma;
- *falso número de secuencia (roja)*: se enciende solamente cuando el terminal en el modo de recepción descubre que se han perdido uno o más bloques en la transmisión. Cesa la transmisión y actúa la alarma audible. Esta condición ocurre únicamente si se pierde una petición de retransmisión debido a condiciones extremadamente malas de la línea.

## 6. Panel de control auxiliar

### 6.1 Llave de paridad

Tiene tres posiciones estables:

- *paridad impar*: se examinan los datos del lector para asegurarse de que todos los caracteres tienen un número impar de bits. Se puede hacer un puenteo en la lógica para ignorar la paridad en espacios, o bien, otra simple cinta con código de paridad par, de

tal modo que puede transmitirse una cinta mezclada (por ejemplo, con paridad impar e intervalos de espacios);

- *sin paridad*: no comprueba los datos de entrada;
- *paridad par*: se examinan los datos del lector para asegurarse que todos los caracteres tienen un número par de bits.

### 6.2 Conmutador de selección de longitud del caracter

Este conmutador selecciona el número de los canales leídos desde el lector de cinta de papel. Es esencial que la colocación de ambos terminales de transmisión y recepción sea idéntica.

### 6.3 Alarma audible

Sonará cuando sea necesaria la atención del operador, estando la llave de acción en la posición *datos*. Puede cortarse la alarma reponiendo la llave de datos a *palabra* o *espera* o bien operando momentáneamente la llave de marcha. Puede ajustarse la intensidad de la alarma.

## 7. Diseño mecánico

En el diseño mecánico del sistema GH-210 se ha puesto especial interés en los siguientes puntos:

- *diseño del mueble*: en el diseño del sistema GH-210 el equipo está en un armario de madera barnizada que tiene la parte frontal desmontable y paneles en la parte superior para acceso fácil, está soportado sobre un zócalo capaz de mantenerse de pie, mide 48,8 cm. de fondo, 68 cm. de ancho y 75 cm. de altura con patas ajustables (figura 3);
- *equipo interno*: la lógica está montada en dos bastidores soportados entre las placas laterales que están unidas al zócalo. El suministro de fuerza está colocado debajo de la lógica. El panel de control y las conexiones del panel intermedio para los cordones de entrada y salida están fijados en la parte superior

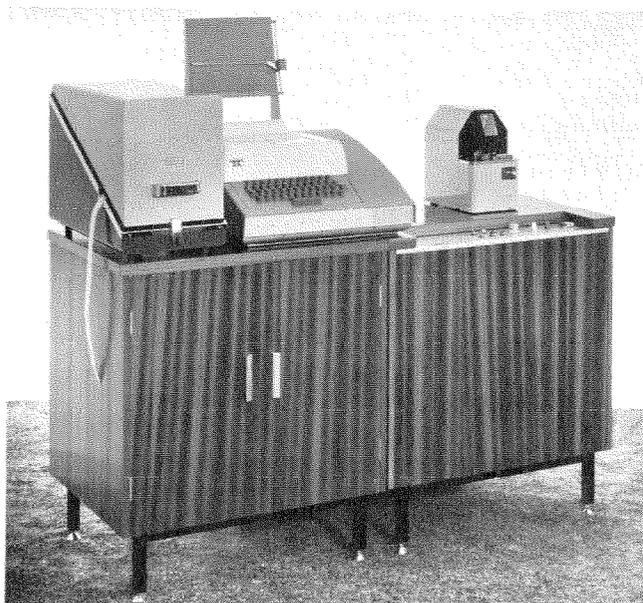


Fig. 3 Equipo terminal de comunicación de datos GH-210.

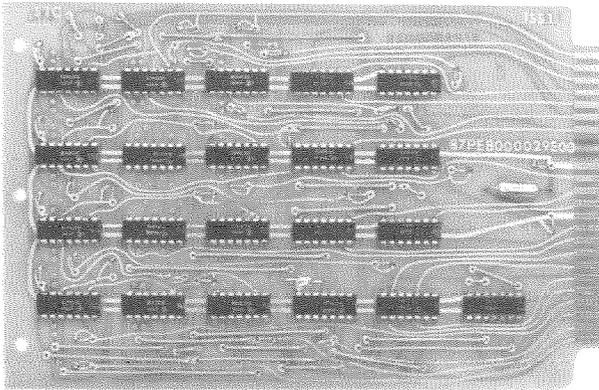


Fig. 4 Un circuito impreso típico de doble cara enchufable.

de las placas laterales. Todo el equipo se construye, cablea y prueba antes de fijarse en el armario;

- *circuitos impresos*: la memoria de ferrita, todos los microcircuitos y los componentes están montados en circuitos impresos que miden 17,8 cm. por 12 cm. con un grueso de 1,5 cm. con regleta de conexiones de 48 conectores (figura 4). Pueden montarse hasta 24 conjuntos de micrológica en doble línea, dando un total de 25 funciones de lógica;
- *alambrado*: la mayor parte del alambrado entre conectores de las tarjetas, se ha realizado en doble cara sobre tarjetas impresas de 0,8 mm. Esta forma da economía de construcción y facilidad de conservación.

## 8. Aplicación

Se espera que el sistema GH-210 encuentre mucha aplicación en las grandes áreas de comunicaciones industriales, cuando son necesarios la rapidez, exactitud y la transmisión no atendida de datos. Puede aplicarse en redes de generación de energía, plantas químicas de refinación, compañías de aviación y en general, intercomunicación general en computadores. El equipo, de diseño moderno y muy económico de precio, aunque realiza una función técnica muy completa, puede colocarse entre el mobiliario del salón de una oficina.

## Referencias

- [1] E. B. Stuttard: Data Communication 1967, Industrial Electronics, Agosto, 1967.
- [2] W. W. Peterson: Error Correcting Codes, MIT Press and John Wiley & Sons.
- [3] E. P. G. Wirght: Error Rates and Error Distribution on Data Transmitted Telephone Connections, IERE Symposium on Data Transmission, Londres, 1960.
- [4] C. Bloch: GH-205 and GH-206 Medium-Speed Data Systems, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 42, N° 3, 1967, págs. 75—79.

**D. M. Crips**, nació en 1936 y obtuvo su graduación de BS en el Northampton College of Advanced Technology, Londres. Se incorporó a STC en 1961 y ahora es ingeniero encargado de sistemas en el grupo de línea de productos de transmisión de datos.

**V. C. Vassilas**, nació en 1922 y realizó sus estudios técnicos en el Wireless College y Borough Polytechnic de Londres. En 1961 se incorporó a STC donde ahora es jefe de servicios técnicos.

# Equipo portátil de HF de banda lateral única, tipo TR-TM 4

J. J. MULLER

J. LISIMAQUE

Le Matériel Téléphonique, Paris

## 1. Introducción

El equipo de radio TR-TM 4 es una estación militar de HF. y baja potencia (10 á 15 W.), enteramente equipada con semiconductores, destinada a la infantería, como sucesora de las antiguas estaciones clásicas de HF. con modulación de amplitud.

Permite realizar enlaces tácticos de corto y medio alcance (20 á 50 Km.), incluso cuando los obstáculos geográficos impiden la utilización de las estaciones VHF de modulación de frecuencia; las propiedades especiales de las ondas cortas le permiten, además, efectuar enlaces a grandes distancias (1000-2000 Km.), cuando las condiciones de propagación son favorables.

Se ha elegido para este equipo la modulación en banda lateral única (BLU ó A3J) en razón de las múltiples ventajas que presenta sobre la modulación en doble banda A3 y que recordamos brevemente a continuación:

- economía espectral (anchura de banda reducida a la mitad),
- consumo pequeño en emisión (potencia media emitida igual a 1/6 de la potencia media en A3, para un mismo alcance),
- mayor protección contra la descentración y contra las distorsiones de propagación en onda de espacio,
- mejora de la relación señal/ruido,
- dificultad de localización por radiogoniometría y mejor silencio de radio (emisión nula durante los silencios y nivel de HF fluctuante con la modulación).

Como contrapartida, la modulación BLU, sin portadora, requiere de los osciladores utilizados en la emisión y en la recepción una muy alta estabilidad de frecuencia, puesto que es esencial que el manejo del aparato sea muy sencillo y que el operador pueda realizar instantáneamente sus enlaces, incluso con sitios distintos. Esta exigencia queda satisfecha por el sintetizador del equipo TR-TM 4 que entrega, sobre cada uno de los 10.000 canales elegidos por el operador mediante conmutadores decimales, una señal de gran pureza y cuya estabilidad corresponde a una desviación de frecuencia 10 veces más pequeña que la separación límite de 20 á 30 Hz., admitida para enlaces en telefonía BLU.

La separación de algunos ciclos entre los osciladores de las dos estaciones TR-TM 4, obtenida sin regulación alguna manual, les permite asegurar enlaces directos en telegrafía a frecuencias vocales (sistema Coquelet), con muy buen rendimiento.

Resumiendo, las cualidades que se exigen a una estación destinada a ser utilizada por personal no especializado, son fundamentalmente:

- facilidad de operación,
- robustez mecánica - confiabilidad y capacidad de soportar condiciones de operación extremas,
- estabilidad y precisión de frecuencia,
- peso y volumen reducidos,
- facilidad de desmontaje y de mantenimiento,

- facilidades operacionales múltiples y calidad eléctrica excepcional,
- compatibilidad con los equipos de la precedente generación.

El estudio, comenzado en 1955, tenía por objeto realizar un compromiso entre estas exigencias, que están en contradicción con la experiencia obtenida por la compañía en el campo de los enlaces de banda lateral única, utilizando las técnicas y componentes más modernos, como transistores de potencia, ferritas, circuitos impresos, osciladores de cuarzo de alta estabilidad. Al primer contrato de prototipos obtenido en 1960, siguieron 7 años de experimentación sobre 36 prototipos de los cuales 8 se entregaron al U.S. Signal Corps y 23 (de éstos 7 en versión aerotransportada) al Ejército francés para el cual se está ahora fabricando en serie el equipo.

La evolución rápida de las técnicas durante estos siete años ha conducido a efectuar numerosas modificaciones tecnológicas durante su desarrollo que han sido, sin embargo, facilitadas por la construcción modular del emisor-receptor.

La exposición que se hace a continuación se dedicará, después de una breve descripción de las características generales del equipo, a detallar las particularidades técnicas del emisor-receptor.

## 2. Características generales

### 2.1 Diferentes versiones del equipo

a) *Versión portátil* - Se compone de:

- emisor-receptor ER-94 portátil en un simple paquete para ser llevado en las espaldas de un soldado,
- su fuente de alimentación (batería 12 AH o generador de manivela con batería tampón 3 AH),
- los accesorios clásicos de explotación (microteléfono, antena portátil de 5 m., manipulador, etc.).

La fuente de alimentación y los accesorios forman una segunda carga.

La figura 1 muestra el conjunto del equipo portátil con generador y batería tampón.

b) *Versión vehículo* - Se compone de:

- emisor-receptor ER-94,
- un soporte amortiguador,
- una caja de conexión para vehículos,
- accesorios de antena (antena, cable de enlace) y de operación (manipulador, microteléfono, casco, altavoz, etc.).

La figura 2 muestra el conjunto de esta versión vehículo. La figura 3 muestra la cara frontal del equipo.

c) *Otras versiones* - En el estado de prototipo se han estudiado otras versiones del equipo:

- una versión especial para la Marina, con alimentación de 115 V. c.a.,
- una versión con control remoto y amplificador de 100 W. para utilización en helicóptero, dentro de las normas aplicables a los equipos montados a bordo.

El emisor-receptor de esta última versión utiliza todos los elementos del ER-94, salvo en el panel frontal que aquí se sustituye por otro especial que lleva el control remoto.

El amplificador de 100 W. lleva un tubo de vacío y está conectado a una unidad de acoplamiento de antena de inductancia variable, con control remoto.

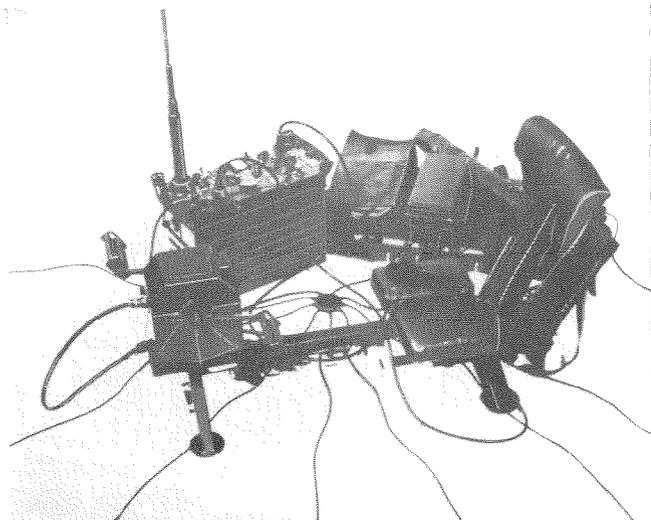


Fig. 1 Equipo portátil con generador y batería tampón.

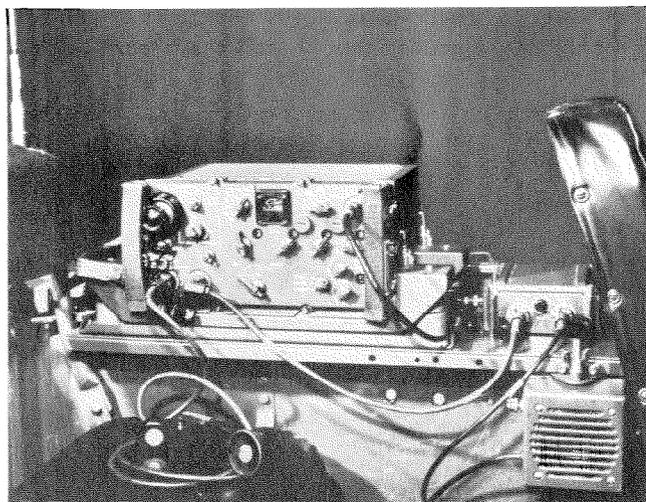


Fig. 2 Versión vehículo.

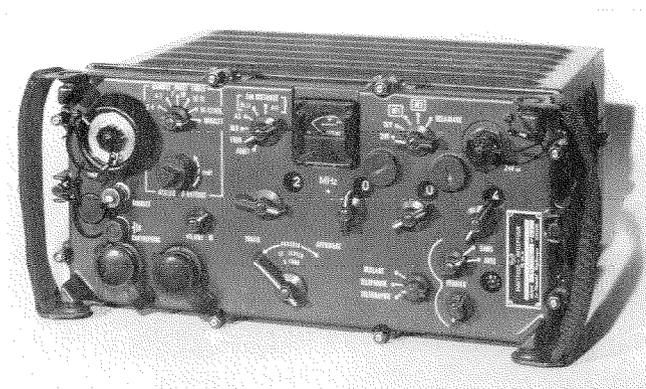


Fig. 3 Cara frontal.

## 2.2 Características principales técnicas

Gama de frecuencias:	2-12 MHz. - 10.000 canales, uno por KHz.
Modos de explotación:	A3J (banda lateral superior), A3H (emisión BLU de portadora restituida), A3 (recepción), A1 banda ancha y banda estrecha, F1 (con adaptador), Escucha intergrupo en A1 banda estrecha.
Estabilidad de frecuencia:	$\pm 5 \cdot 10^{-7}$ a corto plazo, entre $-40$ a $+55$ °C y para tensiones de alimentación comprendidas entre 20 y 30 V.
Potencia de salida:	10 a 15 W. en cresta de modulación o en régimen continuo sobre 50 ohmios. Distorsión de intermodulación: 25 db. máx. (Prueba CCIR de dos señales), atenuación de la portadora en A3J, 40 db.
Banda de paso en BF:	400-3000 Hz. emisión en A3J por encima de la frecuencia portadora suprimida.
Nivel de salida de BF:	50 mW. (versión portátil), 500 mW. (versión vehículo).
Sensibilidad del receptor:	En A3J $1 \mu\text{V}$ de f. e. m. para $\frac{S+R}{R} > 10$ db. En A1 con banda estrecha $1 \mu\text{V}$ de f. e. m. para $\frac{S+R}{R} > 20$ db.
Selectividad del receptor:	Atenuación de la frecuencia imagen 70 db. Desensibilización de 3 db. para una señal parásita de 3 V. separada $8\% \pm 30$ KHz. de la portadora. Transmodulación que produce una distorsión del 10% para una señal parásita de 3 V. separada $4\% + 20$ KHz. de la portadora.
Características mecánicas:	Volumen del emisor receptor: 15 dm <sup>3</sup> Peso del emisor receptor: 13,5 Kg.
Autonomía:	La autonomía de la versión portátil es de 20 horas para 10% de emisión y 90% de recepción (con la batería de 12 AH.).
Características ambientales:	Funcionamiento de $-40^{\circ}$ a $+55^{\circ}$ C humedad 95% a $55^{\circ}$ C, con la caja abierta, vibraciones 6 g. a 55 Hz. sin soporte amortiguador, 6 caídas de 1,20 m. sobre las 6 caras sin deterioro en sus características. Estanqueidad (2 h bajo 1 m. de agua). Resistente al viento con arena y a la niebla salina.

## 3. Descripción de los circuitos

### 3.1 Sintonía de los circuitos de RF (Radiofrecuencia) (Generalidades)

La extensa gama de frecuencias, con una relación de 6 entre las frecuencias extremas, ha constituido una de las primeras dificultades encontradas en el estudio de esta estación. En efecto, cualquiera que sea el principio de sintonía adoptado (inductancias, condensadores variables o diodos de capacidad variable) ha sido necesario prever la conmutación de los circuitos sobre cuatro o cinco subgamas ya que los elementos de sintonía no podían, en ningún caso, cubrir una relación 6 de frecuencias en una sola gama.

Esta conmutación de subgamas no siempre puede hacerse mediante circuitos puerta con diodos, en particular para los circuitos de entrada del receptor donde tal modo de conmutación llevaría consigo una intermodulación importante debida a las perturbaciones de alto nivel, próximas a la señal útil.

Por estas razones, la conmutación de las subgamas se realiza mediante conmutadores rotatorios accionados manualmente por el sólo botón de prefijación de los MHz., correspondiendo las subgamas a números enteros de megaciclos según la tabla siguiente.

Cifra de MHz	Emisor y receptor		Oscilador	
	Sub-banda	Relación	Sub-banda	Relación
2	2 - 3 MHz	1,55	3 - 4 MHz	1,33
3	3 - 4 MHz	1,33	4 - 6 MHz	1,5
4	4 - 6 MHz	1,5		
5				
6	6 - 8 MHz	1,33	6 - 9 MHz	1,5
7				
8	8 - 12 MHz	1,5	9 - 13 MHz	1,44
9				
10				
11				

El oscilador está 1 MHz. desplazado con relación a la frecuencia prefijada. Este desplazamiento corresponde al valor de la frecuencia intermedia única.

Puede observarse que la relación de frecuencias extremas, en el interior de las subgamas, es como máximo de 1,5. Tal relación puede realizarse mediante variómetros que utilizan bobinas con núcleo deslizante y que se han elegido con preferencia a los condensadores variables a causa de que su tamaño y peso son reducidos.

En el interior de estas subgamas podía haberse previsto igualmente una sintonía enteramente electrónica, por diodos de capacidad variable (varactores). Este procedimiento, muy atractivo a causa del pequeño tamaño de estos elementos, no se ha seguido por las razones siguientes:

1) Los varactores no pueden utilizarse en la cadena de emisión, donde las señales de alta frecuencia son de elevado nivel.

2) La sintonía electrónica del oscilador sobre una amplia gama de frecuencias habría conducido a una pureza menos buena de la señal, la que originaría una degradación de la relación señal/ruido, especialmente sensible en telegrafía.

Por estas razones, la sintonía de todos los circuitos se hace mecánicamente por desplazamiento de los núcleos deslizantes de ferrita en las bobinas de paso variable, según una ley tal, que el desplazamiento de estos núcleos produce una variación lineal en la frecuencia de sintonía.

El principio utilizado es el mismo que el del equipo SEM-25 de SEL, descrito en "Electrical Communication", Vol. 42, N° 1, 1967. Hay que subrayar, sin embargo, que en el receptor de la estación TR-TM4, debido a la banda estrecha del filtro preselector, el ajuste de los circuitos debe hacerse con una precisión extraordinaria, del orden de 0,7% en frecuencia, incluida la variación por temperatura.

Este grado de precisión se consigue exigiendo una linealidad de las bobinas de ajuste del orden de  $0,1\% \left(\frac{\Delta F}{F}\right)$  y una tolerancia de error en frecuencia de aproxi-

madamente 0,26% debido a las tolerancias en la posición mecánica de los núcleos deslizantes, es decir,  $\pm 0,05$  mm. de error absoluto, teniendo en cuenta el recorrido total de los núcleos (19 mm.).

Estas dos últimas condiciones dejan entrever los problemas técnicos que ha sido necesario superar para alcanzar tal precisión en el pequeño volumen disponible y teniendo en cuenta las duras condiciones circundantes que la estación debe soportar.

Para que la estación pueda utilizarse prácticamente en forma permanente con resultados satisfactorios, incluso por operadores no especializados, es preciso reducir al mínimo los procedimientos operativos. Para evitar toda sintonía manual de los circuitos muy precisos (oscilador y receptor) se ha convenido que la simple operación de fijar la frecuencia de trabajo (nominalmente la de portadora suprimida) realice directamente la sintonía.

En lugar de utilizar un servomecanismo, órgano que hubiera resultado bastante complicado, voluminoso, pesado y lento, teniendo en cuenta la precisión que se le hubiera exigido, se ha preferido realizar directamente el acoplamiento de los botones de fijación de frecuencia a los niveles deslizantes por medio de un mecanismo original que se comporta como un convertidor digital-analógico, cuyo principio se describe más adelante.

### 3.2 Mecanismo de sintonía (ver Fig. 4)

Inicialmente, se actúan los botones de las centenas y de las decenas de KHz. con cuya acción se posiciona levas cuyos radios varían secuencialmente por incrementos respectivamente iguales a  $\frac{1}{10}$  (leva de los 100 KHz.) y a  $\frac{1}{100}$  (leva de 10 KHz.) del camino total a recorrer (19 mm.). Se obtiene por adición de los radios de estas dos levas, un primer movimiento de una corredera, que corresponde exactamente al desplazamiento de los núcleos deslizantes del emisor y del receptor en la 1ª subgama de 2 á 3 MHz. (carro n° 2).

En las otras subgamas, para una variación de frecuencia de 1 MHz. el desplazamiento de los núcleos se reduce en una cierta relación dependiente de la subgama: por ejemplo, en la última subgama (8—12 MHz.), con el mismo recorrido, cada salto de 1 MHz. corres-

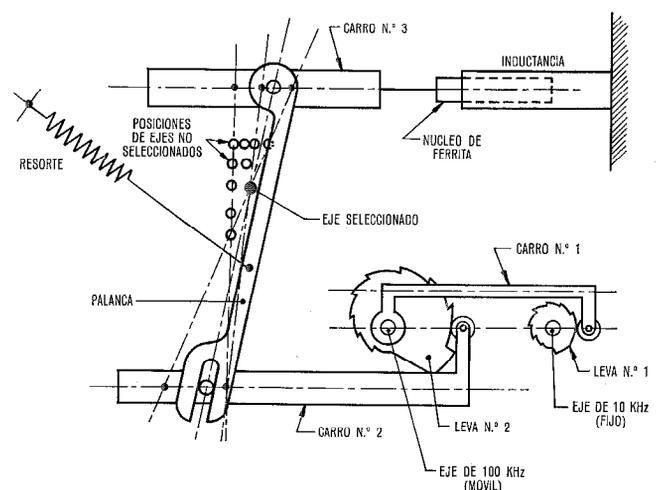


Fig. 4 Principio del mecanismo de colocación de los núcleos deslizantes.

ponde a  $\frac{1}{4}$  del camino total, o sea 4,75 mm. Para cada banda de frecuencias se cambia la relación entre los movimientos de control y los elementos controlados y dentro de una banda dada, la relación se conserva constante pero se desplaza el punto de partida a cada paso de 1 MHz. La división y la traslación se obtienen por el juego de una palanca que gira alrededor de un eje que cambia de posición según la cifra de MHz. prefijada. Hay un total de 10 ejes que se seleccionan automáticamente mediante la fijación de los MHz. La palanca está articulada al carro n° 2 y al n° 3 que gobiernan los núcleos deslizantes. En el momento de la fijación de los MHz. un dispositivo especial, temporizado por un moderador mecánico, libera la palanca de los ejes y las retenciones de las ruedas dentadas para que la conmutación se haga libremente. En posición de tráfico, los botones de mando se desembragan para evitar falsas maniobras.

La figura 4 muestra los elementos principales de este mecanismo y la figura 5 el detalle de la palanca y de los ejes selectores. En esencia, el conjunto lleva, a partir del carro n° 2 que es común, dos juegos de 10 ejes conmutables y dos carros n° 3.

Se ve que los elementos utilizados para efectuar la transformación mecánica son sencillos y poco numerosos si se exceptúan las correderas de los carros n° 3 y el chasis rígido que habrían sido igualmente necesarios para un mando por servomecanismo.

Los tres subensambles gobernados por el mecanismo se fijan directamente sobre éste; en cada subensamble se sintonizan simultáneamente 2 ó 3 circuitos con una operación de mando único por el mismo movimiento del mecanismo.

### 3.3 Oscilador local y bucle de control

El oscilador 3—13 MHz. del que se ha hablado en la sección 3.1 es un auto-oscilador L-C controlado en fase por una señal de referencia salida de un sintonizador cuyo esquema de principio puede verse en la figura 6.

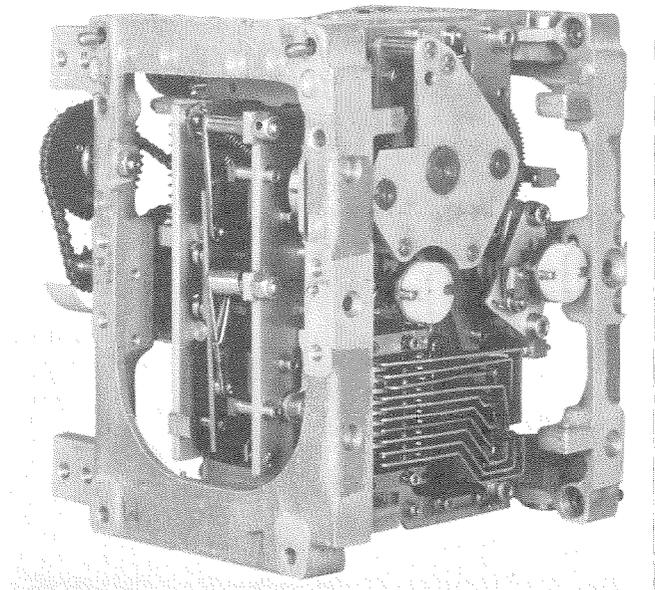


Fig. 5 Mecanismo de sintonía de los circuitos de HF.

La señal salida del oscilador se analiza por mezclas y filtrados sucesivos a partir de los armónicos y subarmónicos de señales de 1 MHz. obtenidas por división de la frecuencia de referencia de 5 MHz.

Se llega así, a partir del 3er análisis, a una señal comprendida entre 70 y 80 KHz., en la cual no hay más que introducir la información de los KHz. antes de aplicarla al discriminador de fase. La solución más simple para realizar esta operación habría sido continuar el análisis por un 4º cambio de frecuencia a fin de obtener una señal de 1.000 Hz. sobre la que se habría realizado el control de fase.

Esta solución sencilla ha tenido que desecharse, sin embargo, por las razones principales siguientes:

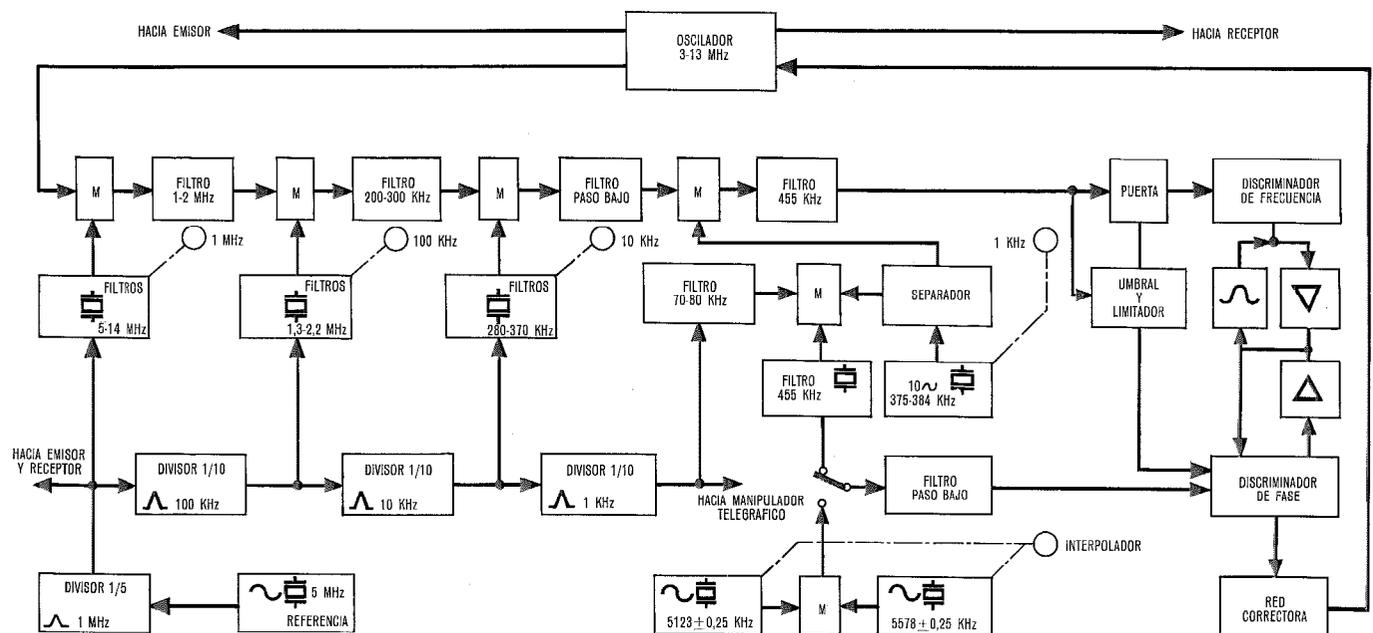


Fig. 6 Esquema del oscilador sintetizador.

1°. Habría conducido a circuitos de muy baja frecuencia, por lo tanto, pesados y voluminosos.

2°. El residuo de 1 KHz. que aparecía en el discriminador de fase habría sido muy difícil de eliminar.

3°. La frecuencia de corte del bucle de control habría sido muy baja y no hubiera permitido corregir los parpadeos de fase producidos especialmente por las vibraciones.

Se ha preferido realizar la comparación de fase a una frecuencia más elevada (455 KHz.) y el discriminador recibe, por una parte, una señal de 455 KHz. salida del análisis obtenido por modulación de la señal precedente (en 70—80 KHz.) con señales de 375 á 384 KHz., procedentes de un oscilador con 10 cuarzos conmutables, y por otra parte, una señal de 455 KHz. procedente de la modulación de un espectro de rayas con 1 KHz. de separación, extendidas sobre una banda de frecuencias de 70 á 80 KHz., con las señales del mismo oscilador de cuarzo.

Por este procedimiento, la desviación propia de este oscilador auxiliar queda totalmente eliminada y la información de los KHz. se introduce por conmutación electrónica de los 10 cuarzos.

La interpolación continua entre los valores enteros de los KHz. ha sido exigida por los usuarios sin que sea necesario para el tráfico normal entre dos equipos del tipo TR-TM4 y, principalmente a título provisional, para asegurar la compatibilidad de empleo en enlaces con las antiguas estaciones de banda lateral única de mediana estabilidad y cuya utilización exige un nonio.

Esta interpolación se realiza fácilmente reemplazando los 455 KHz. de síntesis por una señal variable en  $\pm 0,5$  KHz. alrededor de 455 KHz., obtenida por batido de dos osciladores de cuarzo de 5.123 y 5.578 KHz., cuyas frecuencias se desplazan en sentido inverso  $\pm 0,25$  KHz. mediante varactores. La desviación absoluta de la señal de batido es suficientemente pequeña si las variaciones individuales debidas a temperatura de los 2 cuarzos (en corte AT) se hacen según leyes parecidas. Esta desviación aparece, sin embargo, sobre la señal de salida, como ocurre con la del oscilador de 10 cuarzos de 375 á 384 KHz., que en este caso no está compensada, y la señal de salida de interpolación puede presentar después de cierto tiempo del ajuste inicial, un error de algunas decenas de ciclos que es todavía muy aceptable puesto que el tráfico se hace en este caso con estaciones de estabilidad mediocre. El reajuste de frecuencia se hace, de vez en cuando, sobre la emisión recibida.

En el empleo normal del equipo, con el interpolador fuera de servicio, la desviación de frecuencia de la señal de salida, controlada en fase, se mantiene con aproximación de algunos ciclos respecto a la frecuencia seleccionada (error máximo garantizado 6 Hz. a 12 MHz., en todas las condiciones).

### 3.4 Control de fase

El proceso de captura y de mantenimiento del control de fase se efectúa:

1°. por barrido en frecuencia,

2°. discriminador de frecuencia,  
3°. discriminador de fase.

A pesar de la precisión obtenida en la posición de los núcleos del oscilador de 3—13 MHz. la desviación de éste puede alcanzar cerca de 120 KHz. en la parte superior de la gama con relación a la frecuencia seleccionada, cuando no se ha establecido el control de fase. En este caso extremo, la cadena del análisis de frecuencia no entrega señal alguna a los discriminadores, por la acción de los filtros selectivos interpuestos. Es preciso, pues, hacer el barrido de la frecuencia del oscilador en una extensión correspondiente a las desviaciones máximas de la frecuencia natural para que ésta pase, en un instante dado, por el valor de la frecuencia exacta seleccionada. Este barrido se realiza por relajación del amplificador de corriente continua que sigue al discriminador de frecuencia. Cuando se establece el control de fase, la fuerte contra-reacción debida al control, reprime esta relajación y suprime el barrido.

El discriminador de frecuencia está unido en permanencia al discriminador de fase y su acción se suma a la de éste aumentando la zona de actuación del control.

El discriminador de fase entrega dos señales de error. Una de éstas se amplifica fuertemente en un amplificador de corriente continua de gran constante de tiempo. Esta, después de amplificada, sirve para corregir las desviaciones lentas e importantes del oscilador.

La segunda señal no sufre amplificación y sirve para corregir las desviaciones rápidas pero de pequeña amplitud del oscilador.

La señal de control de fase aplicada al oscilador es, finalmente, la suma:

- de la señal amplificada procedente del discriminador de frecuencia,
- de la señal de error de fase, fuertemente amplificada y de gran constante de tiempo,
- de la señal de error de fase no amplificada y de pequeña constante de tiempo.

La señal de control de fase se aplica al oscilador después de pasar por una red correctora que modifica la ganancia y la fase de las señales en función de la frecuencia de trabajo para que el control sea estable.

La curva ganancia-frecuencia del control está, finalmente, de acuerdo con el diagrama de Nyquist representado en la figura 7, se ve en esta figura que la frecuencia de corte correspondiente a la ganancia unitaria es de 35 KHz.

El discriminador de frecuencia no interviene, en el régimen normal establecido, más que por una tensión teóricamente nula y prácticamente muy pequeña, debida solamente a la falta de sintonía o desviación de sus circuitos. Por el contrario, la tensión importante que suministra cuando la frecuencia del oscilador de 3—13 MHz. está aún más lejos del valor asignado, conduce rápidamente a éste a la zona de captura del discriminador de fase. La misma emisión de captura es desempeñada por el discriminador de frecuencia, cuando un choque provoca una excursión de frecuencia fuera de la zona de control del discriminador de fase. De esta manera, se lleva rápidamente al oscilador hasta el control de fase



## Equipo portátil tipo TR-TM 4

Un sencillo dispositivo incorporado en el aparato permite al usuario reajustar, en caso de necesidad, el oscilador de referencia recibiendo las emisiones de frecuencia patrón internacionales en 2,5, 5 ó 10 MHz.

### 3.6 Circuitos de emisión y de recepción

Una parte de los circuitos se utiliza en emisión y en recepción para simplificar el emisor-receptor, que únicamente se utiliza en simplex. Los circuitos comunes son el oscilador (anteriormente descrito), el amplificador de frecuencia intermedia, el filtro de cuarzo, el filtro de RF del preselector, así como el demodulador y el amplificador de baja frecuencia (para la escucha entre señales de telegrafía).

En la figura 9 se representa el esquema de interconexión de los diversos subensambles.

En la figura 10 se da una vista por debajo, con la caja abierta, de la disposición de los subensambles en el interior de la estación.

Los circuitos que necesitan un ajuste preciso o una selección mecánica de subgamas se disponen todos alrededor del mecanismo. En la figura 10 se ven, frente a frente, el emisor y el receptor. Están unidos al resto del equipo por conectores enchufables.

Los demás circuitos se disponen en tarjetas impresas enchufables (señaladas con letras de A a T) protegidas

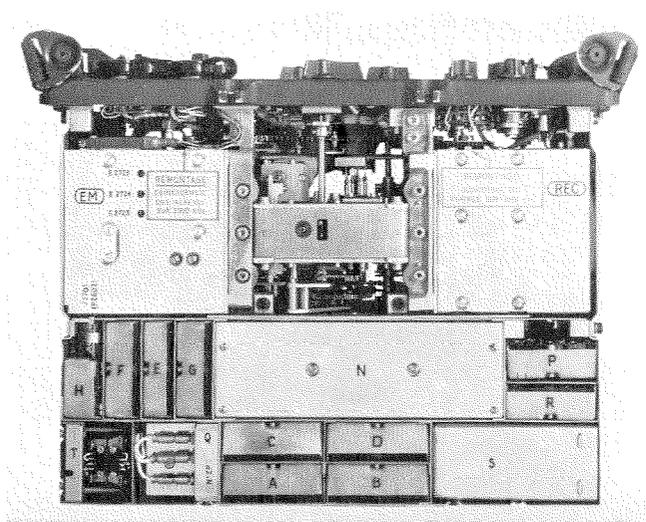


Fig. 10 Vista por debajo, caja abierta.

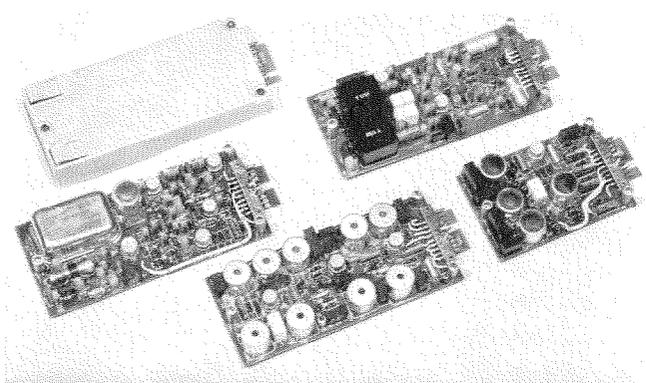


Fig. 11 Vista de 5 tarjetas impresas de las que se han quitado 4 cubiertas.

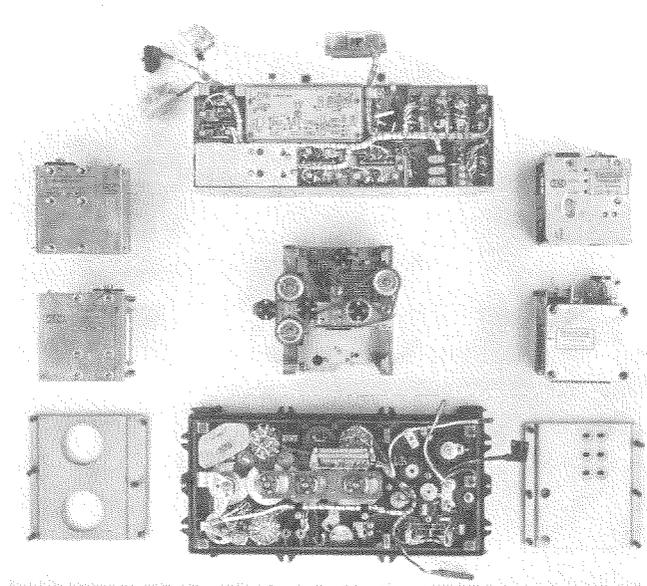


Fig. 12 Vista del equipo despieceado.

por cubiertas aislantes de vidrio — poliéster estratificado. Estas tarjetas, después de inspección y ajuste, se recubren de un barniz especial que conserva sólidamente los componentes y protege los circuitos de la humedad (ver Fig. 11).

Las tarjetas tienen puntos de prueba, y rotulaciones útiles para mantenimiento.

Están alojadas en alvéolos de la infraestructura que les sirve de blindaje.

Los circuitos del oscilador de alta estabilidad están repartidos en las tarjetas impresas A, B, C, D, I, J (debajo de S), M, N, P, R, el filtro K, los filtros de armónicos (debajo de N) y el oscilador (debajo del receptor). Se ve que representan, aproximadamente, la mitad del volumen total del equipo.

La construcción modular puede verse en la figura 12 que representa el equipo desmembrado en subensambles.

### 3.7 Receptor

El receptor propiamente dicho está precedido de una etapa de preselección formada por dos circuitos sintonizados acoplados, que componen un filtro muy selectivo que protege la etapa de entrada contra la intermodulación creada por fuertes perturbaciones que puedan encontrarse en las proximidades de la señal, así como de la frecuencia imagen (atenuada más de 70 db.). Este preselector se utiliza igualmente en la transmisión, realizándose la conmutación transmisión-recepción por relés miniatura para evitar la intermodulación en recepción.

En recepción, a la frecuencia más elevada de la gama (11,999 KHz.), una señal parásita, al nivel de 1 V. en los terminales de entrada de la estación, no contribuye más que con una débil intermodulación a la señal útil siempre que se halle separada más de 200 KHz. de ésta. A niveles más débiles de la perturbadora (10 mV.), esta separación se reduce a 10 KHz. Las características de desensibilización y de intermodulación se dan en las figuras 13a y 13b, (medidas hechas de acuerdo con los indicaciones de la sección 2.2).

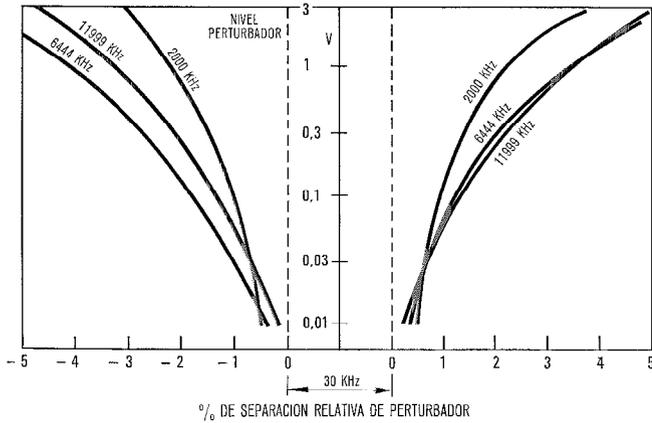


Fig. 13a Características de desensibilización.

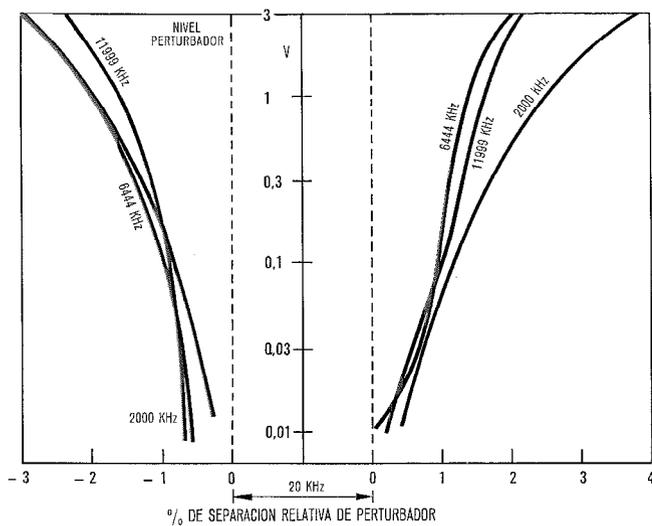


Fig. 13b Características de transmodulación.

La etapa de entrada del receptor, que utiliza un transistor con poco ruido, tiene un 3<sup>er</sup> circuito sintonizado y va seguido de una etapa cambiadora de frecuencia sintonizada a 1 MHz. mediante un filtro formado por dos circuitos acoplados, después tiene un amplificador de dos etapas del que se obtiene el control automático de ganancia para la etapa de entrada.

Este primer amplificador de FI se utiliza como filtro en telefonía compatible. Va seguido, en el caso de funcionamiento en telefonía de simple banda lateral (BLU) o en telegrafía, por un filtro de cuarzo que tiene dos células Jaumann con 4 curzos cada una. A este filtro están asociadas las conmutaciones electrónicas correspondientes a los diferentes modos de operación (emisión, recepción, A3, BLU, AI).

Debido a la fuerte ganancia concentrada en la única frecuencia intermedia de 1 MHz. ha sido necesario repartirla en dos amplificadores de FI que están separados por el filtro de cuarzo.

El control automático de ganancia del primer amplificador (situado en el bloque del receptor), es común con el de la etapa de entrada de RF. Actúa sobre la polarización de los transistores.

El segundo amplificador tiene su propio control de ganancia obtenido en la etapa de salida, que actúa

sobre un atenuador de diodos situado en la entrada del amplificador.

Por este procedimiento, puede asegurarse la recepción correcta de señales en el margen entre 1  $\mu$ V. y 100.000  $\mu$ V.

La amplificación total del receptor, desde la señal de entrada de RF a la señal de salida de audio, después de demodulación, es de 170 db., aproximadamente, de los cuales 50 db. compensan las pérdidas en los filtros y de la demodulación, lo que deja una ganancia útil de 120 db.

### 3.8 Amplificador de transmisión

Este amplificador recibe las señales filtradas de bajo nivel después de la 2<sup>a</sup> modulación. Un amplificador de banda ancha que ocupa una sola tarjeta impresa convierte este nivel a su salida en 1 V., aproximadamente, sobre 100 ohmios. La tensión de salida excita directamente al bloque emisor compuesto por dos etapas de amplificación con circuitos sintonizados, a la salida de los cuales el nivel alcanza 24 á 32 V. sobre 50 ohmios (12 á 20 W.).

La etapa de salida se estudió primitivamente para utilizar el transistor 2N 1899 que tiene cualidades innegables de robustez, pero que presenta limitaciones, falta de linealidad con niveles altos, capacidad colector elevada y gran variación con  $I_c$ , débil  $F_r$ , etc. La técnica ha evolucionado en este campo y este transistor podrá sustituirse por un modelo más ventajoso cuando pueda verificarse la fiabilidad de los transistores de mejores características. La figura 14 muestra la tasa de intermodulación típica en función de la potencia de salida (2N 1899 y BLY 40).

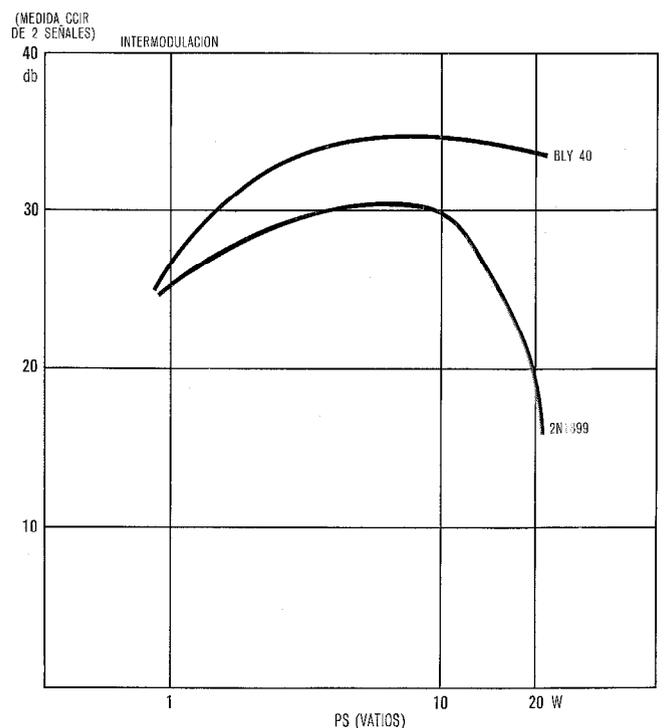


Fig. 14 Curvas típicas de intermodulación.

### 3.9 Circuitos de adaptación de las antenas

La estación, en su versión portátil, o de vehículos, utiliza antenas tipo látigo de 3 á 5 m. para cuya adaptación se han previsto circuitos en un subensamble que contiene también el relé RF de cambio; la sintonía se hace sencillamente por medio de un botón de ajuste y de un aparato de medida.

La adaptación de las antenas, siempre capacitivas en la gama 2—12 MHz., se hace por un circuito en L que contiene, por subgamas, la conmutación simultánea de una capacidad de derivación sobre la salida de 50 ohmios, de la etapa de potencia y de una inductancia variable en serie con la antena. El rendimiento de este circuito varía del 25 al 95 %, según las frecuencias.

La pequeña altura efectiva de las antenas a las frecuencias bajas de la gama conduce a utilizar, para la adaptación, inductancias de gran valor donde las pérdidas son inevitables. Además, las tensiones obtenidas a estas frecuencias, después de la transformación de impedancia, alcanzan 1.200 V. en los terminales de salida. Refiriéndonos a los valores citados en la sección 3.8 se ve que a 2 MHz. la ganancia en tensión total entre la entrada del amplificador de banda ancha y el terminal de la antena, alcanza 240.000. Se han tomado, pues, precauciones muy especiales para asegurar la continuidad de las masas y evitar las realimentaciones de alta frecuencia por los accesorios situados en el campo directo de la antena (microteléfono, manipulador, etc.).

La adaptación sobre antenas largas y dobletes, para la emisión por onda espacial, se hace a partir de la salida de 50 ohmios por medio de una caja de adaptación especial que no se utiliza más que en instalaciones semifijas.

### 3.10 Filtrado y conmutaciones

El filtrado de banda ancha de la cadena de análisis de frecuencia (ver párrafo 3.3), se realiza mediante filtros L-C, salvo el filtro de cuarzo de 455 KHz.

La selección de armónicos y subarmónicos de la frecuencia de referencia se hace mediante filtros escalonados de banda estrecha que utilizan de 2 á 3 cuarzos. Todos estos filtros no exigen ajuste particular alguno y presentan una gran estabilidad de características en el tiempo y en función de la temperatura.

La separación de la banda lateral útil se hace a 1 MHz. por medio de un filtro Jaumann de 8 cuarzos.

Los distintos modos de operación (A3, A3H, A1 Banda estrecha, A3J) que se han previsto en esta estación para asegurar la compatibilidad con las estaciones de la antigua generación, han necesitado conmutaciones suplementarias de los diferentes circuitos. Siempre que la señal a conmutar ha sido de bajo nivel y que no es de esperar intermodulación, se ha hecho la conmutación mediante puertas de diodos. En otros casos, se han utilizado relés (preselector, relé RF de cambio etc.).

## 4. Tecnología

El equipo se compone de cerca de 2.000 componentes eléctricos para cuyo conjunto, un cálculo de fiabilidad ha hecho prever un MTBF (tiempo medio entre fallos)

comprendido entre 760 y 1.700 horas según la violencia que se aplique al equipo y el número de maniobras por hora. La fiabilidad garantizada corresponde a un MTBF mínimo nominal de 400 horas.

El mecanismo de selección de la frecuencia sufrió 50.000 maniobras de selección sin degradación sensible en su precisión.

Los componentes utilizados en el equipo se han seleccionado entre los homologados a finales de 1966 por las administraciones o entre componentes más modernos que hayan experimentado durante un año ensayos completos de homologación (se han hecho durante el año 1967, 70 ensayos completos de componentes nuevos).

Los circuitos impresos, equipados con sus componentes, experimentan, antes de su ajuste y pruebas, ciclos de envejecimiento que permiten reducir la proporción de fallos que suelen producirse en los equipos de reciente fabricación. A todos los subensambles se les somete después del ajuste a ensayos completos individuales de temperatura.

Este conjunto de precauciones, destinadas a obtener la confiabilidad necesaria en un equipo en el que las consideraciones de peso y volumen impiden introducir muchos circuitos redundantes, ha conducido a descartar de plano soluciones atrayentes, pero aun demasiado recientes para haberlas experimentado. No se puede, en efecto, correr el riesgo de la confiabilidad de un material de amplia difusión destinado a operadores no especializados y que ha de estar sometido a un duro trato.

## 5. Accesorios

La estación utiliza los accesorios clásicos ya en servicio en los diversos ejércitos (micrófono, receptor de cabeza, antenas, etc.). Para esta estación se han estudiado baterías especiales de Cadmio-Niquel, con posibilidad de carga rápida (3 y 12 AH, 24 V.), así como sus dispositivos de carga automática. La autonomía obtenida con la batería de 12 AH es de una jornada, aproximadamente. En la versión vehículo la alimentación se hace con la batería de 24 V. del vehículo por intermedio de una caja de conexión que lleva un dispositivo de protección contra los transitorios de alimentación y un amplificador de BF de 0,5 W. que permite alimentar un altavoz.

Finalmente, para obtener una autonomía prácticamente ilimitada, incluso para un operador alejado de toda base de mantenimiento y que no pueda recargar sus baterías, se dispone de un generador de pedales que utiliza una batería de 3 AH en tampón y permite alimentar la estación durante su funcionamiento en emisión o en recepción. Este generador lo fabrica la Fábrica Nacional de armas de Tulle.

## Conclusión

La estación TR-TM4 es un material de comunicación que reúne a la vez las características de una estación móvil destinada a vehículos y de una estación portátil destinada a la tropa.

La principal preocupación referente a la simplicidad de utilización ha conducido a reducir al mínimo el número

de las operaciones de ajuste manual, mediante una solución mecánica que ha resultado satisfactoria para obtener la precisión necesaria en la gama RF.

La excelente estabilidad de frecuencia de esta estación asegura una explotación sencilla en red y permite utilizaciones particulares en telegrafía.

El alcance de 50 Km. por onda terrestre que supera la de los equipos de VHF portátiles o móviles, puede aumentarse en la versión vehículo por la adición de un amplificador de 100 W. para cubrir zonas inaccesibles a las comunicaciones de VHF.

#### Agradecimiento

La estación TR-TM4, como todo material moderno, es el fruto de un trabajo en equipo.

Los autores tienen la satisfacción de encontrar aquí la ocasión de mostrar su agradecimiento a todos los que han colaborado, tanto en los Servicios del Ejército francés y del U.S. Signal Corps, como a los servicios técnicos y de fabricación de LMT, coordinados por Mr. Loeffler.

---

**J. J. Muller** nació en 1910 en Basilea, Suiza. Se graduó en 1934 en la "Ecole Central des Arts et Manufactures" de París, Francia. En 1936 obtuvo el grado de Doctor en "Technical

Science" en el "Polytechnicum" de Zurich, Suiza, donde se ocupó en la investigación sobre magnetrones y en el desarrollo de un primitivo sistema de circuito cerrado de TV.

Se incorporó a Le Matériel Téléphonique en 1940 y fue designado Ingeniero Jefe de Radio en 1947 y Director Técnico en 1957. Además del estudio de teorías avanzadas sobre klystron y distorsión de alimentadores, ha llevado la responsabilidad del diseño de transmisores B.L.U. de alta potencia, radioenlaces PTM, equipos de radio militares tácticos y diversos sistemas de telecomunicación. Ha publicado artículos en Suiza, Francia, Alemania y Reino Unido.

Es miembro de la Société Française des Electroniciens et Radioélectriciens y es también "Senior Member" del IEEE.

**J. Lisimaque** nació en París en 1921. Estudió en la Ecole Supérieure de Physique et de Chimie de París, donde obtuvo el diploma de Ingenieur Physicien en 1942.

Entre 1943 y 1945 estuvo como ingeniero en la Compañía Lorenz AG en Berlín, en la división de tubos electrónicos y en 1945 pasó al departamento de emisión en el Laboratoire Central de Télécommunications y posteriormente a Le Matériel Téléphonique en Boulogne donde se especializó en fabricación de emisores de banda lateral única y receptores asociados para radiotelegrafía a gran distancia, utilizados por los PTT y el ejército francés.

Comenzó en 1955 los trabajos técnicos sobre sintetizadores y equipos de banda lateral única para ondas cortas, siendo actualmente responsable del estudio de equipos portátiles y electrotransportados en banda lateral única.

Mr. Lisimaque es miembro de la Société française des Electroniciens et Radio Electriciens.

# Perfeccionamiento del radar por proceso digital\*

J. M. COLIN

Laboratoire Central de Télécommunications, París

## 1. Introducción

El Laboratoire Central de Télécommunication estudia y desarrolla desde hace varios años radares basados en el efecto Doppler y destinados, especialmente, a la vigilancia en tierra [1].

En estos radares, la asociación de un emisor coherente de impulsos y de un receptor equipado con puertas de distancia y filtros Doppler permite obtener un coeficiente de visibilidad elevado, normalmente del orden de 40 db., así como un alcance sobre blancos móviles en tierra, de 30 Km.

Tales equipos han sido realizados y comercializados lo mismo en Francia que en los demás países. El presente artículo describe un nuevo procedimiento de manipulación de la señal entregada por un radar Doppler mediante procedimientos numéricos y que se aproxima al "filtro adaptado". Las ventajas fundamentales de dicho dispositivo son las siguientes:

- mejora de la sensibilidad del receptor,
- aumento de la velocidad de exploración,
- posibilidad de medir la velocidad radial del objetivo,
- mejora de la protección contra interferencias.

Dado lo interesante estas características no hay duda de que el procedimiento será aplicado a las próximas generaciones de radares Doppler construidos por el Laboratoire Central de Télécommunications.

## 2. Fundamento de los radares coherentes por impulsos

El radar coherente por impulsos permite la detección de objetivos móviles de reducidas dimensiones, superpuestos a objetivos fijos de gran superficie que son entonces eliminados.

### 2.1 Diagrama de un radar coherente por impulsos

En un radar coherente por impulsos, la fase de la onda de alta frecuencia emitida se conserva en el oscilador de referencia al objeto de compararla con la fase del eco recibido. El diagrama fundamental de un radar de este tipo se representa en la figura 1.

Si  $A$  es la amplitud de la señal recibida y  $\varphi$  su diferencia de fase respecto del oscilador maestro, la tensión  $V$  de salida del discriminador de fase será:

$$V = A \sin \varphi.$$

El eco procedente de un objetivo fijo presentará una diferencia de fase constante respecto del impulso emitido, ocasionando una señal idéntica de un impulso al siguiente. Ahora bien, si el eco recibido corresponde a un objetivo móvil, dicha diferencia de fase será diferente de unos impulsos sucesivos a otros, constituyendo la envolvente de ellos, la señal Doppler.

Interesa destacar que el proceso completo, desde la antena a la señal de videofrecuencia, es esencialmente lineal y que la información contenida en el impulso reci-

bido se conserva sin detrimento hasta transformarse en señal de frecuencia video. El efecto producido por el receptor coherente consiste en transformar el espectro de las señales recibidas (centrado sobre la frecuencia de portadora) en un espectro centrado sobre la frecuencia cero.

Igualmente debe hacerse notar que el amplificador HF, representado en el receptor en la figura 1, puede sustituirse por un receptor heterodino, siempre y cuando la señal recibida y la señal de referencia se mezclen con la del mismo oscilador local estabilizado. Ello permite sustituir la amplificación HF por una amplificación de FI mucho más cómoda de obtener sin por ello alterar el fundamento del funcionamiento.

### 2.2 Espectro de frecuencia de la señal recibida

El espectro del eco procedente de un objetivo fijo está constituido por rayas separadas a la frecuencia de repetición  $f_r$ . En la figura 2 se representa de trazo lleno una parte de dicho espectro, centrado alrededor de la frecuencia de portadora  $f_o$ .

Ahora bien, el espectro de un eco procedente de un objetivo móvil se encuentra desplazado el equivalente de la frecuencia Doppler  $f_D$  y produce rayas (representadas por trazos en la figura 2), de frecuencia:

$$f_o + f_D \pm n f_r$$

siendo  $n$  un entero.

En general, el fin perseguido es la eliminación de los ecos fijos, lo cual ha sido logrado primeramente mediante una línea de retardo cuya respuesta frecuencia sea de la forma:

$$\left| \cos \frac{f}{f_r} \right|$$

La figura 2 reproduce la correspondiente curva de respuesta.

Ahora bien, la anterior no es cierto más que si la antena del radar presenta dirección fija. Si la antena gira, como en el caso de un radar de vigilancia, las rayas del espectro se ensanchan y su anchura espectral se hace aproximadamente igual a la inversa del tiempo durante el cual el haz permanece sobre el blanco. El espectro de los ecos recibidos se convierte entonces en

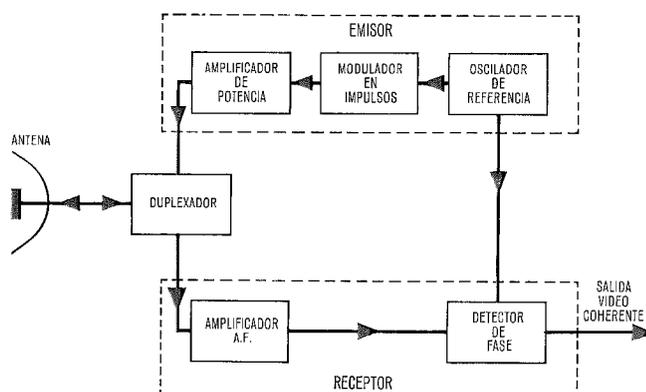


Fig. 1 Esquema de principio de un radar Doppler coherente.

\* Reproducido de L'Onde Électrique, Mayo 1967, No 482, Edición Chiron, París.

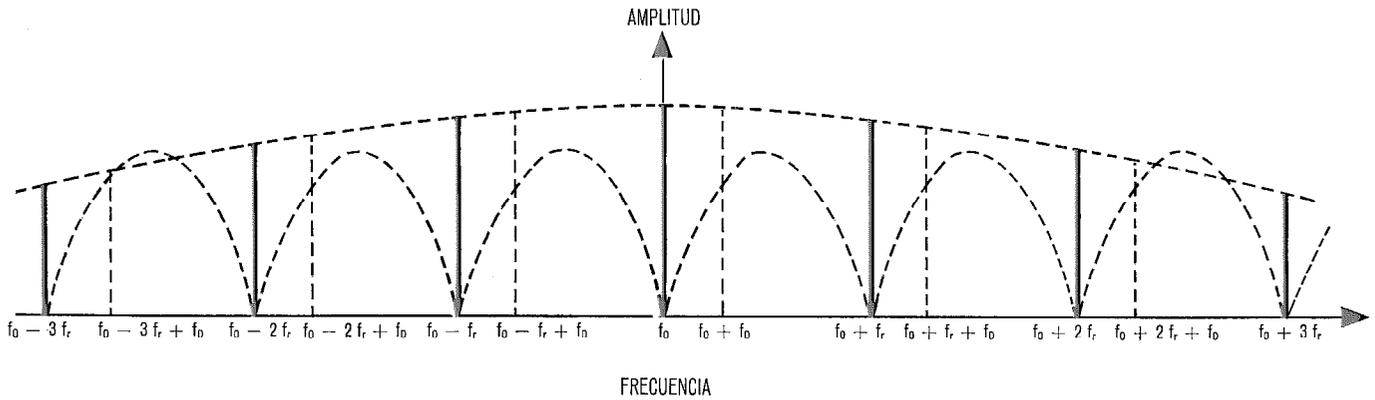


Fig. 2 Espectros de ecos para una antena fija:  
 — en trazo llano: objetivo tipo — líneas verticales de puntos: objetivo móvil.

el representado en la figura 3, teniendo en cuenta que las frecuencias negativas y positivas se superponen a la salida de videofrecuencia.

Inmediatamente se saca la conclusión de que el filtrado obtenido mediante una línea de retardo no elimina completamente los ecos fijos. Por el contrario, puede tenerse una eliminación mucho más completa mediante un filtro de banda como el representado en la figura 3 y cuyas frecuencias de corte sean  $f_{min}$  y  $f_r/2$ . Fácilmente se ve que el blanco móvil que dé una frecuencia Doppler comprendida entre  $nf_r + f_{min}$  y  $(n + 1) f_r - f_{min}$  dará una señal en dicho filtro, siendo eliminados los ecos fijos.

Esto solo es aplicable a un eco procedente de un objetivo determinado. Es pues necesario elegir un eco mediante una puerta de distancia antes de realizar el filtrado.

Para detectar los ecos en todo el margen de distancias del radar hay dos posibilidades:

- utilizar un gran número de puertas de distancia unas al lado de otras (generalmente un centenar), hasta cubrir el alcance máximo del radar, colocando a continuación de cada puerta un filtro Doppler, según se indica en la figura 4.
- utilizar un número más reducido de puertas de distancia (por ejemplo 5) y desplazarlas lentamente a lo largo de la escala de distancias.

El primer procedimiento evita toda posible pérdida de velocidad de información pero exige una gran multiplicidad de filtros Doppler y de puertas de distancia.

El segundo sistema conduce a un radar más sencillo, en perjuicio de aquella velocidad de información ya que

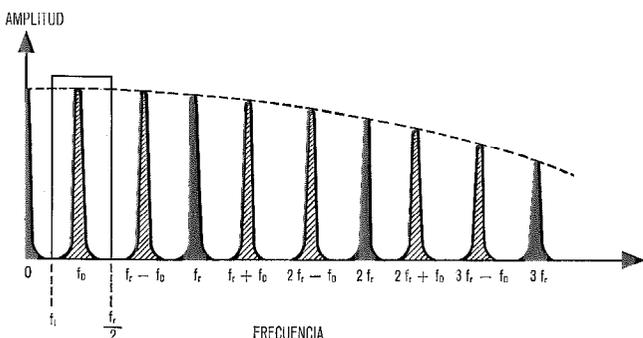


Fig. 3 Espectro de eco con antena giratoria.

el haz debe permanecer apuntando al blanco durante el tiempo exigido por las puertas de distancia, al objeto de explorar todo el alcance. No obstante este método es muy utilizado, es especial en los radares terrestres de vigilancia pues los objetivos se desplazan generalmente con lentitud.

### 2.3 Estimación del ruido

Como el receptor de un radar coherente tal como el representado en la figura 1, es lineal desde la antena hasta la salida de videofrecuencia, su banda de paso de ruido es la del filtro Doppler.

En el ejemplo de la figura 3, la banda de paso de ruido vale:  $f_r/2 - f_{min}$ , en tanto que la anchura de banda de la señal es mucho menor. Esta última puede evaluarse fácilmente. La velocidad de giro de la antena puede ajustarse de tal modo que permita que el haz permanezca sobre el blanco un tiempo por lo menos igual al periodo más bajo de la frecuencia Doppler a detectar, es decir por lo menos  $1/f_{min}$ . Por lo tanto, la anchura

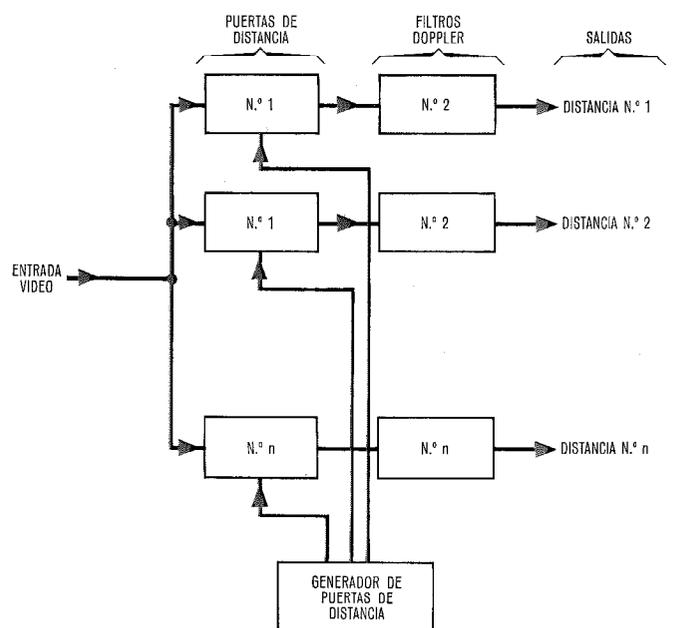


Fig. 4 Principio de la detección de ecos por medio de puertas de distancias definidas.

espectral de la señal recibida es aproximadamente  $f_i = f_{min}$ . En general, la relación de la banda de paso del ruido  $\left(\frac{f_r}{2} - f_{min}\right)$  a la banda de señal ( $f_i$ ) está comprendida entre 10 y 50, lo cual evidentemente lleva a una pérdida de sensibilidad en la misma proporción. La teoría de la Información demuestra que la mejor relación señal a ruido se obtiene cuando la banda de paso del receptor es exactamente igual a la anchura del espectro de la señal recibida. Para utilizar un filtro de tales características sería preciso conocer a priori la frecuencia Doppler lo cual es evidentemente imposible. No obstante, lo que si es posible es, colocar un gran número de filtros estrechos, cada uno con una banda de paso aproximada de  $f_i$ . A la salida de cada filtro, un circuito umbral y un detector permiten entonces detectar la presencia de un eco.

Una disposición como la anterior da lugar a un radar prácticamente perfecto en lo que a sensibilidad y velocidad de información se refiere, pero exige un número muy elevado de elementos, en especial una doble multiplicidad de filtros Doppler.

Tratándose de un radar clásico, el número  $n$  de puertas de distancia debe ser del orden de 100, y el número  $m$

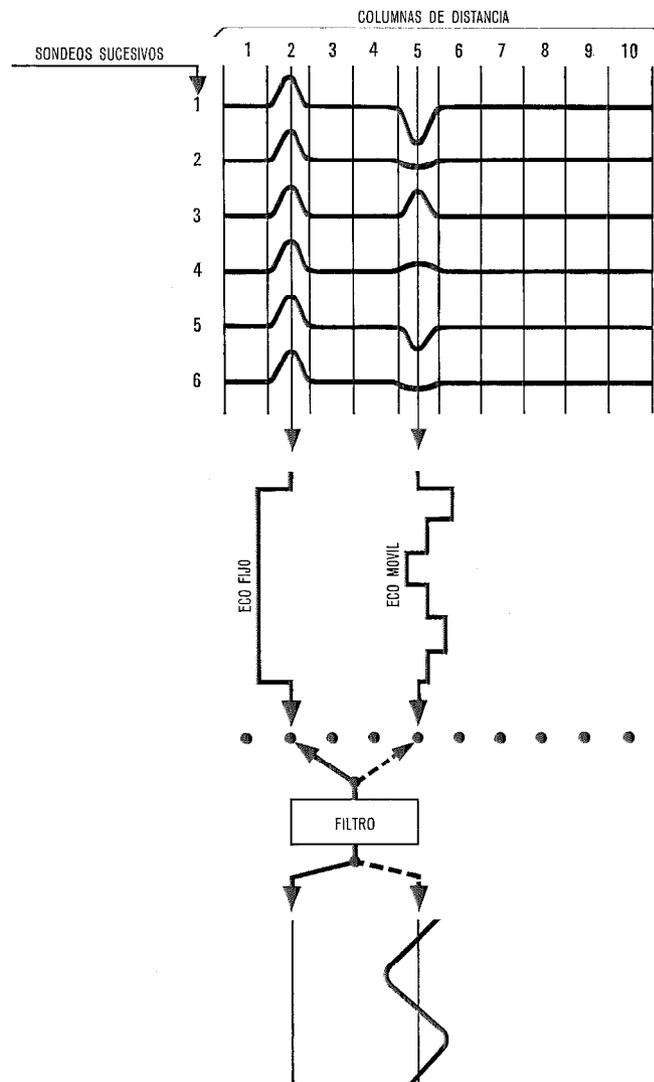


Fig. 5 Principio del nuevo sistema.

de filtros Doppler elementales de 10 cuando menos, lo cual nos lleva a una batería de 1000 filtros Doppler.

El fin perseguido por el sistema descrito a continuación consiste en evitar dicha multiplicidad de filtros Doppler conservando al mismo tiempo las características de calidad del radar.

### 3. Fundamento del sistema propuesto

Las señales de videofrecuencia procedentes de sucesivas exploraciones del radar se registran línea por línea en una memoria, según se indica en la figura 5. Se han representado seis sondeos con dos ecos cada uno, uno en la ranura de distancia nº 2 (eco fijo) y el otro en la ranura de distancia nº 5 (eco móvil).

Una vez completado el registro, se leen sucesivamente las columnas. Cada lectura da pues la historia del eco procedente de una determinada distancia pudiendo encaminarse las lecturas sucesivas hacia la batería de filtros Doppler en forma secuencial.

Existe la posibilidad de utilizar únicamente una sola batería de filtros, de circuitos umbral y de detectores, analizándose sucesivamente los diversos elementos de distancia y el funcionamiento en paralelo de la multiplicidad de puertas de distancia (descrito en la sección 1.3) se sustituye por un funcionamiento en serie.

El número  $n$  de columnas de distancia viene definido por el poder resolutivo del radar y el número  $p$  de explo-

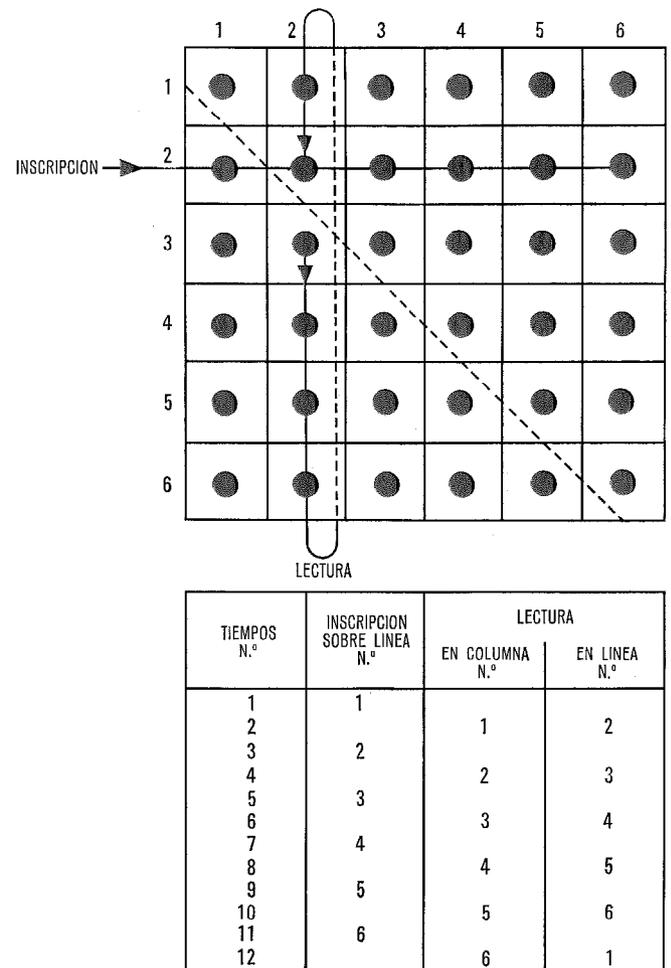


Fig. 6 Secuencia de inscripción y lectura en caso de una sola memoria.

raciones a registrar debe ser tal que al menos un período de la frecuencia Doppler más baja a detectar  $f_{min}$  sea registrado. Si  $f_r$  es la frecuencia de repetición, el número mínimo  $P_{min}$  de sondeos registrados es:

$$P_{min} = \frac{f_r}{f_{min}}$$

El tiempo de lectura de una columna es por completo independiente del exigido para el registro. Es por lo tanto posible elegir la velocidad de lectura y, en muchos casos, la lectura de una columna puede hacerse que coincida con el tiempo muerto que separa a dos sondeos sucesivos. De esta manera, el tiempo exigido por la lectura de la memoria puede tomarse igual o inferior al del registro.

Es posible emplear dos memorias, ocupándose una del registro mientras se lee la otra, o bien una programación secuencial de las inscripciones y las lecturas, lo cual permitirá un flujo continuo de informaciones con una sola memoria, en la forma que se indica en la figura 6.

Hasta el momento se ha despreciado el efecto producido por los transitorios de principio y fin de una lectura. Si el dispositivo ha de ofrecer un elevado grado de supresión de ecos fijos, es fundamental impedir el ensanchamiento del espectro ocasionado por el establecimiento brusco de la señal en un filtro Doppler (ver fig. 5).

En consecuencia es preciso suavizar la señal procedente de la memoria pudiendo demostrarse que el mejor procedimiento consiste en multiplicar la señal por una función Gaussiana del tiempo según se indica en la figura 7.

El comienzo y el final de la lectura de cada columna resultan suavizados considerablemente, lo cual permite evitar la excitación por choque de los filtros Doppler; sin embargo se pierde aproximadamente la mitad de la información.

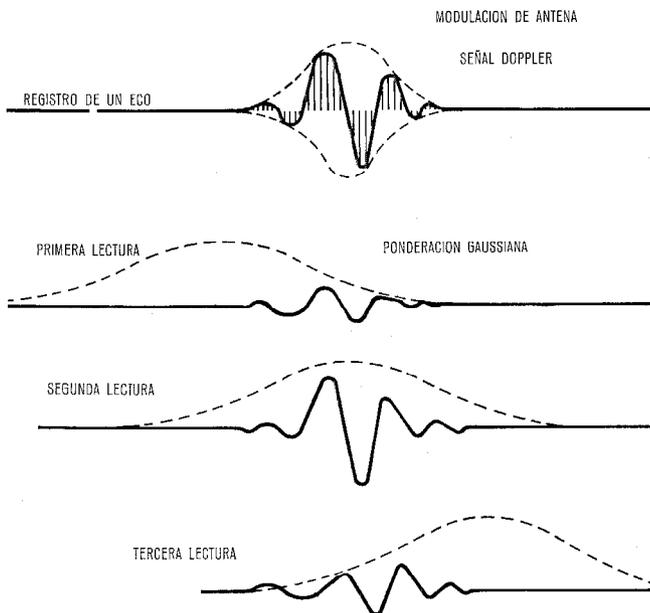


Fig. 7 Allsamiento de la señal con multiplicación por una función de Gauss.

A fin de suprimir dicho inconveniente, es preciso leer dos veces cada información, lo cual se consigue registrando un número de líneas doble del que teóricamente sería suficiente, efectuando la lectura según se indica en la figura 7.

#### 4. Realización práctica

Los radares de vigilancia modernos que funcionan en presencia de un nivel alto de ecos fijos tienen una gama dinámica superior a 40 db., lo cual es necesaria para detectar los ecos móviles superpuestos a ecos fijos superiores en 40 db. Es pues necesario conservar en el dispositivo dicha gama dinámica hasta el último detector. Las memorias analógicas existentes presentan gamas dinámicas del orden de 30 db., siendo por lo tanto insuficiente. Por lo tanto, en la práctica, es preciso registrar la información en forma digital.

Para hacer lo anterior, la señal de salida del detector coherente debe ser muestreada para cada intervalo elemental de distancia, y luego codificarse. A fin de evitar cualquier pérdida de información, el codificador debe tener 512 niveles (9 bits) lo cual da en teoría una gama dinámica de 56 db., debiendo el codificador, además, realizar una codificación durante la duración de un intervalo elemental de distancia, cuyo valor típico es de 1  $\mu$ s.

La señal así obtenida en forma numérica puede ser registrada en una memoria magnética y luego extraída por los procedimientos usuales. La memoria se lee según la figura 7 y el resultado alimenta al decodificador. La ponderación Gaussiana puede lograrse de diversas maneras siendo una de las más sencillas el alimentar al

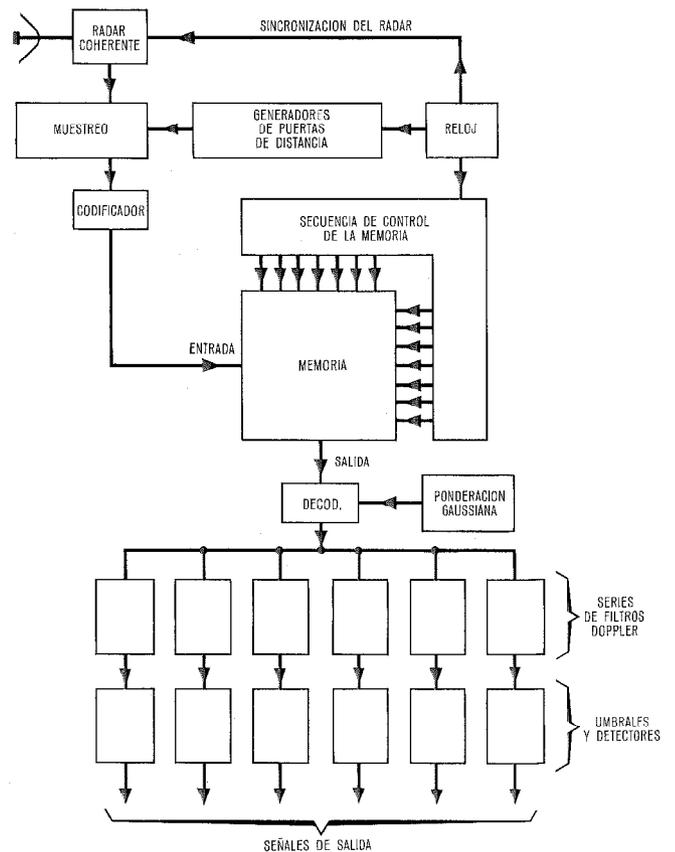


Fig. 8 Esquema funcional de conjunto del sistema.

descodificador con una señal en forma de curva de Gauss.

La señal analógica procedente del descodificador se envía a la batería de filtros Doppler, encontrándose a continuación de cada filtro un circuito umbral y un detector.

El esquema de conjunto del sistema se representa en la figura 8.

Por el hecho de la existencia de circuitos umbral, las señales de salida pueden siempre combinarse para constituir una salida común, sin que se sumen las potencias medias de ruido procedentes de los diversos filtros Doppler. Únicamente se suman, entonces, las probabilidades de falsa alarma, es decir de superación del umbral por un impulso de ruido. Cada canal corresponde a una gama de velocidad radial del objetivo y la salida de cada filtro puede actuar sobre un indicador de velocidad.

Cuando aparece una señal a la salida del sistema, la distancia correspondiente viene dada por el número de la columna que acaba de ser leída y que indica el circuito de secuencia de la memoria. Las señales de salida pueden pues hacerse aparecer sobre la pantalla de un oscilógrafo.

Las informaciones correspondientes a: azimut, distancia y velocidad radial del objetivo, pueden igualmente ser enviadas a un calculador central.

Debe hacerse notar que los procedimientos descritos, por eliminar todos los ecos procedentes de blancos cuya velocidad radial es inferior a un límite prefijado, evitan la sobrecarga del calculador dando lugar a una presentación notablemente clara en la pantalla del oscilógrafo.

## 5. Aplicación a los radares de vigilancia

### 5.1 Generalidades

En el proceso descrito anteriormente, la integración coherente de los ecos recibidos de determinado objetivo, se obtiene mediante filtros Doppler adaptados a la señal. La banda de paso de dichos filtros depende directamente del tiempo de paso de la antena sobre el objetivo; cuanto más largo sea dicho tiempo más pequeña es la anchura de banda de la señal.

En otras palabras, cuanto más lenta sea la exploración del rumbo, mayor será la sensibilidad del receptor. El dispositivo de manipulación de las informaciones Doppler permite obtener un valor máximo para el producto velocidad de información por sensibilidad.

La mejora en la relación señal/ruido puede acompañarse de un aumento del coeficiente de eliminación de ecos fijos. En efecto, el coeficiente limitador del poder eliminador está fundamentado principalmente en la estabilidad del oscilador de referencia y el ruido de fase del amplificador de potencia y del receptor.

En la mayoría de los casos, las variaciones de fase se deben a la modulación por un ruido blanco. El empleo de filtros Doppler de banda de paso más estrecha reducirá por lo tanto el ruido de fase en las mismas proporciones que el ruido de amplitud del receptor. El coeficiente de eliminación de ecos fijos se aumentaría, por tanto, en la misma proporción que la sensibilidad.

Tratándose de radares para vigilancia aérea, la elección deberá inclinarse por una velocidad de rotación alta

de la antena con un número reducido de filtros Doppler y con una mínima frecuencia Doppler alta.

Por el contrario, tratándose de la localización de objetivos lentos, peatones por ejemplo, deberá preferirse una exploración lenta, de la zona bajo vigilancia, combinada con una gran sensibilidad.

### 5.2 Características del modelo

El modelo realizado en LCT [2] ha sido simplificado voluntariamente, ya que se pretendía, más bien comprobar la validez del fundamento teórico, que obtener las óptimas características de ejecución. De este modo la capacidad en la memoria se ha limitado a 8000 palabras de 9 bits, precisándose 48.000 palabras para obtener la sensibilidad máxima.

No obstante, con un radar de vigilancia terrestre [1], las ganancias en velocidad de información y sensibilidad son notables, comparándolas con el procedimiento de análisis de puertas deslizantes que se emplea actualmente.

La utilización de 20 filtros Doppler permite obtener una ganancia en sensibilidad de 13 db., así como la representación de la velocidad radial de los objetivos detectados.

En lo que respecta a distancia, 64 puertas de 160 m. cada una garantizan la vigilancia de una zona de 10 Km. de profundidad. En el caso de antena con un haz de radiación de 1,4° de anchura a 3 db., el tiempo necesario para explorar una zona de 180° de apertura es de 4 s., valor que es preciso comparar con los 22 s. que se necesitaban en el caso de cinco puertas desplazables [1].

## 6. Conclusión

El procedimiento descrito más arriba, que se ha desarrollado basándose en una idea original de Mr. Albagli, ingeniero jefe del "Génie Maritime", constituye una realización relativamente simple del filtro adaptado que permite confiar en una notable mejora de los radares de tierra.

Los resultados teóricos han podido confirmarse gracias a medidas de laboratorio, así como a las pruebas realizadas con un modelo completo construido mediante contrato de la "Direction des Recherches et Moyens d'Essais" contando con créditos de ITT. Próximamente serán realizadas pruebas de campo con radares de vigilancia de tierra con objeto de determinar por completo las ventajas del procedimiento.

Es importante destacar que la utilización de este dispositivo no debe considerarse limitado al caso de radares de vigilancia de tierra sino que puede extenderse al de los radares Doppler modernos destinados a la vigilancia aérea en los cuales la sensibilidad y la velocidad de información son de capital importancia.

El presente estudio ha contado con la inapreciable colaboración de la "Direction des Recherches et Moyens d'Essais" y de la "Section d'Etudes et de Fabrication des Télécommunications".

Representa el trabajo de todo un equipo de ingenieros y técnicos de LCT, a los que el autor desea expresar su más vivo reconocimiento.

**Referencias**

- [1] G. Van den Broek: Le radar SDS, radar de surveillance destiné à la détection des objectifs mobiles au sol. L'Onde Electrique, Octobre 1964, págs. 1032—1036.  
[2] Comunicaciones Eléctricas, Volumen 42, Nº 3, 1967, págs. 90—91.

**Patentes utilizadas**

- [1] Patente francesa 1 384 552, archivada el 28 Agosto 1958 en nombre de S. Albagli, Ingeniero Jefe de Ingeniería naval: mejoras en radar coherentes.  
[2] Patente francesa 1 438 257, archivada el 14 de Diciembre de 1964 en nombre de LCT (inventores: H. J. Bosc, G. M. E. van den Broek d'Obrenan, J. M. H. Colin, J. M. Villemagne): Mejoras a los radar Doppler de impulsos.  
[3] Patente francesa 1 448 794, archivada el 17 de Febrero de 1965 en nombre de LCT (inventores H. J. Bosc, J. M. H. Colin, J. M. Villemagne, R. Visocekas): Memoria en los impulsos de radar coherente Doppler.

**J. M. Colin**, nació en Nancy, Francia, el 11 de Julio de 1936. En 1958, recibió el grado de Ingeniero en electrónica en la "Ecole Supérieure d'Electricité" y posteriormente el de Doctor en la sección de ciencias de la Universidad de París.

Entró en 1962 en el Laboratoire Central de Télécommunications y actualmente es el jefe en el departamento de radar de la sección de estudios avanzados, que está principalmente dedicada a investigación y desarrollo de nuevos procesos para mejorar la ejecución de radar coherentes realizando la eliminación de parásitos y las medidas de velocidad radial de los objetivos.

# Sistema de conmutación 11 B

E. EKBERGH

Standard Telephones and Cables Limited, London

## 1. Introducción

El sistema de conmutación 11 B de barras cruzadas se ha diseñado para centrales públicas de pequeña capacidad. Es parte de la familia de equipos de conmutación de ITT. La parte central utiliza un control por lógica cableada y tiene todas las características de los modernos sistemas electrónicos. Emplea nuevos componentes miniaturizados y gran cantidad de medios electrónicos en el equipo de control para lograr

- calidad superior
- gran velocidad de funcionamiento,
- poco volumen, y
- fácil instalación.

El sistema se ha diseñado para un margen de capacidades de 16 a 12.288 líneas en dos pasos, de 16 a 512 líneas en una central a dos etapas, y de 96 a 12.288 líneas en una central a cuatro etapas.

Se emplean circuitos integrados y componentes discretos en el equipo de control. El relé miniatura, que se puede ver en la figura 1, se usa en el circuito de línea, en los alimentadores locales y en los enlaces.

La matriz de conmutación proporciona un camino a cuatro hilos y opera con conmutadores retenidos mecánicamente (Fig. 2).

## 2. Objetivos del diseño

Para el margen desde 96 hasta 12.288 se utiliza una red standardizada a 4 etapas. Una parte de esta red se utiliza para formar la central de 2 etapas. La normalización de las unidades enchufables y de la práctica de equipos facilita la conversión de la central de 2 etapas en una de 4 etapas.

Las dos configuraciones de centrales pueden funcionar como unidades independientes en una red, o por el contrario, como centrales dependientes. La red a cuatro etapas se puede usar también para la extensión de una central paso a paso con añadidos de poca importancia en los dispositivos de adaptación a relés para el tráfico entrante.

Se han considerado durante el diseño muy especialmente los siguientes aspectos:

- reducción del tiempo de instalación y pruebas utilizando muy extensamente placas enchufables de circuitos impresos;
- procedimientos de mantenimiento claros y limpios, que se logran gracias a una sofisticada identificación de faltas, y a la transferencia de las alarmas hacia un centro de mantenimiento alejado;
- flexibilidad en el número de abonados, enlaces, tráfico y facilidades especiales;
- conversión sencilla desde una a varias etapas o de las redes de 2 a 4 etapas añadiendo placas normalizadas a unos cuadros alambreados previamente;
- funcionamiento sin atención.

## 3. Descripción del sistema

### 3.1 Posibilidades generales

El sistema 11 B trata tráfico local, entrante, saliente y de tránsito. Existe una clase separada de información de servicio para el tráfico originado y de transmisión. Se suministra un traductor de número de equipo en número de guía para proporcionar una completa libertad en la asignación del número de guía. Se utilizan comunes a todos los registradores unos analizadores de ruta con traductores de numeración que están centralizados. La señalización de línea y de registrador puede cumplir cualquier especificación, por ejemplo, puede ser a corriente continua o a multifrecuencias en el caso de corriente alterna.

### 3.2 Organización de la red

La red de conmutación a 4 etapas comprende 2 unidades importantes; el elemento de selección de líneas y el elemento de selección de grupo. Cada uno de estos elementos consta de 2 etapas de conmutación A y B; por

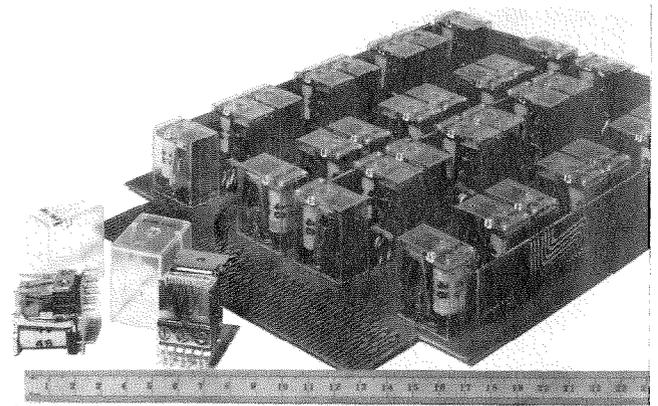


Fig. 1. Relé miniatura.

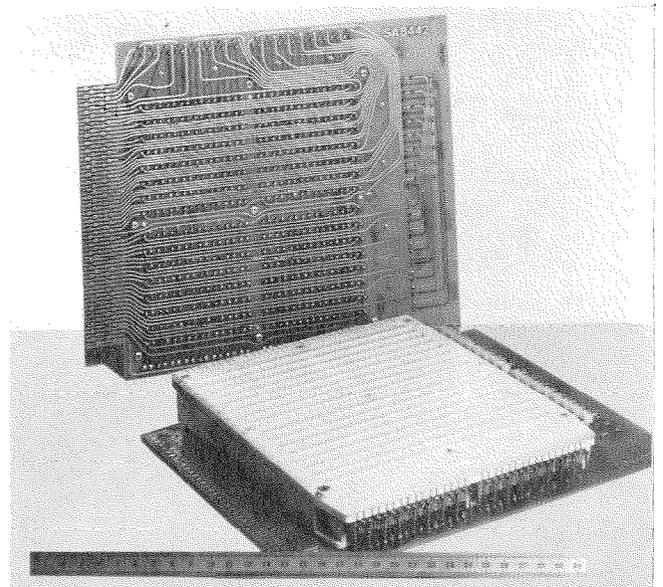


Fig. 2. La unidad de conmutación.

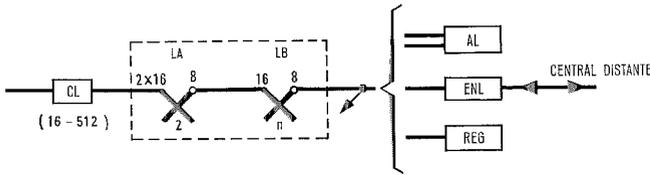


Fig. 3 Central de dos etapas: desde 16 á 512 abonados.

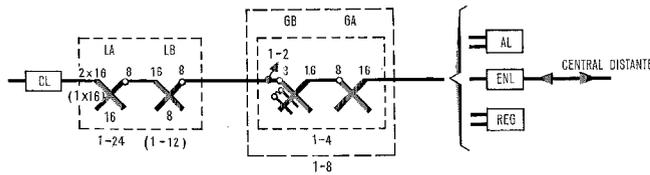


Fig. 4 Central de 4 etapas: desde 96 hasta 12.288 abonados.

- |     |                               |     |                   |
|-----|-------------------------------|-----|-------------------|
| AL  | alimentadores locales         | GB  | unidad de grupo B |
| CL  | circuitos de línea de abonado | LA  | unidad de línea A |
| ENL | enlaces                       | LB  | unidad de línea B |
| GA  | unidad de grupo A             | REG | registradores     |

lo tanto la red de conmutación se compone del elemento de línea A, del elemento de línea B, el elemento de grupo A, y del elemento de grupo B. La red de 2 etapas se construye tomando dos de estos elementos básicos. En las figuras 3 y 4 tenemos la disposición de los dos tipos de centrales.

### 3.2.1 Versión de 2 etapas

En la versión de 2 etapas, la etapa primaria (elemento de línea A) está conectada a la etapa secundaria (elemento de línea B) por medio de mallas. En la figura 3 está representada la organización de la central de 512 líneas. Los abonados están conectados a la primera etapa, que se extiende por saltos de 16. Los alimentadores locales, los enlaces y los registradores están conectados a la segunda etapa. La conmutación se hace a 4 hilos en todos los puntos de cruce.

### 3.2.2 Versión a 4 etapas

En la versión a 4 etapas, dependiendo del tráfico se conectarán 256 ó 512 abonados a un elemento de selección de líneas (Fig. 4). Cuando el diseño alcanza el máximo existen un máximo de 24 elementos de líneas y 8 elementos de selección de grupo.

En este caso, se conectan 8 salidas del elemento de selección de líneas a cada elemento de selección de grupo. Si se necesitaran menos elementos de selección de grupo, se conectarían más salidas de cada elemento de selección de línea a cada elemento de selección de grupo.

Existen circuitos de enlace en los elementos de selección de grupo y también conectando elementos de selección de grupo para cursar tráfico ordinario (por ejemplo entre enlace y registrador) o para tráfico de desbordamiento.

### 3.3 Capacidad de tráfico

Se han realizado numerosas simulaciones de tráfico para comprobar los principios de diseño y para determinar las reglas de dimensionado. El sistema es muy flexible con respecto a la capacidad de tráfico, su única

rigidez consiste en que en la versión a 4 etapas hay que escoger entre un elemento de selección de líneas de 256 abonados y un tráfico medio de 0,16 erlangs o un elemento de selección de líneas con 512 líneas y un tráfico medio de 0,08 erlangs por abonado. Para todos los casos de tráfico y versiones, se repone el camino para obtener un mínimo de pérdidas internas. El número de elementos de selección de grupo, de alimentaciones locales, registradores y enlaces vienen determinados por el tráfico.

### 3.4 Filosofía de marcaje

En la figura 5 están representados un elemento de selección de líneas, un elemento de selección de grupo y un marcador central. Cada elemento de selección de líneas y de grupo tienen su propio marcador, marcador de línea y marcador de grupo respectivamente, que pueden estar duplicados por razones de seguridad en el caso de la versión a 4 etapas. Los marcadores de línea y de grupo están controlados por un reloj y vigilan el funcionamiento de sus conmutadores. El marcador central solo se toma cuando se realizan operaciones de test o de desconexión, y se relaciona con los marcadores de línea y de grupo para:

- identificar las líneas llamantes y llamadas,
- observar cual es el estado de los enlaces, registradores, alimentadores locales, etc.

Se utilizan una serie de tests condicionales sobre una red especial para determinar un camino libre en la red a 4 hilos.

En la figura 6 está representado el principio de marcaje de la red de dos etapas.

### 3.5 Supervisión de la llamada

Todos los elementos que supervisan las conexiones están conectados a la salida del elemento de selección

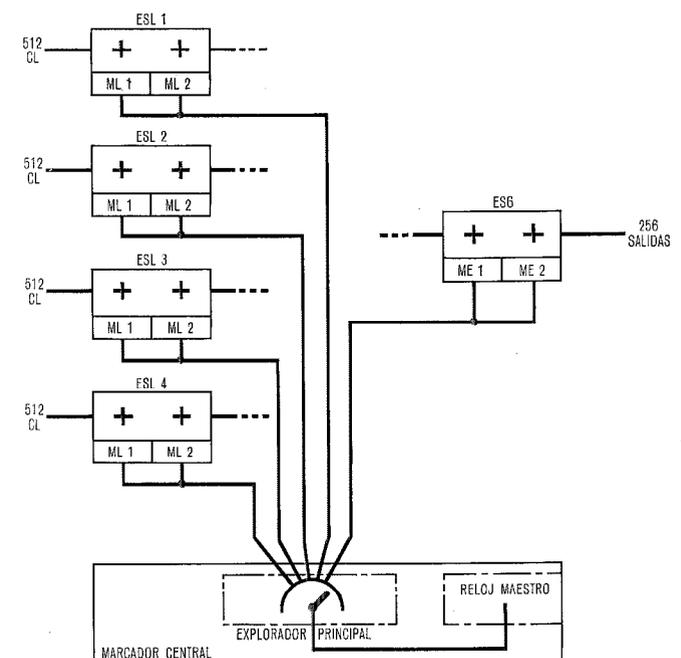


Fig. 5 Filosofía de marcaje para una central de 4 etapas.  
 CL circuitos de línea de abonado  
 ESG elemento de selección de grupo  
 ESL elemento de selección de línea  
 ME marcador de enlaces  
 ML marcador de líneas

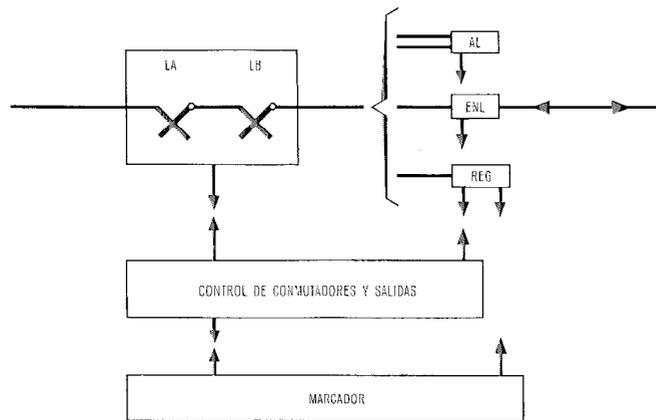


Fig. 6 Principio de marcaje para la red a 2 etapas.

de grupo. Estos elementos son los alimentadores locales, enlaces y registradores.

Los alimentadores locales son los elementos que supervisan las llamadas locales, como su nombre indica proporciona la alimentación para los abonados, supervisan el bucle y envían la corriente de llamada y los tonos hacia los abonados.

Los enlaces realizan las funciones anteriores para el abonado local (que llama o llamado según corresponda) y adaptan la señalización para enviarla por la línea hacia otras centrales.

Los registradores — combinación de registrador y emisor — supervisan al abonado durante el envío de cifras, y controlan la salida de impulsos (si fuera necesario) y hacia los enlaces.

#### 4. Funcionamiento del sistema

En la figura 7 tenemos el diagrama de bloques de la central de 4 etapas. Todas las operaciones están controladas por el marcador por medio de un programa controlado por reloj y un explorador que permite enviar instrucciones hacia los marcadores de línea y de grupo, y hacia el traductor de códigos, al mismo tiempo que nos permite recibir información de ellos. Las funciones básicas que el marcador central puede ordenar a los marcadores de línea y de grupo son:

- exploración de la línea que llama o del enlace entrante,
- selección y conexión de un camino hacia una salida determinada desde un abonado o desde un enlace, por ejemplo, hacia un registrador, alimentador local o enlace, y
- desconexión.

La detección de una línea que llama se hace en el marcador de líneas y la de un enlace que llama en el marcador de grupo. La elección del camino y la posterior conexión de una nueva llamada al registrador se lleva a cabo por medio de una red de detección de caminos libres como se ve en la figura 8. Se inyecta una señal en el elemento de selección de líneas a que corresponde a la petición de conexión del abonado que llama. Esta señal se propaga a través del haz a todos los caminos que están libres. Bajo las instrucciones del marcador central, el marcador de enlaces, marca la salida apropiada del elemento de selección de enlace A a la conexión requerida. Por medio de esta orden, el explorador de salidas, el explorador de enlaces B, y el explorador de entradas se puede conocer uno de los caminos libres disponibles, y los exploradores definen, en unión del número de equipo dicho camino. Aplicando impulsos de control a los electros de los conmutadores, se establece la conexión.

La información de encaminamiento recibida por el registrador se traduce en el traductor para determinar la ruta pedida por el abonado. El traductor de códigos está explorando continuamente los registradores, se para, si encuentra un registrador que le pide información. La in-

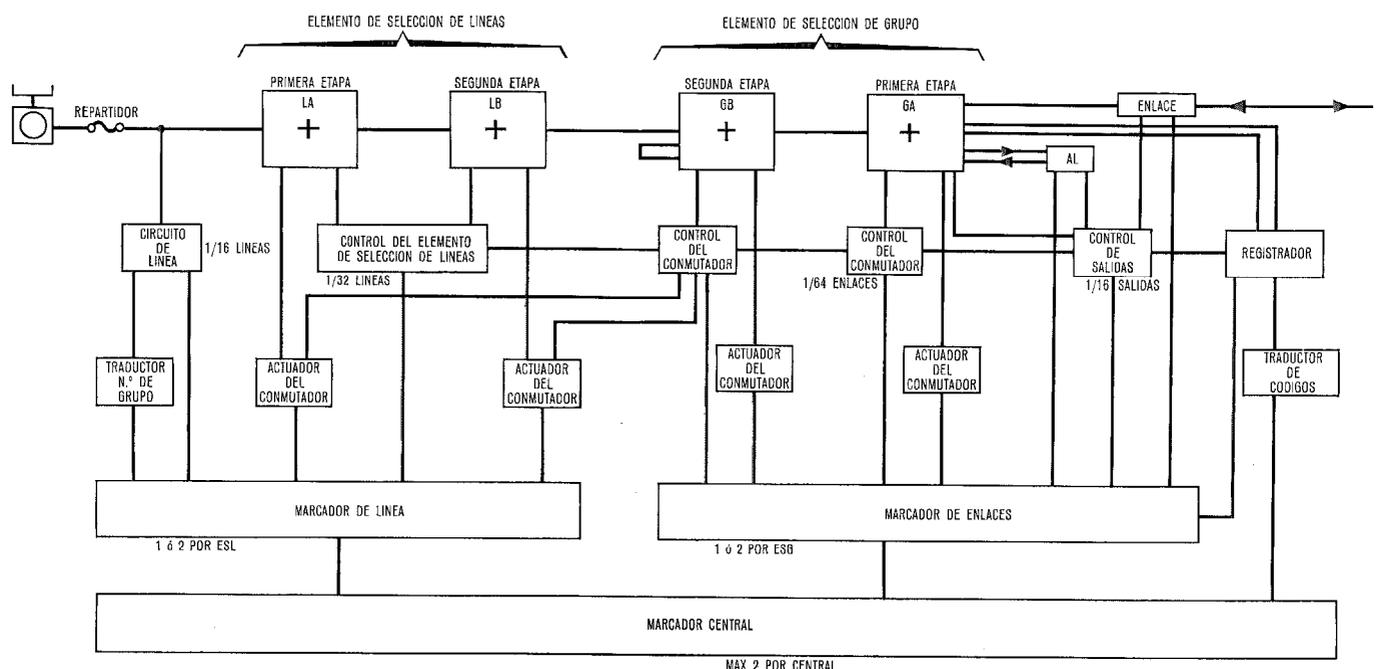


Fig. 7 Diagrama de bloques de la central a 4 etapas.

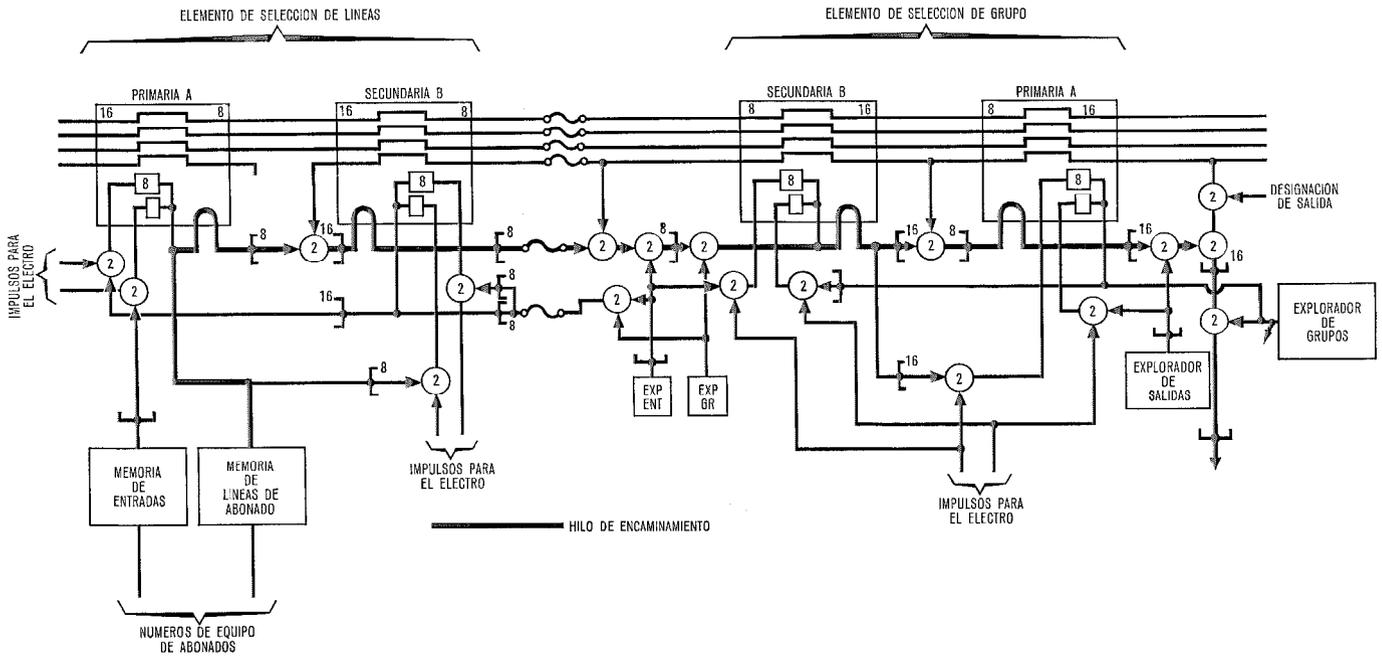


Fig. 8 Selección de camino y equipo de conexión.  
 EXP ENT explorador de entradas    EXP GR explorador de grupo

formación de salida del traductor de códigos que puede ser, el código de la ruta, o el número de guía del abonado llamado, información sobre la tasación, etc., se envía hacia el marcador central para que se establezca la conexión final.

Cuando se ha establecido un camino a través de los multiconmutadores, queda ocupado para las llamadas posteriores. Cuando el abonado que llama termina su conversación, se quita esta condición de ocupación y el camino se puede tomar de nuevo, pero los puntos de cruce quedan actuados debido a su retención mecánica, hasta que el marcador central dé la orden de liberación, cuando se ha terminado la llamada.

Las conexiones típicas a través de la red de conversación son las siguientes:

- abonado a alimentador local, registrador a enlace,
- enlace entrante a registrador o registrador a enlace saliente utilizando una línea de unión entre centrales,
- utilización de una malla de enlace para el tráfico de desbordamiento cuando no es posible la conexión directa punto a punto.

### 5. Diseño mecánico

Para montar el equipo se ha utilizado la práctica de equipos ISEP (práctica normalizada de equipos de ITT), un bastidor tiene una altura de 2640 milímetros, 900 milímetros de ancho y 355 milímetros de profundidad (Fig. 9).

Todos los conmutadores, relés, componentes discretos y circuitos integrados están montados sobre placas impresas de 282 milímetros por 221 milímetros y se montan formando conjuntos de 15. Cuatro de estos conjuntos forman un cuadro y dos cuadros en unión de un elemento con piezas diversas (panel de supervisión) forman el bastidor. El panel del centro se utiliza para montar diversos componentes para facilitar los trabajos de mantenimiento

y sirve también para instalar algunas piezas deflectoras de la corriente de aire caliente, cuando es necesario.

### 6. Alimentación

La alimentación básica es de  $-48 \text{ V.} \pm 4$  voltios y se utiliza para la actuación de los multiconmutadores y los relés. Además se necesitan las siguientes alimentaciones:

- +  $48 \pm 4$  voltios para la tasación,
- +  $18 \pm 0,5$  y +  $12 \pm 0,5$  voltios para los componentes electrónicos discretos,
- +  $5 \pm 0,25$  voltios para algunos componentes discretos y circuitos integrados.

### 7. Instalación y pruebas

La utilización de la técnica de unidades enchufables nos permite llegar a un tiempo de instalación y prueba, de aproximadamente una hora por línea, el tiempo depende, claro está, del tamaño de la central y del entrenamiento del personal.

En la figura 10 se muestra la implantación de una central de 4000 líneas.

### 8. Conclusión

El sistema 11B es el primer sistema de conmutación para centrales públicas que utiliza el multiconmutador miniatura de ITT. Se ha aprovechado la baratura de los puntos de cruce electromecánicos, combinándola con un control centralizado rápido para conseguir un sistema muy normalizado de conmutación para un gran margen de tamaños de centrales y tráficos. Otras características que le hacen muy competitivo son su modularidad, haciendo muy fáciles las extensiones; su adaptabilidad a diferentes especificaciones; sus reducidas dimensiones y su relativamente bajo tiempo de instalación y pruebas en

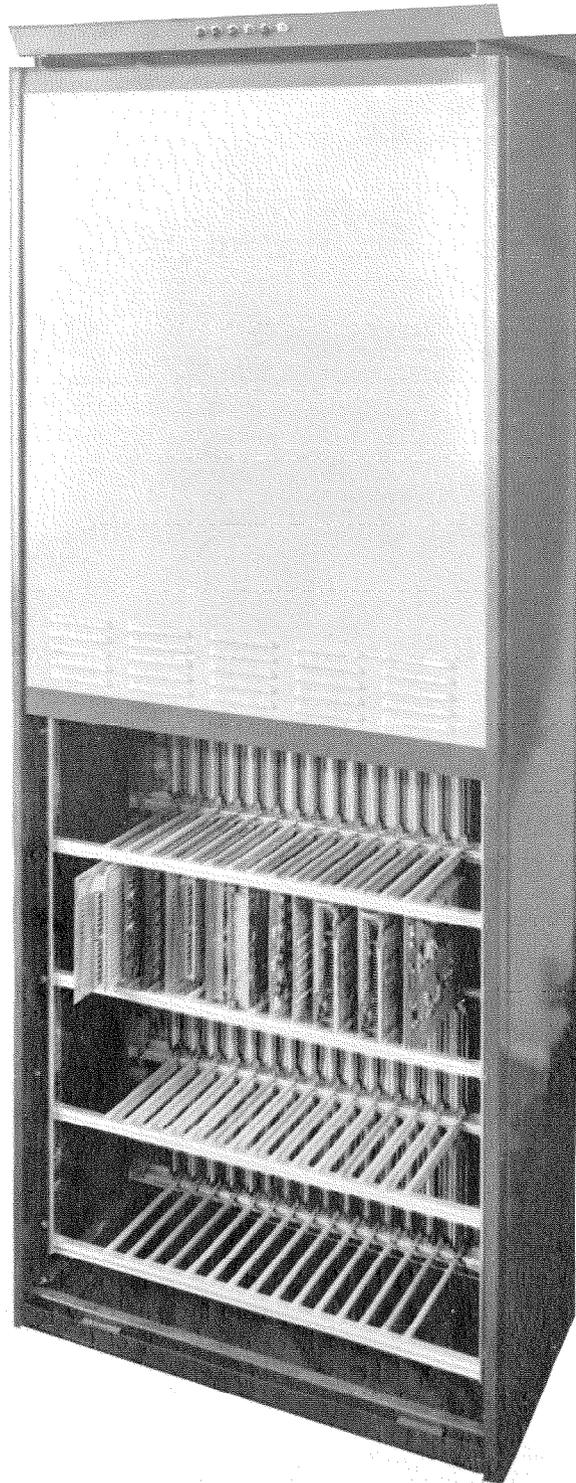
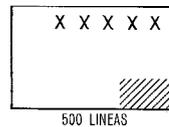
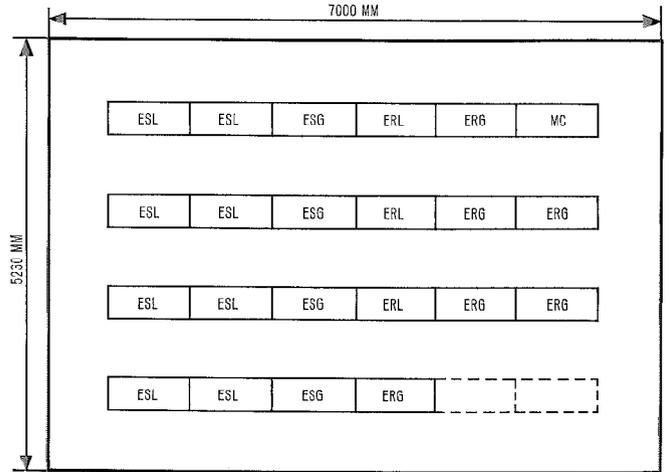
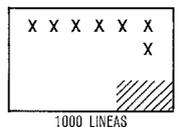


Fig. 9 Detalles de construcción de acuerdo con los equipos ISEP de ITT.

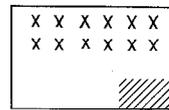
comparación con los sistemas actuales. El mantenimiento en la central se reduce únicamente a la supervisión localización de faltas y reemplazamiento de la unidad enchufable averiada.



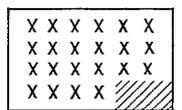
500 LINEAS



1000 LINEAS



2000 LINEAS



4000 LINEAS

POSICION DE LOS BASTIDORES EQUIPADOS

Fig. 10 Disposición en planta para una central de 4.000 líneas.

#### Referencias

- [1] H. H. Adelaar y J. L. Masure: Semi-electronic Reed Crosspoint Telephone Switching System 10 CX, Electrical Communication, Vol. 42 (1967), N° 1, págs. 33—46.
- [2] F. Bevibaum, J. Evans y F. Leyssans: Standard Equipment Practice for ITT Europe, Electrical Communication, Vol. 39 (1964), N° 1, págs. 199—211.

**Evert Ekbergh** nació el día 16 de Mayo de 1928 en Härnösand, Suecia. Se graduó en la escuela de la Administración de Telecomunicaciones en 1950 y recibió el título de Master of Science en ingeniería eléctrica en 1954 en el Real Instituto tecnológico de Estocolmo.

Después de cerca de 8 años de trabajo administrativo, en evaluación de sistemas, planificación y análisis de tráfico con la Administración de telecomunicación, entró a formar parte del personal de Standard Radio & Telefon en 1956 como ayudante de ingeniero jefe de conmutación. Pasó a ser ingeniero jefe de conmutación en 1961 y fué el responsable del diseño y exportación de sistemas telefónicos para centrales públicas. En 1966 fué nombrado ingeniero jefe de la División de barras cruzadas de Standard Telephones and Cables (Gran Bretaña).

Mr. Ekbergh es miembro de la Asociación sueca de Ingenieros y Arquitectos.

# La aplicación de los efectos masivos de "electron transferido" en el arseniuro de galio

J. S. HEEKS

G. KING

C. P. SANDBANK

Standard Telecommunication Laboratories Limited, Londres

## 1. Introducción

El oscilador de microondas de "electrón transferido" o de "efecto Gunn" representa la última incursión de la técnica del estado sólido en la región de las microondas y su impacto en este área, podría compararse al del transistor para frecuencias más bajas. La observación experimental de las oscilaciones coherentes de corriente de microondas que se producen en el arseniuro de galio tipo  $n$ , cuando el campo aplicado es suficientemente grande, fué hecha primero por J. B. Gunn [1] en 1963. Aunque no fué apreciado en aquel momento, la parte esencial de la explicación teórica del fenómeno se había dado anteriormente en trabajos publicados por Ridley y Watkins [2] e Hilsum [3]. Los estudios, muy extensos, teóricos y experimentales, realizados en este período, han dado ahora por resultado un detallado entendimiento de los principios físicos en que se basa el efecto Gunn. Estos principios, que son necesarios para comprender básicamente el comportamiento del dispositivo, se describen brevemente en este artículo.

Un oscilador de "electron transferido" es radicalmente diferente de otros dispositivos más conocidos como el transistor, el varactor y el diodo túnel; en él el mecanismo operatorio proviene de una propiedad de la masa del arseniuro de galio y por tanto no hay uniones  $p-n$ . El dispositivo por si solo, activo, consiste simplemente en una pieza regular geométrica y electricamente uniforme de semiconductor con dos contactos óhmicos para la aplicación de la tensión de excitación. En el modo de operación que puede observarse más fácilmente, y más ampliamente usado del efecto Gunn, un volumen de carga espacial, llamado dominio eléctrico, atraviesa la probeta de cátodo a ánodo durante cada ciclo. De modo que el efecto es dependiente del tiempo de tránsito y cuanto mayor sea la frecuencia de trabajo, más delgada ha de ser la probeta. En consecuencia, la potencia de salida para una impedancia dada del dispositivo disminuye como  $\frac{1}{f^2}$  y además, para una frecuencia de trabajo fija, un incremento en la potencia de salida va acompañado de una reducción proporcional en la impedancia del dispositivo. En este aspecto, el oscilador de efecto Gunn trabajando en modo de tiempo de tránsito es similar a dispositivos existentes de estado sólido, si bien su característica potencia-frecuencia es considerablemente mayor. Además, un modo de operación diferente ha sido identificado por Copeland [4], al que se refiere como el modo "acumulación de carga en espacio limitado" o modo LSA, por medio del cual se evita la limitación del tiempo de tránsito. Aunque el circuito y condiciones de excitación para esta forma de operación son bastante críticas, la técnica abre la posibilidad de potencias pulsadas realmente elevadas sobre todo el espectro de las microondas.

Los campos relativamente altos y la conductividad del material, apropiados para el efecto Gunn, unidos a la baja eficacia de conversión, producen una elevada disipación de energía en todo el cuerpo del dispositivo. De modo que para trabajo en onda continua, la disipación de calor necesaria, sólo es posible con dispositivos de dimensiones lineales muy pequeñas. En la práctica la limitación consiguiente en el espesor del material restringe la frecuencia de trabajo a un poco más de unos 4 GHz. y la limitación del volumen activo total, restringe la potencia de salida a unos pocos cientos de milivatios. Sin embargo, utilizando impulsos, al reducirse la disipación media, reduciendo el ciclo de trabajo, desaparece la restricción de la baja frecuencia, y la potencia de salida pulsada puede ser incrementada aumentando el área de la sección transversal del dispositivo en el caso que éste sea de tipo "tiempo de tránsito" o el área de la sección transversal y/o el espesor de la probeta para un dispositivo LSA. De la misma forma que en la consideración de la potencia media, habrá sin duda un límite a la anchura máxima admisible de la pulsación para evitar sobrecalentamiento durante el impulso. Sin embargo, las longitudes de impulsos, salidas de potencia y ciclos de trabajo necesarios para los sistemas existentes, tales como radares móviles, equipos de búsqueda de dirección y altura en aviación, y sistemas de identificación de aviones, parecen ser completamente factibles, basados en los resultados ya alcanzados.

Pueden resumirse algunas de las ventajas del oscilador de microondas de efecto Gunn, como sigue:

- a) Es un dispositivo de estado sólido capaz de ser diseñado para trabajar en cualquier región del espectro de microondas.
- b) Son factibles potencias de salida de unos pocos cientos de milivatios en onda continua o del orden de un kilovatio en impulsos.
- c) La probeta activa es pequeña, sencilla, y potencialmente barata, y es compatible con la tecnología de circuitos integrados híbridos.
- d) El oscilador es más compatible con circuitos de excitación de estado sólido que los osciladores de alta tensión con tubo de microondas.

Parece pues posible que este nuevo tipo de dispositivo de efecto masivo, encontrará también, en el futuro, aplicaciones en áreas no directamente relacionadas con la generación de microondas. Con objeto de ilustrar este punto, se discute el circuito integrado funcional originado en el dominio, en conexión con el uso de dominios de campos elevados para generar funciones complejas y la aplicación a sistemas digitales y de proceso de datos de alta velocidad.

2. Mecanismo del efecto Gunn

El efecto Gunn proviene de una propiedad especial de transporte de electrones en el GaAs y en otros determinados compuestos semiconductores, que no se encuentra a temperaturas y presiones normales en semiconductores elementales como el silicio y el germanio. El arseniuro de galio es un semiconductor de espacio vacío y los electrones de la parte inferior de la franja de conducción presentan una masa efectiva baja y una movilidad muy elevada. Sometidos a un campo eléctrico grande, del orden de 3 Kv/cm., la energía suministrada por el campo a los electrones no parece ser disipada en la estructura del cristal y la energía media del electron (es decir, la temperatura del electron) sube por encima de la de la estructura. Con campos eléctricos crecientes estos electrones "calientes" hacen una transferencia rápida y casi completa a los más numerosos estados de energía más elevada en la franja de conducción en que su masa efectiva es mayor y la movilidad mucho menor. El efecto neto de este proceso es producir una característica con una región de movilidad diferencial negativa, como se muestra en la figura 1. Para valores de campo excitador ( $E_B$ ) en la región de la curva de pendiente negativa existe una situación inestable que produce una redistribución de la carga electrónica y del campo en toda la probeta. Esta inestabilidad fué predicha con éxito por Ridley [5] que sugirió que se formaría una región estrecha de elevada intensidad de campo, a la que llamó "dominio", que evitaría que la conductividad negativa fuera directamente accesible en el terminal de la probeta. La formación de un dominio está representada esquemáticamente por la construcción en la figura 1, de los valores típicos del pico de campo del dominio  $E_2$  (~ 100 Kv/cm.) y del campo en el resto de la probeta,  $E_1$  (~ 1,5 Kv/cm.). La distribución del campo y de la carga espacial en el dominio, mostrada en la figura 2, son análogas a las que se producen en una unión  $p-n$  irregular. Una consecuencia del agotamiento completo en el lado cargado positivamente del dominio es que, para que haya continuidad en la corriente, el dominio debe moverse con la misma velocidad que varía el portador en el exterior del dominio. El dominio se inicia en el contacto del cátodo y se mueve hacia el ánodo con una velocidad uniforme de unos  $10^7$  cm./seg, siendo la corriente durante

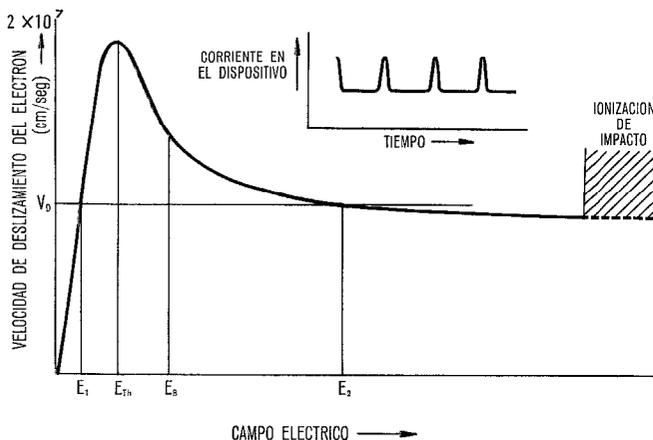


Fig. 1 Característica de electrón transferido del GaAs mostrando la distribución del campo del dominio y la corriente del dispositivo.

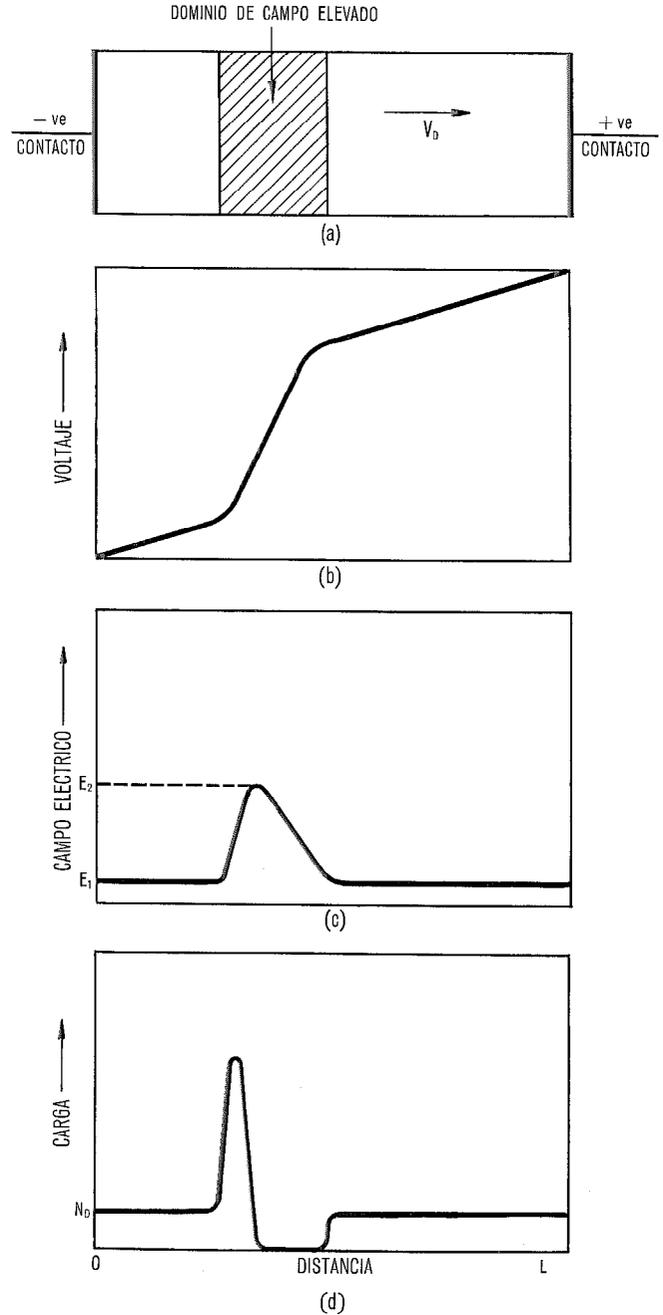


Fig. 2 a) Representación del oscilador de efecto Gunn. b) Distribución del voltaje a través del dispositivo. c) Distribución del campo eléctrico. d) Distribución de la carga.

este tiempo de tránsito, constante, con un valor de aproximadamente la mitad de la corriente umbral. Al alcanzar el ánodo, el dominio se desvanece y la corriente aumenta al valor umbral, volviendo a empezar el ciclo con la creación de un nuevo dominio en el cátodo. La forma de onda de la corriente se muestra en el detalle de la figura 1.

Se deduce de la forma aplastada de la característica de transferencia de electrón para campos elevados, que la corriente en presencia de un dominio, es relativamente independiente de la excitación aplicada, absorbiendo el dominio mismo los cambios de voltaje en el terminal. Los límites a este proceso son por un lado que el voltaje del

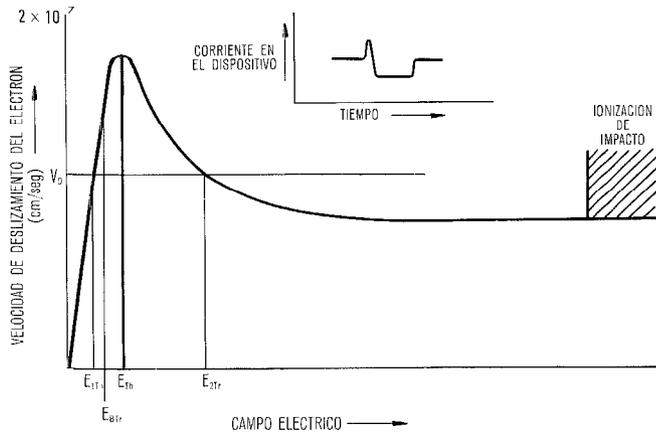


Fig. 3 Característica de la operación en modo de disparo.

dominio alcance un punto en que el campo en el dominio es suficientemente alto para producir la ionización por impacto [6] y por otro la necesidad de un voltaje bajo finito para que pueda mantenerse el dominio.

La figura 3 ilustra las condiciones en las que un dominio puede iniciarse por disparo [7], pero no se iniciará un dominio subsiguiente cuando el primero llegue al ánodo. Si el campo excitador se reduce por debajo del umbral a  $E_{BTr}$  y se aplica momentáneamente un impulso de disparo para llevar el campo en el cátodo por encima de  $E_{TH}$ , se formará un dominio. Cuando el campo de disparo desaparece, el dominio se propagará en forma estable y los campos se establecerán en  $E_{1Tr}$  y  $E_{2Tr}$  fuera y dentro respectivamente del dominio. Cuando el dominio alcance el ánodo el campo vuelve a  $E_{Tr}$  que, siendo inferior a  $E_{TH}$ , es insuficiente para lanzar otro dominio. Si el campo excitador es reducido de nuevo,  $E_{1Tr}$  y  $E_{BTr}$  se aproximan y llegará un momento en que el voltaje sostenido a través del dominio es insuficiente para que éste se propague en forma estable. En estas circunstancias no es posible, desde luego, propagar un dominio con un impulso de disparo. Además, si en cualquier momento durante el paso del dominio se reduce el campo a un nivel tal, que el voltaje a través del dominio es insuficiente, entonces el dominio se desvanecerá (se "apaga") en este instante durante su paso. El valor exacto del límite inferior de excitación para un dispositivo particular depende de la resistividad del material y la longitud de la probeta, pero está típicamente próximo a la mitad de la tensión umbral.

En ausencia de efectos excesivos de ionización por impacto el mecanismo descrito, trabajando en unión de un circuito resonante apropiado, forma la base de un generador de microondas de efecto Gunn. En este artículo se consideran en detalle una variedad de circuitos utilizables y se pone particular énfasis en la estructura basada en la micropelícula.

### 3. Modos de operación en circuitos resonantes

Como se ha indicado en la sección anterior, la resistencia negativa masiva que proviene de la característica de "electrón transferido" no aparece en general en los terminales del dispositivo, a causa de la rápida creación

de carga espacial en el dominio de campo elevado. El movimiento de este dominio de cátodo a ánodo produce la oscilación de corriente de tiempo de tránsito que puede observarse en un circuito puramente resistivo. Cuando los dispositivos trabajan en cavidades resonantes, para extraer potencia de microondas, la oscilación de la tensión resultante en los extremos de la probeta puede definir la frecuencia de trabajo, controlando la formación de dominios y posiblemente también la extinción. Si la tensión de RF inicia el dominio, en un momento del tiempo en que la tensión total aplicada es superior al nivel umbral, pero no se extingue durante el tránsito, entonces el oscilador puede sintonizarse bajando la frecuencia a la mitad de la del tiempo de tránsito. Si, por otra parte, la sintonía y carga del circuito son tales que el dominio se extingue durante el tránsito, como consecuencia de la caída del voltaje por debajo de la tensión de mantenimiento del dominio, el margen de sintonía puede extenderse a frecuencias más altas. Sin embargo, estos dos modos de operación no representan necesariamente el mejor uso del efecto Gunn. Operando por debajo de la frecuencia del tiempo de tránsito que resulta en el dispositivo, permanece, en efecto, pasivo durante parte del ciclo, mientras que trabajando por encima de la frecuencia del tiempo de tránsito se restringe el movimiento del dominio a solo una parte de la probeta actuando la porción restante como una resistencia de pérdida. Además, si se permite que el dominio se forme completamente el comportamiento del oscilador se degrada en dos aspectos. Primeramente, los cambios rápidos de corriente producidos en la formación y extensión del dominio dan origen a un desperdicio de potencia en contenido de armónicos. En segundo lugar, a causa de la concentración de tensión a través del dominio, se alcanza el campo de ruptura del material [6] a un grado relativamente bajo de sobrecarga. Con objeto de que la excursión de voltaje pueda incluir una gran proporción de la característica de resistencia negativa, y por tanto, producir la eficacia y potencia de salida máximas, se requieren excitaciones considerablemente más elevadas que el valor umbral.

Un factor importante excluido hasta ahora de la discusión es la influencia del parámetro resistividad del material. Para una tensión de dominio dada, la capacidad del dominio varía como la raíz cuadrada de la densidad del portador, la resistencia serie inversamente con la densidad del portador, y por tanto la constante de tiempo RC como la raíz cuadrada de la densidad del portador.

Con una creciente resistividad del material el dominio crece y los tiempos de degeneración se incrementan, reduciéndose para un voltaje de dominio dado el pico del campo de dominio. Por tanto, la forma de onda de la corriente tiende a hacerse más sinusoidal y pueden aplicarse tensiones conductoras más altas, antes de que se produzca la ruptura del material. Ambos efectos dan una mejora en el comportamiento del dispositivo. Kroemer [8] ha indicado que para una longitud dada de probeta hay un límite superior de la resistividad (más estrictamente, un límite inferior de la concentración límite de portador) por encima de la cual cualquier formación de

dominio se impide porque hay demasiados pocos electrones libres en toda la probeta para formarlos. Copeland [9] ha analizado el comportamiento de un diodo Gunn en un circuito resonante paralelo y define los límites del producto, concentración de portador  $\times$  longitud de probeta, para el comportamiento óptimo, entre 1 y  $2 \cdot 10^{12}/\text{cm}^2$ . En un oscilador de tiempo de tránsito de 1 GHz. que use GaAs de alta movilidad, este criterio correspondería a una resistividad de material entre 5 y 10 ohms. cm. y proporcionalmente más baja a frecuencias más altas. Entre otras predicciones de la teoría de Copeland están una eficacia máxima del 8%, una impedancia de RF efectiva de 30 á 50 veces la impedancia en C.C. y un producto (potencia de salida) (impedancia del dispositivo) (frecuencia)<sup>2</sup> de 240 (vatios) (ohmios) (GHz).<sup>2</sup>. Este último parámetro es una forma conveniente de expresar el comportamiento de un oscilador de tiempo de tránsito. Reconociendo que hay un límite tolerable inferior de la impedancia efectiva del dispositivo, para operación en baja pérdida en circuitos prácticos, el producto anterior nos permite predecir la potencia de salida máxima que puede alcanzarse a cualquier frecuencia particular. Por ejemplo, a 1 GHz. una probeta con una resistencia de campo baja, de 1 ohmio, debería dar 240 vatios de potencia de salida pulsada y a 10 GHz. una probeta de la misma impedancia daría una salida de 2,4 vatios.

De la discusión anterior queda claro, que la formación de carga espacial tiende a complicar el mecanismo del efecto Gunn y a impedir el uso total de la resistencia negativa inherente. En condiciones de excitación estáticas es imposible obtener la resistencia negativa en los terminales del dispositivo, como puede, por ejemplo, hacerse en el diodo tunel. Incluso, si los dominios resultan suprimidos por una concentración de portador reducida, se observa que por encima del umbral de efecto Gunn aparece una carga espacial estática en el cátodo, de tal magnitud, que la resistencia en los terminales del dispositivo permanece positiva, aun cuando es posible, en estas condiciones, una amplificación de señal pequeña a la frecuencia del tiempo de tránsito. Sin embargo, recientemente se ha dado en el campo de la utilización práctica del efecto Gunn, un paso adelante, con el concepto de la acumulación de carga en espacio limitado o modo LSA [4]. En este modo de operación el campo excitador, frecuencia del circuito, carga de RF, y resistividad de la probeta están dispuestas de manera que sólo hay una pequeña formación de carga espacial, en la forma de una capa de acumulación cargada negativamente, cuando la excursión de voltaje está por encima del valor umbral y que esta carga espacial se extingue completamente en la parte relativamente pequeña del ciclo de RF, cuando el voltaje está por debajo del umbral. La situación está ilustrada esquemáticamente en la figura 4. Por supresión del aumento de perturbaciones grandes de carga espacial, el campo excitador permanece en el regimen de resistencia negativa en la mayor parte de la probeta. Por lo tanto las probetas ya no están limitadas por la longitud del tiempo de tránsito y la potencia de salida puede incrementarse utilizando dispositivos más largos y por tanto, para la misma sección transversal, de mayor impedancia. El requeri-

miento esencial para LSA [4] es que la relación del nivel de impurezas a la frecuencia de trabajo esté entre  $2 \times 10^4$  y  $2 \times 10^3$  seg/cm<sup>3</sup>. Para un oscilador de 1 GHz. esta condición indica que la resistividad debe estar en el margen de 5 á 50 ohms. cm. y para frecuencias más elevadas las resistividades deben ser proporcionalmente más bajas. La teoría predice que tanto el campo excitador óptimo como la carga de RF varían con la relación  $n/f$  de una manera bastante compleja pero en general los campos excitadores son más elevados y la impedancia de carga de RF más baja que para el modo de tiempo de tránsito. La eficacia teórica puede ser tan alta como el 21,5% y la potencia de salida para la resistencia de una probeta dada y la frecuencia crecen como el cuadrado de la relación de la longitud de la probeta al tiempo de tránsito para esta frecuencia.

Puede identificarse muy fácilmente un modo LSA, experimentalmente por la falta de dependencia de la frecuencia de oscilación del tiempo de tránsito y por un producto relativamente alto de impedancia, potencia y frecuencia. Se ha sugerido (Bott y Fawcett [10]) que tal operación puede resultar de un modo híbrido, en el que, aun cuando exista un dominio dipolo durante parte del tránsito, no está completamente formado y la parte mayor de resistencia negativa aparece en los terminales. Por parte del circuito hay otro requerimiento extra para el modo LSA y modos híbridos y es que las condiciones correctas de iniciación son tales que pueden formarse partiendo del modo de tiempo de tránsito de frecuencia más baja. Este punto será discutido más completamente en la sección 6.

4. Material de arseniuro de galio

Para utilizar el arseniuro de galio en osciladores de efecto Gunn debe ser material tipo *n* de elevada movilidad con un alto grado de perfección cristalina y una densidad baja de donadores profundos. La fabricación de cristales apropiados es un proceso muy especializado en el que todavía se está invirtiendo un gran esfuerzo de desarrollo e investigación. Tres de los métodos más comunes empleados corrientemente son:

- a) crecimiento por fundición,
- b) epitaxia en fase de vapor,
- c) epitaxia en fase líquida,

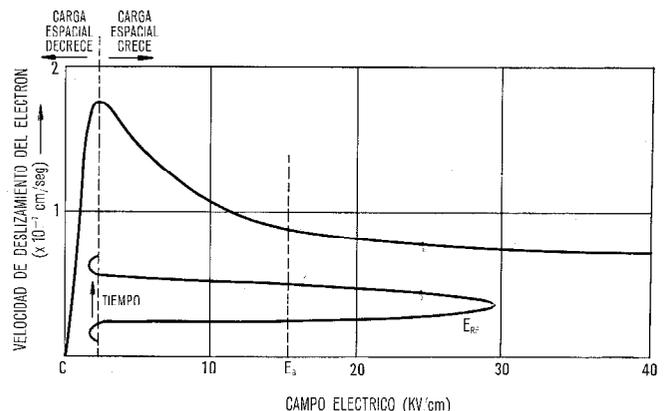


Fig. 4 Característica primaria de electrón transferido del GaAs, mostrando la excitación aplicada y amplitud de RF para operación LSA.

a continuación se da una breve descripción de cada técnica.

a) *Crecimiento por fundición (bloque de GaAs)*

Este se produce por el proceso de congelación de gradiente estático horizontal, en el que el GaAs se funde en una navicilla de cuarzo o espectrosil y es enfriado en forma controlada hasta que se completa la cristalización. Se emplean temperaturas del orden de 1270 °C en el proceso y en estas condiciones el GaAs tiende a absorber impurezas (principalmente silicio) de la navicilla que le contiene. El valor máximo de la movilidad es corriente-mente alrededor de 6500 cm<sup>2</sup>v<sup>-1</sup>s<sup>-1</sup>.

b) *Epitaxia en fase de vapor*

Se hace crecer el material como una capa en un substrato formado por un cristal de GaAs, que puede ser semiconductor o bien semiaislante. Este método de producir material fué primeramente descrito por Knight, Effer y Evans [11] y emplea temperaturas hasta de 760 °C. La reacción de crecimiento es  $6 GaCl + As_4 = 4 GaAs + 2 GaCl_3$  y se han obtenido por Bolger y otros [12] movilidades a temperatura ambiente para la capa de crecimiento, de más de 8000 cm<sup>2</sup>volt<sup>-1</sup>seg<sup>-1</sup>.

c) *Epitaxia en fase líquida*

En este proceso la rebanada de substrato de cristal de GaAs se sumerge en una fusión de galio y arseniuro de galio. Al reducirse la temperatura del sistema, se produce en crecimiento epitaxial en el substrato. Esta técnica produce capas relativamente gruesas que tienen una pureza similar al método de fase de vapor. Este proceso fué descrito primero por Nelson [13] y se precisan temperaturas de unos 850 °C. Algunos de los cristales de GaAs, más puros que se han producido, se hicieron utilizando este método, por ejemplo, Hicks [14] ha obtenido en su laboratorio movilidades de 8450 y de 118.000 cm<sup>2</sup>v<sup>-1</sup>s<sup>-1</sup> a temperatura ambiente y en nitrógeno líquido respectivamente.

Se hace una valoración inicial de los cristales utilizando datos convenientes de resistividad y movilidad Hall. El material más puro producido por cada uno de los tres procesos tiende a tener una resistividad de solamente 1 á 2 ohms.cm. aunque las movilidades medidas indican que el GaAs epitaxial tiene, de hecho, el mínimo contenido total de impurezas. Como el mecanismo de electrón transferido es un efecto de campo elevado, la evaluación normal del material con campo bajo es insuficiente para confirmar si es apropiado para aplicaciones en osciladores. Ya se han discutido previamente [15] algunas de las características más importantes del comportamiento del cristal, como la relación de pico a valle de la forma de onda de la corriente.

El material producido por el método a) está en forma de un gran lingote que puede cortarse en rebanadas con la orientación correcta para utilizarlo como substrato en los procesos epitaxiales. Puede también emplearse como material para un oscilador activo de Gunn logrando la resistividad apropiada, compensando con impurezas (usualmente oxígeno). Aunque es posible obtener todo el margen de resistividades necesarias para osciladores Gunn, en la práctica es difícil fabricar un dispositivo par-

tiendo de un dado de menos espesor que unas 30 micras. El funcionamiento óptimo en el modo de tiempo de tránsito, a frecuencias desde la banda L a la Q, requerirían un material con espesor de unas 100 milimicras y 7 ohms.cm. para la banda L y 3 milimicras y 0,2 ohms.cm. para la banda Q.

Los problemas prácticos de manejar las capas más delgadas para osciladores de frecuencias elevadas han sido ampliamente resueltas utilizando capas epitaxiales en substratos con muchas impurezas. Hay, sin embargo, una diferencia fundamental entre cristales "en bloque" y "epitaxiales" en lo que se refiere a propiedades eléctricas como función de la temperatura. A resistividades por encima de 1 ohm.cm. el material en bloque está invariablemente compensado, y se encuentra, con algunas raras excepciones que tiene un nivel de ionización de donador de unos 0,2 eV por debajo de la banda de conducción. De esto resulta un coeficiente de temperatura de la resistividad muy negativo, que origina una sensibilidad marcada a las condiciones ambientales y una tendencia a fuga de corriente si se produce el calentamiento de la probeta. Además, como resulta muy improbable que la temperatura de la probeta sea uniforme, se producirá una falta de uniformidad de la densidad del portador a lo largo del cristal. Estas características del material en bloque lo hace completamente inadecuado para aplicaciones a dispositivos comerciales. Sin embargo, es conveniente emplear tal material en condiciones de laboratorio cuando se precisan cristales grandes de elevada resistividad para operaciones en baja frecuencia o LSA. Pueden entonces realizarse experimentos que producirán datos útiles sobre el comportamiento del dispositivo, válidos para establecer criterios de diseño.

El material GaAs epitaxial producido por la técnica de fase de vapor o de fase líquida, presenta un coeficiente de temperatura de la resistencia, positivo (variando como  $T$  a  $T^{\frac{3}{2}}$ ). Esto se debe en primer lugar a la reducción de la movilidad con el aumento de la temperatura y a la ausencia comparativa de donadores profundos parcialmente ionizados, y produce el efecto de suprimir la fuga térmica de corriente y la consecuente destrucción del dispositivo. Una característica menos deseable del material epitaxial es el gradiente de resistividad observado en muchas capas. Este se manifiesta usualmente, por si solo, como un incremento en la densidad del portador hacia el substrato. En la figura 5, se muestra un buen ejemplo de esta tendencia en un material pobre. Esta característica de la densidad del portador, se puede medir fácilmente por puntos, empleando la capacidad frente al voltaje en un diodo de barrera Schottky. Puede entenderse la técnica aplicando las ecuaciones de Poissons a la región de variación del diodo y obteniendo:

$$N_{(x)} = \frac{eA^2 \epsilon \epsilon_0}{C^3} \frac{dV}{dC}$$

en que

- C es la capacidad de la unión
- $N_{(x)}$  es la densidad de portador en x
- A es el área de la región de variación normal de campo eléctrico
- $\epsilon$  es la permitividad del dieléctrico

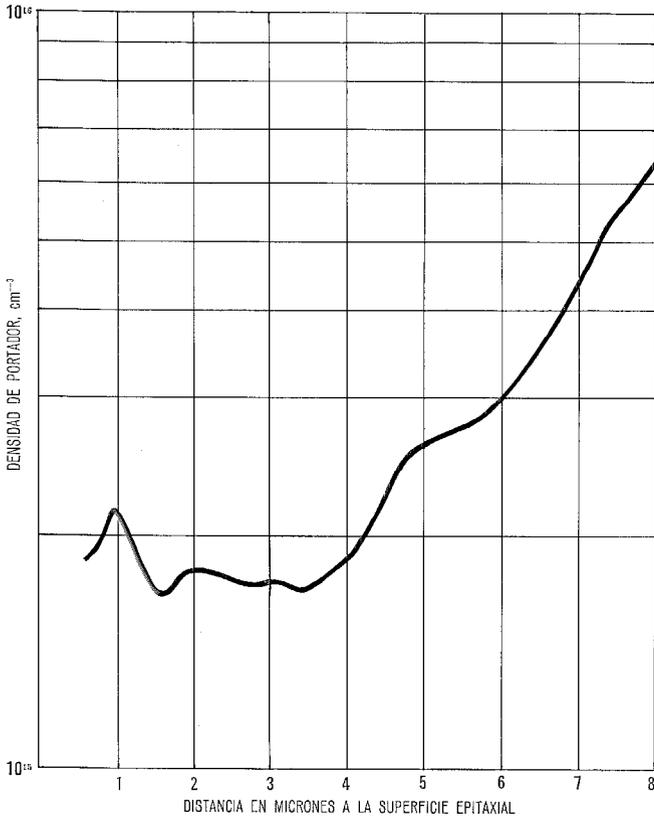


Fig. 5 Perfil de densidad del portador en el espesor de una capa de GaAs epitaxial.

$\frac{dV}{dC}$  se obtiene de la medida de  $C$  como función del voltaje de la unión.

El gradiente de la densidad de portador que ordinariamente se presenta en el material epitaxial resulta ser marcadamente dependiente de la distancia de tránsito del dominio, y por tanto de la frecuencia de oscilación, con tensiones de excitación análogas al mecanismo discutido en la sección 7. Se deduce también, que en presencia de este tipo de falta de uniformidad, la reducción de la corriente media de la probeta, por encima de la excitación umbral, es menos marcada y por tanto producirá una eficacia menor. Este punto se muestra en la figura 6, por una comparación de la característica por puntos de corriente-tensión típica de bloques y una oscilación epitaxial. La curva para una probeta de material en bloque seleccionado es representativa de un material que tiene conductividad uniforme. Sin embargo, solamente el material epitaxial tiene una densidad suficientemente baja de niveles de donadores profundos para hacerlo aceptable en dispositivos comerciales y el problema pendiente es mejorar la uniformidad eléctrica.

**5. Fabricación de dispositivos**

El dispositivo de efecto Gunn puede diseñarse bien para operación continua de baja potencia o para oscilador de impulsos de elevada potencia. Consecuentemente la forma detallada de la estructura dependerá de la aplicación particular. Esencialmente el dispositivo comprende la capa de GaAs activo con o sin sustrato y dos contac-

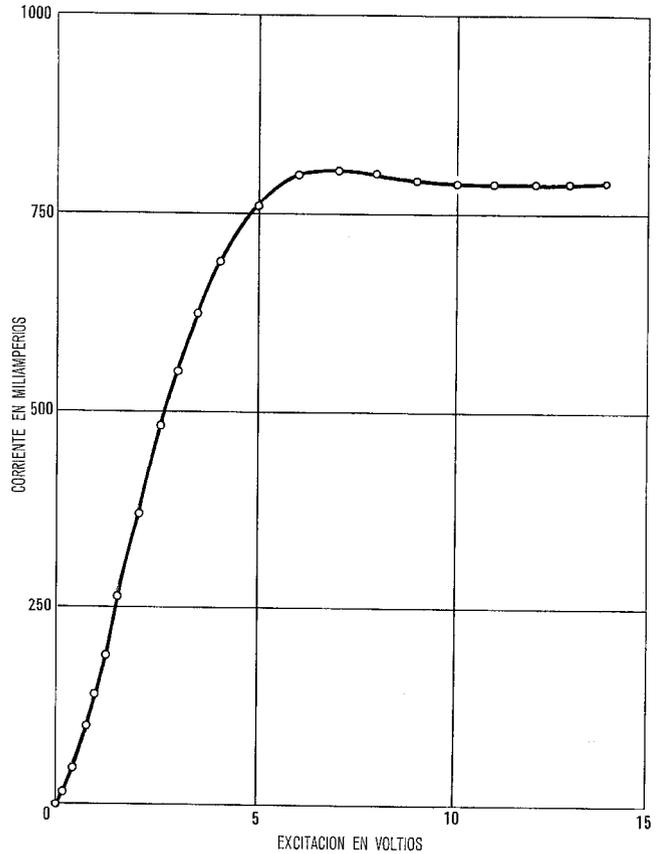
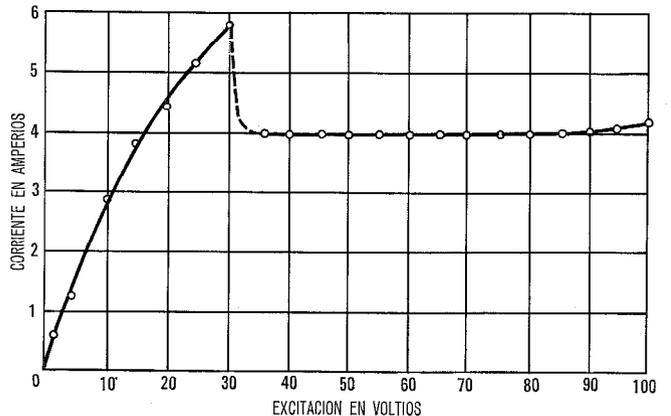
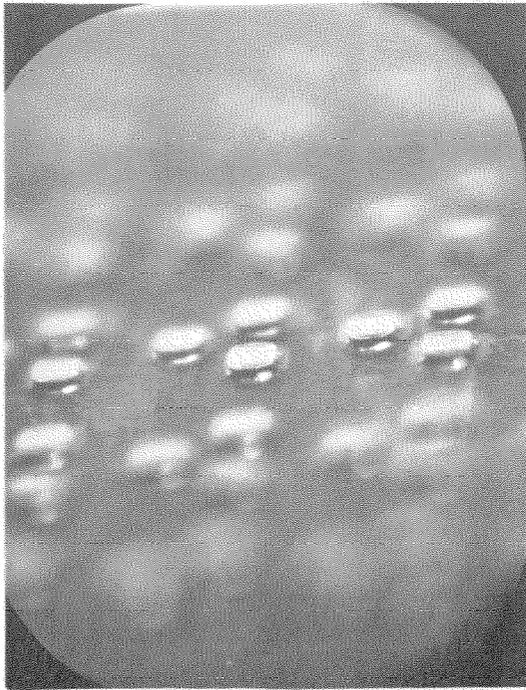


Fig. 6 Característica típica de corriente de excitación-voltaje para oscilador de efecto Gunn.  
a) Dispositivo epitaxial.  
b) Dispositivo de GaAs en bloque.



tos óhmicos. El contacto óhmico en la capa activa es una película evaporada de AgSn que es aleada en ella a 600 °C. El espesor de cristal necesario para la frecuencia especificada y la resistividad del material determinan respectivamente la tensión de trabajo y la densidad de corriente. Es obvio que la salida de potencia dependerá del área y eficacia de conversión y éstas controlan la cantidad de calor que debe eliminarse de la pastilla semiconductor. Un conjunto de probetas CW sobre un sustrato n<sup>+</sup> con contactos superiores evaporados se muestra en la figura 7a). Las probetas se cortan en grupos de tres mesetas y éstas se conectan en paralelo para aumentar la potencia de salida.



a



b

Fig. 7 a) Dispositivo epitaxial de onda continua (CW).  
b) Dispositivo epitaxial en cápsula SO 86.

Los dispositivos tienen contactos evaporados de estaño-plata de .0004" de diámetro y están en grupos de tres sobre un sustrato n<sup>+</sup> de GaAs.

En el caso de un dispositivo epitaxial, es de desear que la capa de GaAs activo esté directamente unida al disipador de calor ya que la conductividad térmica del sustrato es mucho menor que la del cobre. Con un dis-

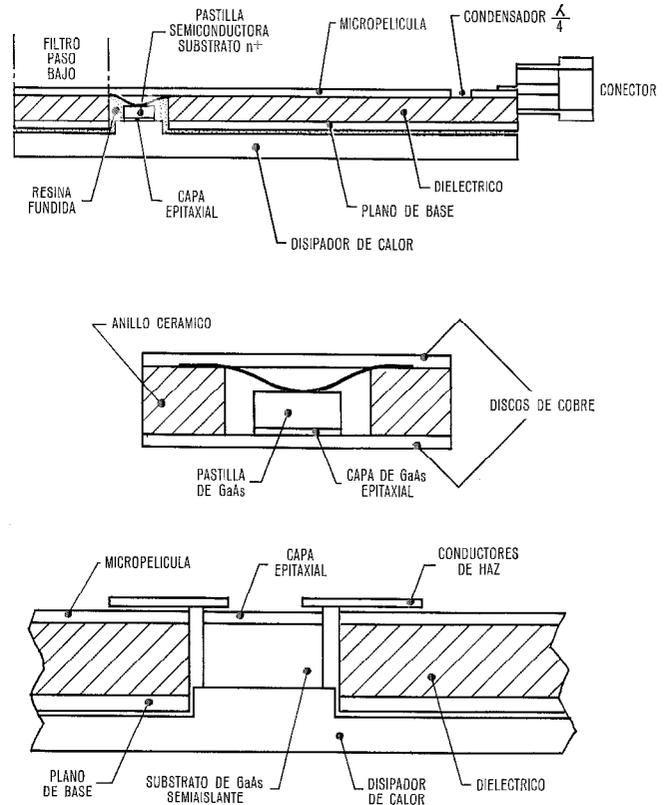


Fig. 8 Dibujo en sección de la distribución de un dispositivo en un circuito micropelicular.

- a) El diodo soldado al dieléctrico.
- b) Diodo encapsulado en pastilla plana miniatura.
- c) Estructura transversal en sustrato semiaislante.

positivo hecho de GaAs en bloque es mejor hacer buenas conexiones térmicas a ambos lados del semiconductor.

Una configuración alternativa del dispositivo se ofrece utilizando capas epitaxiales en sustratos semiaislantes. En esta estructura transversal [16] ambos contactos están en la cara epitaxial (ver Fig. 8c) y la conducción de calor es normal a la dirección del flujo de corriente. Esta disposición es completamente compatible con circuitos integrados monolíticos y permite que la dirección del flujo de calor sea separada de la del flujo de corriente. Es particularmente adecuada cuando se precisan probetas epitaxiales largas, como en operación LSA a las frecuencias de microondas más bajas.

Otro método satisfactorio de hacer contactos incluye el crecimiento sobre el material activo de una capa muy fina de GaAs n<sup>+</sup> altamente impurificado y a continuación hacer el contacto óhmico de metal a semiconductor a esta capa. Así la pastilla queda en la forma de un emparedado n<sup>+</sup>-n-n<sup>+</sup>. Los contactos se hacen crecer en el mismo ambiente extremadamente limpio empleado para el crecimiento del cristal activo, minimizando de este modo el riesgo de una contaminación posterior. Una temperatura elevada de trabajo no afectará a estos contactos ni tampoco el proceso de sujetar los terminales durante el encapsulado. Se espera que la vida de este tipo de dispositivo sea muy buena en virtud de que nunca existe un dominio de campo elevado en la región del contacto metálico. La desventaja de esta disposición es que la capa

de contacto *GaAs* extra reduce la conductancia térmica entre la capa activa y el disipador de calor.

El tipo escogido de formación del paquete y el método de encapsulado pueden variarse de acuerdo con la aplicación particular. En el caso del pequeño dispositivo de onda continua, que ya está disponible comercialmente, se emplea una pastilla cerámica-metal tipificada (ver Fig. 7b). Para el dispositivo montado en el circuito micropelicular no se emplea un paquete separado, sino que en vez de ello la pastilla con sus contactos óhmicos es embebida directamente en el espesor del dieléctrico de alúmina (Fig. 8a). Esto no solo reduce el coste, sino que también permite la unión directa del dado al plano base de la línea que se ha dispuesto para que actúe como un disipador eficiente de calor. El material de contacto en dispositivos así utilizados, normalmente es separado por recubrimiento, del borde del dado para reducir el riesgo de cortocircuito en los bordes de la delgada capa activa. Si se requiere el circuito micropelicular de forma tal que pueda reemplazarse el diodo en vez del circuito completo, se dispone de una pequeña pastilla plana (Fig. 8b) que se atornilla al disipador de calor del plano base.

**6. Diseño del circuito y comportamiento en microondas**

Así como la operación detallada del dispositivo es bastante compleja, como se ha discutido en la sección 2, la característica del circuito es de concepto sencillo toda vez que se ha desarrollado un circuito equivalente. Los experimentos realizados en STL han demostrado que la potencia de salida en RF es relativamente independiente de la impedancia vista a frecuencias armónicas y por lo tanto puede admitirse que la operación es lineal. Las medidas del circuito equivalentes de la probeta en condiciones óptimas de trabajo demuestran que puede ser representado como una resistencia negativa dependiente de la frecuencia, (es decir, a la frecuencia del tiempo de tránsito), de un valor de unas 10 ó 20 veces la resisten-

cia en un campo bajo de la probeta, y una capacidad en paralelo de una magnitud casi igual a la del dispositivo "frio". Se precisa el circuito óptimo para presentar un acoplamiento conjugado a esta impedancia y puede consistir en el caso más general en dos elementos reactivos independientes (es decir, serie y paralelo). Tales circuitos han sido realizados en micropelícula (Fig. 9) y en línea coaxial, guía de ondas y elementos en bloque (Fig. 10). En cada uno de estos circuitos se obtienen comportamientos comparables en microondas.

El tipo particular de circuito resonante adoptado dependerá mucho de la aplicación propuesta. En el caso de una fuente de señal calibrada, el circuito es probablemente una pieza cara y sofisticada con un sistema de sintonía mecánico de precisión. Esta cavidad sería diseñada para tener un factor Q relativamente alto con el fin de alcanzar una estabilidad de frecuencia adecuada y pueden obtenerse márgenes de sintonía mecánica de una octava. Recíprocamente, para algunos equipos radiantes de radar de alerta podría utilizarse una cavidad menos sofisticada de sintonía fija que sería correspondientemente más barata. Otra aplicación del dispositivo Gunn que será considerada sin duda en una fecha futura, será la sustitución del oscilador de onda de retorno (B.W.O.). Los osciladores Gunn con varactor y elementos de sintonía (YIG) y de itrio-hierro han sido estudiados, pero hasta la fecha el margen de frecuencia de barrido ha sido inferior a una octava.

Si el dispositivo se emplea en sistemas que precisan una estabilidad extrema, entonces se utilizaría la práctica, comúnmente ya en uso, de tener una señal maestra de referencia o una señal inyectada y en este caso sería apropiado un circuito de Q bastante bajo. En el momento actual un factor importante que influye en la elección del circuito sería la compatibilidad con los sistemas existentes.

Un circuito de micropelícula en sustrato de alúmina proporciona lo que probablemente es la forma más simple, más compacta y más barata de oscilador fijo. Tal tipo de unidad ha sido desarrollado para la banda X [17] y se muestra en la figura 9. La excitación de entrada se

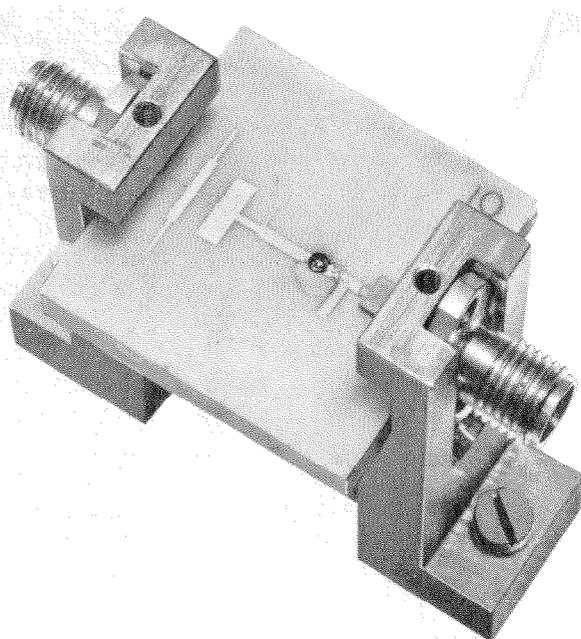


Fig. 9 Fotografía de circuito oscilador de banda X montado en banco de prueba.

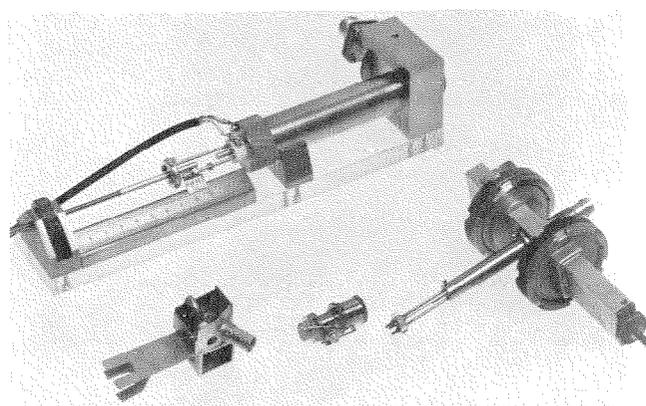


Fig. 10 SUPERIOR — Cavidad coaxial de amplio margen (3 GHz. — 12 GHz.) con varrier de sintonía y acoplamiento de salida ajustable.  
 INFERIOR IZQUIERDA — Circuito de banda L con elementos acoplados.  
 INFERIOR CENTRO — Cavidad coaxial sintonizable miniatura para banda X.  
 INFERIOR DERECHA — Cavidad guíaondas sintonizable banda X con tétón de acoplamiento coaxial.

aplica a través de un filtro paso bajo y el circuito resonante comprende la longitud de línea entre el diodo y el filtro y el tetón lateral. El circuito micropelicular no puede sintonizarse mecánicamente de forma conveniente, pero se está estudiando en STL el empleo de elementos varactor que proporcionen sintonía eléctrica. Si la impedancia de línea se hace igual a la resistencia negativa efectiva del dispositivo a la frecuencia central de trabajo, la cavidad resonante consiste solo en la longitud de línea entre el diodo y el filtro de entrada que suministra el elemento inductivo, para resonar con la capacidad equivalente del diodo. El varactor puede montarse en serie con la línea de cavidad y aplicar la excitación a través de un segundo filtro paso bajo. Este tipo de circuito de dimensiones mínimas dará el margen de sintonía electrónica más amplio para un cambio dado en la excitación del varactor y se han obtenido márgenes de sintonía próximas al 20 % en una banda S, por Pearson [18] en nuestros laboratorios.

En el caso de trabajar en modo LSA hay una complicación procedente del hecho de que la probeta puede presentar una resistencia negativa en un amplio margen de frecuencia, desde una frecuencia LSA inferior a la que se intenta, hasta la frecuencia del tiempo de tránsito. Oscilaciones de tiempo de tránsito pueden producirse en un circuito puramente resistivo, incluso en condiciones de cortocircuito de la carga. En la práctica se ha encontrado que los osciladores LSA se inician en el modo de tiempo de tránsito pero que si la cavidad presenta un cortocircuito a esta frecuencia, es decir, no se extrae potencia, entonces las oscilaciones se reforzarán a la frecuencia LSA. Los circuitos de mayor éxito para LSA han utilizado guía de ondas.

Al terminar esta sección se darán algunos datos de funcionamiento, disponibles en el momento de preparar este artículo, para dispositivos hechos en estos laboratorios. En la banda X la potencia de onda continua (CW) está típicamente en el margen de unas decenas de milivatios, dando los mejores dispositivos simples más de 50 mW con un 3 % de eficiencia. Se obtiene normalmente un margen de sintonía mecánica de una octava empleando una cavidad coaxial. Además se encuentra normalmente, un pequeño margen de sintonía electrónica, particularmente en dispositivos epitaxiales, con un gradiente de impurezas, como se ha discutido en la sección 4. Se ha observado [19] una característica de modulación de frecuencia lineal sobre un margen de 40 MHz. en estos dispositivos epitaxiales. Los diodos epitaxiales en CW a los que se hacen normalmente pruebas de vida, han alcanzado hasta ahora las 4000 horas de trabajo con solo cambios marginales en su calidad. Se ha hecho trabajar algunas probetas epitaxiales mayores, en el modo de impulsos, habiéndose observado potencias de salida de 14 vatios a 3,4 GHz. [20], 20 vatios a 2,0 GHz. y 100 vatios a 1 GHz. Se han obtenido potencias de impulsos más elevadas con dispositivos grandes hechos de GaAs en bloque con crecimiento. Cierta número de probetas ha dado unos 200 vatios de potencia de pico con 12 % de eficiencia de conversión y en su caso un oscilador de circuito en bloque ha trabajado al 21 % de eficiencia con 100 vatios de salida a 0,8 GHz. [21]. En la figura 11

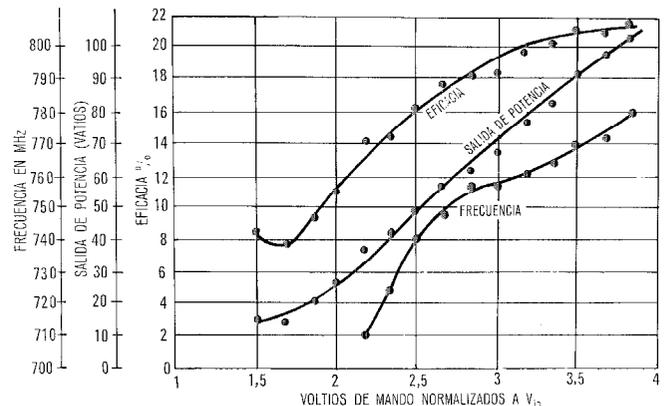


Fig. 11 Potencia, eficacia y frecuencia en función del voltaje de excitación normalizado para dispositivo en bloque en circuito de elementos de masa.

se muestran curvas detalladas de funcionamiento del oscilador. Las potencias más elevadas, de todas, se han realizado en el modo LSA con probetas hasta 40 veces más largas que la longitud de tránsito. Se han alcanzado potencias de salida de 750 y 300 vatios a 2 y 3 GHz. respectivamente con una eficiencia de hasta el 5 % [21].

El comportamiento aparentemente superior de diodos hechos de GaAs en bloque es debido, en parte, a la mejor uniformidad de la resistividad del material a lo largo del camino de deslizamiento en algunos dispositivos seleccionados y también, en menor grado, al hecho de que la operación se realiza con ciclos de baja utilización para asegurar un calentamiento despreciable. El valor de los resultados es tal que muestran el comportamiento potencial que puede esperarse de unidades comerciales cuando las técnicas epitaxiales se controlan completamente. El trabajo en material de bloque, sin duda, proporciona datos útiles de diseño para actividades de investigación y desarrollo.

### 7. Otras aplicaciones de los dominios

Una propiedad importante del dominio, que surge de la forma de la característica velocidad de deslizamiento del electron-campo eléctrico del GaAs en bloque es, que aunque el pico de campo del dominio depende de la excitación aplicada, la velocidad del dominio es relativamente constante en un amplio margen de excitación. Esta propiedad se deduce en la figura 1. Puede demostrarse [22] que la corriente que circula en la presencia de un dominio es por esto casi constante en un dispositivo uniforme, independientemente de la excitación aplicada, y está dada por

$$I = Ne v_0 A$$

en que  $N$  y  $A$  son la concentración de donadores ionizados y el área transversal efectiva del camino de deslizamiento, en la vecindad inmediata del dominio. De la variación en la conductancia a lo largo del camino de deslizamiento del dominio resultarán cambios en la corriente que son proporcionales al producto de  $N$  y  $A$ . La velocidad elevada del dominio unida a su corto tiempo de respuesta sugiere que hay aplicaciones potenciales en el campo de los circuitos de alta velocidad. Un ejemplo de la respuesta del dominio a los cambios en el área trans-

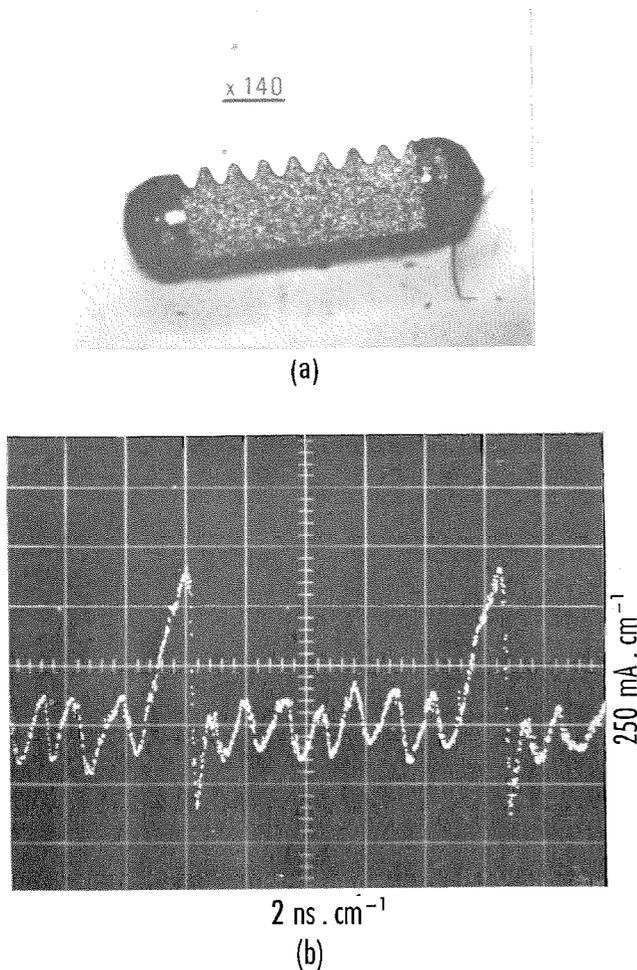


Fig. 12 a) Dispositivo alargado de GaAs con cambios cíclicos del área transversal. b) Forma de onda de corriente del dispositivo.

versal del camino de deslizamiento se muestra en la figura 12, en la que se produce un ciclo de variación de corriente durante un intervalo de tiempo de aproximadamente 1 n seg. A continuación se relacionan algunas de las formas en que puede variarse el producto  $NA$ , "perfil del camino de conducción".

- a) Aleación localizada o difusión de un elemento donador.
- b) Cambios del área transversal en el camio de deslizamiento.
- c) Iluminación de porciones del camino de deslizamiento.
- d) Ionización de impacto localizada, de donadores profundos a campos muy elevados de dominio.

Como los cambios en la corriente del dominio están asociados con cambios en su voltaje, también es posible vigilar el voltaje del dominio, empleando contactos puntuales o probetas capacitivas, a lo largo de la muestra no uniforme. De este modo se han construido dispositivos multiterminales utilizando un modelo de electrodos acoplados capacitivamente, que registra el voltaje del dominio cuando pasa cada terminal. También son posibles interacciones con el dominio excitando bien el dieléctrico [23] o bien electrodos de unión aislados.

En las categorías a) y b) el contenido de información es una característica permanente construída en el dis-

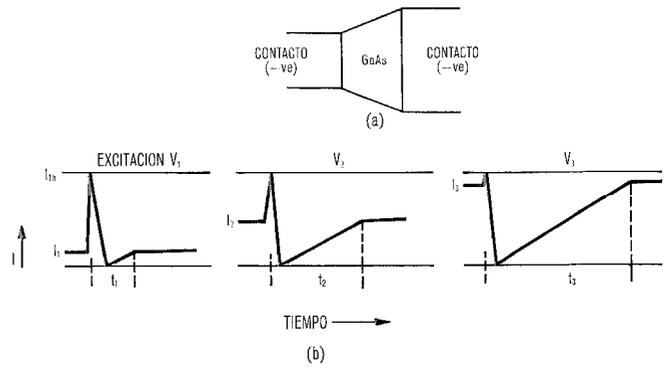


Fig. 13 Característica del principio de la conversión analógica (es decir, voltaje de excitación en función del tiempo de tránsito del dominio) en sus dispositivos en forma de "cuña" en modo de disparo.

- a) Geometría del dispositivo.
- b) Forma de onda de corriente.

positivo durante la fabricación para realizar una función específica. Las aplicaciones adecuadas serían la generación de formas de onda de funciones, tales como dientes de sierra o en escalera. Por otra parte las propiedades del dominio en una probeta no uniforme en condiciones de modo gatillo, permite utilizarlo en funciones de conversión analógica y de codificación. Considérese la probeta piramidal que se muestra en la figura 13a) en que la polaridad de la excitación es tal que el dominio se inicia en el electrodo más pequeño. Al moverse el dominio a lo largo de la probeta, la corriente aumenta progresivamente, tomando el voltaje adicional necesario a través de la masa "ohmica" del material en el mismo dominio. El dominio eventualmente se extinguirá en un punto de la probeta en que su voltaje haya caído por debajo del valor crítico necesario para la estabilidad. A niveles más altos de excitación el dominio recorrerá mayor distancia antes de quedarse sin voltaje. En la figura 13b) se muestran esquemáticamente formas de onda de corriente para tres niveles diferentes de conducción. Una probeta uniformemente decreciente en su sección proporcionará así una conversión analógica entre el nivel de voltaje y el intervalo de tiempo. Además la salida puede cuantificarse si se superpone en la probeta una ondulación geométrica, tal como se muestra en la figura 13. En la figura 14 se muestran las formas de onda de corriente para una versión simple de cinco niveles de este tipo de codificador, y en la figura 15 para una versión de 16 niveles. Pueden construirse codificadores compactos con muchos niveles para trabajar a elevada velocidad, fotografiando un perfil de borde adecuado en una cinta epitaxial delgada de *GaAs* (ver Fig. 16) soportada en un substrato semiaislante, pero claro está que las necesidades en cuanto a la calidad del material se hacen progresivamente más severas.

Otras maneras de modificar el perfil del camino de conducción, indicadas anteriormente en c) y d), empiezan con un dispositivo uniforme y modulan la concentración del portador por medios externos. En principio, un nivel diferencial de iluminación a lo largo de la probeta producirá variaciones situadas en la concentración del portador, que podrán observarse en la forma de onda de la corriente durante cada ciclo del dominio. De este

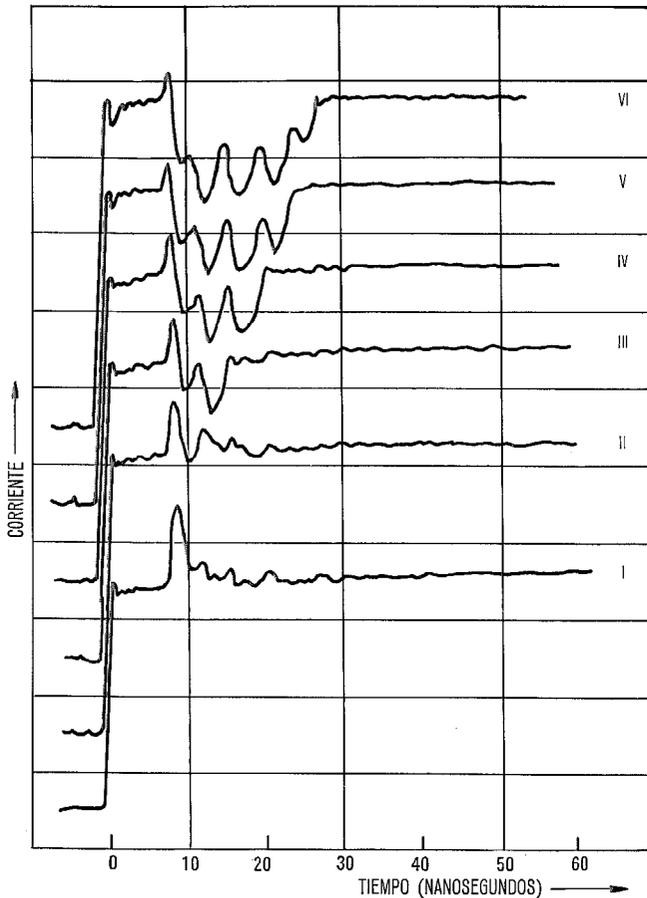


Fig. 14 Formas de onda de corriente para convertidor analógico a digital con voltajes excitadores crecientes.

modo es factible considerar el empleo de un dispositivo en forma de cinta como definidor óptico de alta velocidad. En el método d) se obtiene un aumento localizado en la concentración de electrones libres aumentando momentáneamente la excitación aplicada por encima del nivel en que se produce la ionización de impacto en el dominio. En presencia de determinado nivel de contaminación profunda, que se encuentra casi siempre en el GaAs, los agujeros producidos durante esta ionización de impacto se cubren rápidamente, mientras que el exceso de electrones permanece libre durante un tiempo del orden de un microsegundo. Por este medio puede escribirse información a lo largo de la probeta, almacenarla durante cortos períodos de tiempo, y leerse en forma no destructiva en la forma de onda de corriente.

Los dispositivos del tipo descrito han sido llamados DOFIC por "circuito integrado funcional originado por dominio" (Domain Originated Functional Integrated Circuit). Estas ideas, todas las cuales están siendo actualmente estudiadas en STL, no suponen el estudio exhaustivo de la posibles aplicaciones del dominio móvil de campo elevado. Se podría, por ejemplo, considerar el empleo de lo que esencialmente es una unión  $p-n$  móvil, como elemento paramétrico; también, podría emplearse el dominio en un dispositivo de barrido, o como un espejo móvil capaz de cambiar la frecuencia por efecto Doppler, o como modulador de radiaciones con longitud de onda superiores a  $1 \mu m$ .

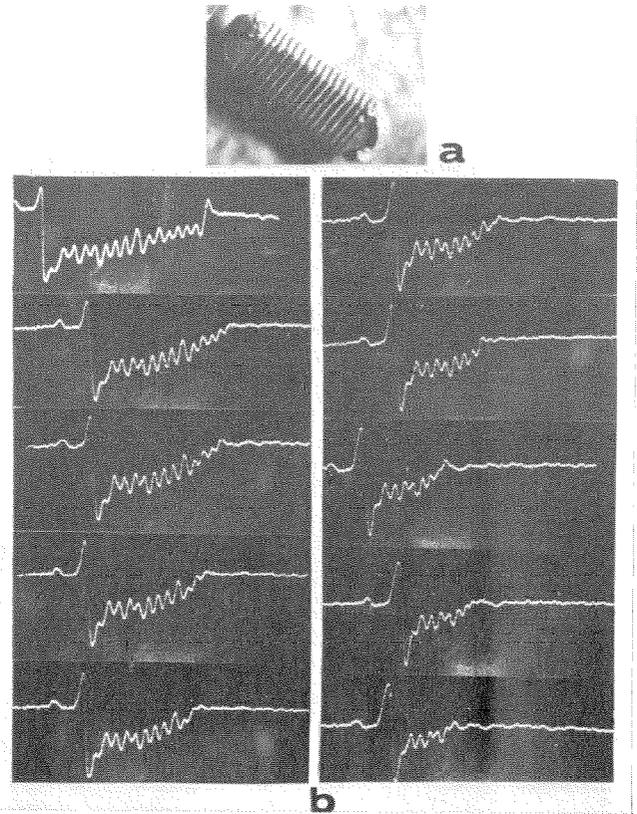


Fig. 15 a) Dispositivo codificado geoméricamente en 16 niveles. b) Formas de onda de corriente en función del tiempo para diferentes distribuciones de tránsito del dominio.

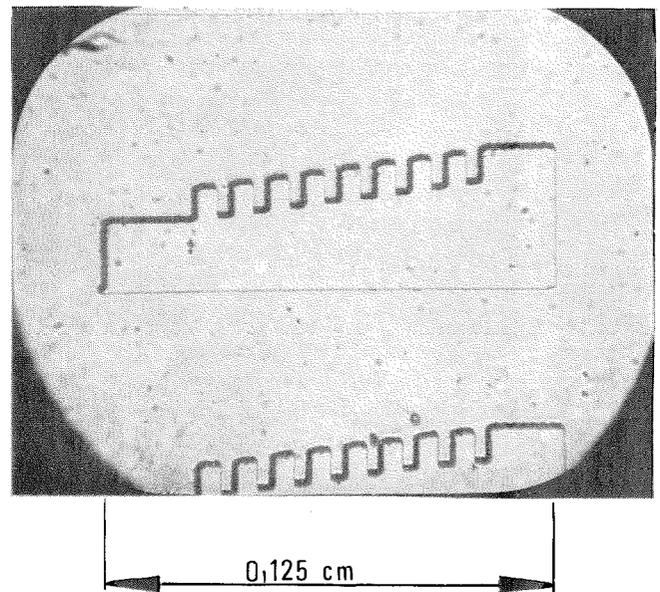


Fig. 16 Un DOFIC fabricado en GaAs epitaxial en un substrato semiaislante.

Todos estos dispositivos, desde los osciladores al DOFIC, tienen una geometría relativamente simple comparada con los componentes convencionales equivalentes. Los dispositivos de efecto macizo derivan sus características principalmente de una interacción compleja entre el electrón y la red del cristal. Por ello, la clave para una explotación comercial con éxito es un control muy completo de las propiedades del material inicial.

## 8. Discusión

En el momento actual el estado del oscilador de efecto Gunn, está principalmente en su comportamiento en condiciones de laboratorio, en que se han obtenido potencias de onda continua de cerca de medio vatio [24] y potencia de impulsos próximas al kilovatio. Además se ha demostrado que el diodo Gunn producirá dispositivos de potencias de onda continua y de elevada pulsación que cubran todo el espectro de microondas. Algunas compañías están ya ofreciendo a escala comercial diodos de onda continua en la banda X, pero las eficacias y potencias de salida son significativamente menores que las mejores obtenidas en el laboratorio. Hablando claramente, no se logrará el impacto comercial completo del diodo Gunn, hasta que se hayan desarrollado técnicas más baratas y más reproducibles para producir GaAs epitaxial de alta calidad. En este aspecto el dispositivo Impatt que emplea silicio, ofrece algunas ventajas, pero las indicaciones hasta el momento son que el oscilador de electrón transferido se mantendrá superior desde el punto de vista del comportamiento de ruido, margen de sintonía y potencia de pico.

El campo potencial de aplicación es amplio, incluyendo osciladores locales, enlaces de microondas, equipo de prueba de laboratorio, radares convencionales y con disposición de fase, y equipo de navegación aérea de búsqueda en altura y dirección. Puede anticiparse que el oscilador micropelicular compacto preparado para sintonía electrónica y bloques por inyección de fase estará particularmente adecuado en muchos de estos campos. Es inevitable que un nuevo tipo de dispositivo como éste sea en sus primeros usos un componente de sustitución para equipos en el campo de microondas actual. Sin embargo, la baratura potencial y la simplicidad del oscilador de efecto Gunn podrían abrir un amplio mercado de consumo para aplicaciones más amplias, tales como equipos de radar para evitar colisiones en coches y trenes, indicadores de nivel en depósitos y equipos de medida de velocidad en general.

Los modos híbridos y LSA han hecho posible lograr potencias pulsadas muy elevadas, conservando sin embargo un ajuste del control sobre la impedancia del dispositivo. El límite fundamental para la máxima potencia que puede obtenerse de un dispositivo simple en este modo de operación de efecto masivo real, está determinado solamente por la necesidad de restringir las dimensiones de la probeta para evitar el efecto pelicular y la posibilidad de ondas estacionarias en la probeta. Puede demostrarse que en circuitos prácticamente realizables, estas consideraciones no son graves por debajo de niveles de potencias de salida del orden del megavatio a las más bajas frecuencias de microondas. Sin embargo, excepto en el caso de ciclos de muy bajo rendimiento, los problemas producidos por la disipación de calor en este tipo de probeta, favorecerían el camino alternativo por el que se deriva una potencia de salida muy elevada de muchas unidades de potencia más pequeñas, como en el radar con disposición de fase.

La familia de dispositivos discutida en la última sección de este artículo, que descansa en las propiedades del dominio de campo elevado en probetas estiradas

está, hasta ahora, sólo en la fase de investigación de su desarrollo. Enseñan las posibilidades excitantes de un fenómeno que es único en la física de estado sólido. El DOFIC representa un nuevo camino de realizar funciones electrónicas complejas, que está completamente divorciado del concepto establecido de un ensamble interconectado de elementos pasivos y activos que emplean uniones  $p-n$ . Es particularmente alentador que las velocidades de trabajo óptimas del dispositivo están en la región en que las técnicas convencionales están próximas a su límite superior de trabajo.

## Reconocimiento

Los autores desean expresar su agradecimiento a muchos colegas de STL que han contribuido al trabajo analizado en este artículo. Gracias particulares se dan a J. Froom, M. P. Wasse y R. E. Cooke.

## Referencias

- [1] J. B. Gunn: Microwave Oscillations of Current in III-V Semiconductors Solid State Communications, Vol. 1, Sepbre. 1963, págs. 88—91. Instabilities of Current in III-V Semiconductors IBM J. Res. and Dev., Vol. 8, Abril 1964, págs. 141—159.
- [2] B. K. Ridley y T. B. Watkins: The Possibility of Negative Resistances Effects in Semiconductors Proc. Phys. Soc., Vol. 78, 1961, pág. 293.
- [3] C. Hilsom: Transferred Electron Amplifiers and Oscillators Proc. IRE, Febrero 1962, pág. 185.
- [4] J. A. Copeland: LSA Oscillator — Diode Theory, J. App. Phys. 38, Julio 1967, págs. 3096—3101.
- [5] B. K. Ridley: Specific Negative Resistance in Solids, Proc. Phys. Soc. 1963, Vol. 82, págs. 954—966.
- [6] J. S. Heeks: Some Properties of the Moving High Field Domain in Gunn Effect Devices, Trans. IEEE, ED13, Febrero 1966, págs. 68—79.
- [7] J. S. Heeks, A. D. Woode y C. P. Sandbank: Coherent High Field Oscillations in Long Samples of GaAs, Proc. IEEE (Correspondence), 53, Mayo 1965, págs. 554—555.
- [8] H. Kroemer: Theory of the Gunn Effect, Proc. IEEE, 52, Diciembre 1964, pág. 1736.
- [9] J. A. Copeland: Theoretical Study of a Gunn Diode in a Resonant Circuit Trans. IEEE, Ed. 14, Febrero 1967, págs. 55—58.
- [10] I. B. Bott y W. Fawcett: Theoretical Study of Effect of Temperature on X-Band Gunn Oscillators, Electronics Letters, e, N° 10, Febrero 1968, págs. 207—209.
- [11] J. R. Knight, D. Effer y P. R. Evans: The Preparation of High Purity GaAs by Vapour Phase Epitaxial Growth, Solid State Electronics 8, 1965, págs. 178—180.
- [12] D. E. Bolger, J. Franks, J. Gordon y J. Whitaker: Preparation and Characteristics of Gallium Arsenide, Proc. of International Symposium on Gallium Arsenide, Inst. Phys. and Phys. Soc. Conference Series No. 3.
- [13] Nelson: Epitaxial Growth from the Liquid State and its Application to the Fabrication of Tunnel and Laser Diodes, RCA Review 24, 1963, pág. 603.
- [14] H. G. B. Hicks: Comunicación privada.
- [15] G. King, M. P. Wasse y C. P. Sandbank: An Assessment of Epitaxial Gallium Arsenide for use in Gunn Effect Devices, Proc. of International Symposium on Gallium Arsenide, Reading 1966, Inst. Phys. and Phys. Soc., Conference Series N° 3.
- [16] C. P. Sandbank, G. King y J. S. Heeks: Consideration of Materials and Configurations for Gunn Effect Devices, IEE Conference on Microwave Properties of Ferrimagnetics and Plasmas, Septiembre 1965.
- [17] M. P. Wasse, A. Pearson y G. King: A Microstrip Circuit Module for the Gunn Oscillator. En publicación.
- [18] A. Pearson: Comunicación privada.
- [19] G. King y M. P. Wasse: Frequency Modulation of Gunn Effect Oscillators Trans., IEEE ED 14, Octubre 1967, págs. 717—718.
- [20] G. King y M. P. Wasse: High Power Gunn Effect Oscillators using Epitaxial GaAs, Electronic Letters, Agosto 1966, Vol. 2, N° 8.
- [21] J. S. Heeks, H. K. Au y A. D. Woode: An Experimental Study of High Peak Power Gunn Effect Oscillators. En publicación.
- [22] C. P. Sandbank: Synthesis of Complex Electronic Functions by Solid State Bulk Effects, Solid State Electronics, 10, 1967, págs. 367—380.
- [23] M. Shoji: Current Pulse Generators, Proc. IEEE, Mayo 1967, Pág. 710.
- [24] T. Okoshi: Gunn Devices are on Target, Electronics, Diciembre 1967, págs. 125—130.

C. P. Sandbank nació en Viena en 1931. Obtuvo un grado de honor en Física de la Universidad de Londres en 1953 y entró en Standard Telephones and Cables el mismo año. En 1956 se le concedió el Diploma del Imperial College, de Londres, en Ingeniería eléctrica, y en 1960 pasó a la División de Transmisión

de STC, donde fué responsable del desarrollo de dispositivos especiales y circuitos integrados de semiconductores. Actualmente es el jefe de investigación de técnicas microeléctricas y efectos masivos en estado sólido en Standard Telephones Laboratories.

Mr. Sandbank es socio del Instituto de Ingenieros Electrónicos (Institution of Electrical Engineers).

**G. King** nació en Londres en 1925. Después de estudiar en el Royal Technical College de Glasgow, sirvió en las fuerzas aéreas donde trabajó en sistemas de radar experimentales y operacionales.

En 1947 entró en el departamento de Ingeniería de Standard Telecommunication Laboratories y trabajó en problemas relacionados con emisores termiónicos y tubos de microondas. Sus

trabajos más recientes incluyen estudios básicos de modulación de velocidad en klystrones de elevada potencia y elevada eficacia. Actualmente se ocupa de estudiar las inestabilidades en materiales semiconductores en bloque y su aplicación a dispositivos de microondas de estado sólido.

**J. S. Heeks** nació en Stoke-on Trent, Inglaterra, el 15 de Febrero de 1934. Recibió el grado de B. Sc. en física y el grado Ph.D. por sus trabajos en espectroscopia de microondas por la Universidad de Birmingham, Inglaterra, en 1953 y 1958, respectivamente. Entró en Standard Telecommunication Laboratories en 1960 y desde entonces ha estudiado gran variedad de problemas principalmente conectados con el trabajo de mezcladores, moduladores y diodos paramétricos en ondas milimétricas. Actualmente está trabajando en el efecto Gunn.

## Premios

**44 personas del sistema ITT han sido premiadas con 56,000 \$ por sus inventos, productos y servicios**

En Nueva York el 24 de Julio de 1968 se concedieron a cuarenta y cuatro empleados de compañías afiliadas a ITT premios en metálico que ascendían a 56.000 dólares.

Estos empleados, procedentes de diez compañías de ITT, fueron premiados en el programa de premios establecido en 1966 para reconocer las contribuciones al sistema de ITT en el desarrollo de inventos, nuevos productos y servicios.

Los honorificados recibirán medallas y certificados conmemorativos además de sus premios en metálico, y las compañías a que pertenecen recibirán también trofeos para exhibición.

El Presidente del Consejo y de la Compañía, Mr. Harold S. Geneen, dijo: "nuestro programa de premios es el camino utilizado por ITT para expresar el reconocimiento a aquellos empleados que han contribuido materialmente al ensanchamiento y mejora de la gran multiplicidad de productos de ITT. El programa estimula la creación, tanto en el campo de nuestra organización tradicional como en nuestra nueva y diversa organización para ayudar a un beneficio mejorado de la corporación".

Mr. Geneen continuó: "en nombre de más de 210.000 empleados de nuestro sistema ITT, estoy encantado de expresar, por medio de estos premios, la apreciación de ITT a los galardonados".

Las realizaciones para las que se conceden estos premios se dividen en dos categorías: inventos y productos/servicios.

En la categoría productos/servicios se concedieron dos premios compartidos que totalizan 20.000 dólares.

Messrs. E. H. Ings, R. Tatman, W. G. Cook, R. Y. Gill y B. E. Ash, de la compañía afiliada británica Standard Telephones and Cables de Londres, se repartirán 10.000 dólares. El premio se ha concedido por el desarrollo de un cable coaxial muy utilizado, tipo 174 que constituye una mejora importante en los cables de comunicación para banda ancha.

En el segundo premio, G. H. Duddridge, H. A. Moore, C. F. G. Smith, A. Hynd y D. A. Hibbs, también de Standard Telephones and Cables, se reparten 10.000 dólares por el desarrollo del cable submarino de STC de 1 pulgada. Este cable se emplea en sistemas telefónicos submarinos de larga distancia con capacidad de 640 canales.

En el campo de las invenciones, se ha concedido un premio de 10.000 dólares que será compartido por C. Vazquez y sus asociados G. C. Dufresnoy, S. M. Y. Maelstaf y M. C. J. Barbaut. Estos ingenieros de la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques de París, desarrollaron un conmutador submini-

atura. Este "miniconmutador" es de muy bajo coste y gran velocidad, apropiado para sistemas de conmutación telefónica y telegráfica semielectrónicos y electromecánicos.

En el campo de nuevos productos se han concedido los siguientes premios adicionales por la cifra de 20.000 dólares:

5.000 dólares — repartidos entre C. S. Nevin, O. A. Drake, H. W. Baker y K. R. Crowe de ITT Industrial Laboratories Division, Fort Wayne Ind. y E. A. Ziemer, A. W. Hoover y J. E. Barlow de ITT Electron Tube Division, Easton, Pa., por su contribución al desarrollo de dispositivos de visión nocturna.

5.000 dólares — entre Dr. H. Carl, Dr. O. Laaf, K. Schmid, G. Gebhard y H. Kuhn de Standard Elektrik Lorenz, Stuttgart, Alemania, por el desarrollo del sistema de radioenlace de 6 GHz. que es un sistema de microondas de muy ancha banda para la transmisión de grandes grupos de canales telefónicos, así como televisión.

5.000 dólares — compartidos por H. A. French, L. T. Gannon, M. W. Green, C. Greenwald y J. G. Gulack de ITT Defense Communications, Nutley, N. J., por el desarrollo de equipos de microondas de la serie 660, empleados por el ejército de los Estados Unidos en una variedad de aplicaciones.

5.000 dólares — para 8 ingenieros de ITT Gilfillan, Inc., Van Nuys, California, por el desarrollo de equipos radar de largo alcance para barcos. Estos son: G. B. Crane, I. W. Hammer, S. L. Howard, N. T. Keyes, T. Kinaga, A. W. Meyer, R. E. Stein y E. E. Thomas.

En el campo de los inventos se concedieron cuatro premios adicionales que totalizan 6.000 dólares.

2.000 dólares — a G. Gassmann de Standard Elektrik Lorenz, Stuttgart, Alemania, por el circuito de sincronismo para receptores de televisión.

2.000 dólares — compartidos por H. Adelaar y J. Masure de Bell Telephone Manufacturing Company de Amberes, Bélgica, por un principio de alineación de canales para centrales de conmutación con multiplex por división en el tiempo.

1.000 dólares — a J. Keyes de ITT Bell y Gossett Hydronics, Morton Grove, Ill., por una bomba de impulsión anti-sonora, que asegura una circulación silenciosa de fluidos de calefacción en las casas y en la industria.

1.000 dólares — a W. D. Hessler, ITT Marlow, Midland Park, N. J., por una bomba centrífuga "trash-hog" (supresora de suciedad) que puede limpiarse con facilidad si se obstruye por sólidos introducidos en el fluido que bombea.

# Equipo digital de telemetría para vehículos espaciales

H. ENDRES

D. PABST

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania

## 1. Introducción

Los costes de lanzamiento para colocar un satélite en una órbita baja son, en el momento actual, del orden de 100.000 marcos alemanes, por kilogramo de peso del satélite. Por esta razón es necesario cumplir con requisitos muy estrictos en el diseño y producción de equipo espacial en lo que a peso y fiabilidad se refiere. Lo mismo sucede en lo que respecta al consumo de energía, lo que determina el tamaño de las baterías químicas y el área de baterías solares y por consecuencia afecta considerablemente al peso del satélite.

Además el equipo espacial tiene que funcionar en condiciones ambientales adversas tales como el vacío, la fuerte aceleración y vibración durante el lanzamiento, amplias variaciones de temperatura, y a veces radiación nuclear de alta energía. Por estas razones el diseño y producción de unidades de telemetría para vehículos espaciales están condicionados en un alto grado por requisitos poco comunes en telecomunicación y por condiciones ambientales, que no se consideran en equipos similares en estaciones terrestres. Naturalmente la solución de tan difíciles problemas exige altos costes, de modo que por razones comerciales, unidades transportadas en satélite, funcionalmente idénticas a las terrestres se realizan usando circuitos, componentes y medios técnicos completamente diferentes.

En las secciones que siguen describiremos las características particulares de la técnica de vuelos espaciales en lo que se refiere al equipo de proceso de datos de los sistemas de telemetría.

Describiremos unidades y sistemas que se han desarrollado con información del programa nacional espacial que ha sido facilitado por el Bundesministerium für wissenschaftliche Forschung.

## 2. Organización y desarrollo del sistema

Un sistema de telemetría que emplea modulación en código de impulsos (PCM) para aplicaciones en vuelo espacial ofrece un gran número de ventajas cuando se compara con otras técnicas de modulación. De los resultados de diversas medidas puede derivarse una secuencia de señales codificadas, que almacenadas fácilmente en el satélite, se transmiten de modo sencillo y pueden ser evaluadas sin grave esfuerzo por un ordenador. La codificación de datos digitales ofrece una protección efectiva contra errores y puede ser cursada extensamente con circuitos digitales, del mismo modo que en los sistemas de división múltiple en el tiempo (TDM). Estos circuitos digitales pueden producirse muy fácilmente en forma de circuitos integrados (I. C.) lo que permite una construcción ligera y de pequeño tamaño. Se pueden añadir instrucciones de identificación de los datos al formato de un sistema telemétrico PCM de un modo sencillo, asignando, por ejemplo, un número consecutivo a cada formato. Así, se hace posible asignar los

datos a un tiempo particular y, supuesta conocida la órbita de un vehículo espacial, también a una posición determinada. La compresión de datos es factible con medios relativamente sencillos y ahorra capacidad de memoria en el satélite, lo que reduce el peso y volumen así como la potencia del transmisor, es decir ahorra energía. Tampoco debe subestimarse la importancia de la posibilidad de evaluación directa de los datos telemétricos por un ordenador durante la integración y pruebas de un vehículo espacial.

La figura 1 muestra el diagrama de bloques del sistema telemétrico PCM para el satélite científico AZUR. Se trata de un ejemplo de sistema de proceso de datos que maneja datos analógicos y digitales así como secuencias de impulsos procedentes de experimentos científicos y los transmite desde dos salidas con frecuencias diferentes de repetición de bits por medio de TDM. Los datos procedentes de la salida a 96 bits/segundo están destinados a ser registrados en cinta. Están contenidos en los datos de la salida de 1920 bits/segundo, que modula directamente al transmisor. Cada palabra del formato de 96 bits/segundo se señala adicionalmente con un número y se inserta en el formato de 1920 bits/segundo. (Ver Figs. 2 y 3 para los formatos).

Se obtiene alguna ventaja en el diseño, subdividiendo el sistema completo en cuatro unidades. Un número de unidades más pequeñas permite alcanzar mayor estabilidad mecánica y puede usarse para compensar unas con otras evitando así pesos adicionales destinados a mantener el equilibrio en el satélite. Estas cuatro unidades tuvieron que ser diseñadas de tal modo que el número de conexiones eléctricas entre ellas fuese lo menor posible, puesto que un gran número de aquéllas aumentaría el peso de la forma de cable y de los conectores, lo que requeriría elementos de circuito suplementarios para la supresión del ruido producido por las interconexiones y el tiempo y esfuerzo necesarios para la realización de pruebas de los instrumentos en gran escala. Se ha conseguido un número pequeño de conexiones gracias a que cada instrumento usa técnica TDM y necesita sólo un impulso de trabajo y una señal de sincronismo, que son generados en la unidad número 4. De ahí que sean cuatro conmutadores los que tomen parte en la generación del formato de 96 bits/segundo. (Ver Figs. 1 y 3).

Las unidades 1, 2 y 3 generan cada una 6 bits en paralelo que son transferidos por la unidad número 4 a los conversores "paralelo a serie". Se obtienen, cada vez, seis datos digitales simultáneamente.

Todas las señales de control se derivan de un oscilador de cristal, alojado en la unidad número 4. Hay dos de estos osciladores, si uno se avería el segundo se conecta automáticamente al circuito. También el divisor de frecuencia que sigue está duplicado, de modo que puede pasarse de un divisor a otro mediante una señal de control. Lo mismo puede decirse del convertor "paralelo a serie" 2. Se ha cuidado de que no haya componentes in-

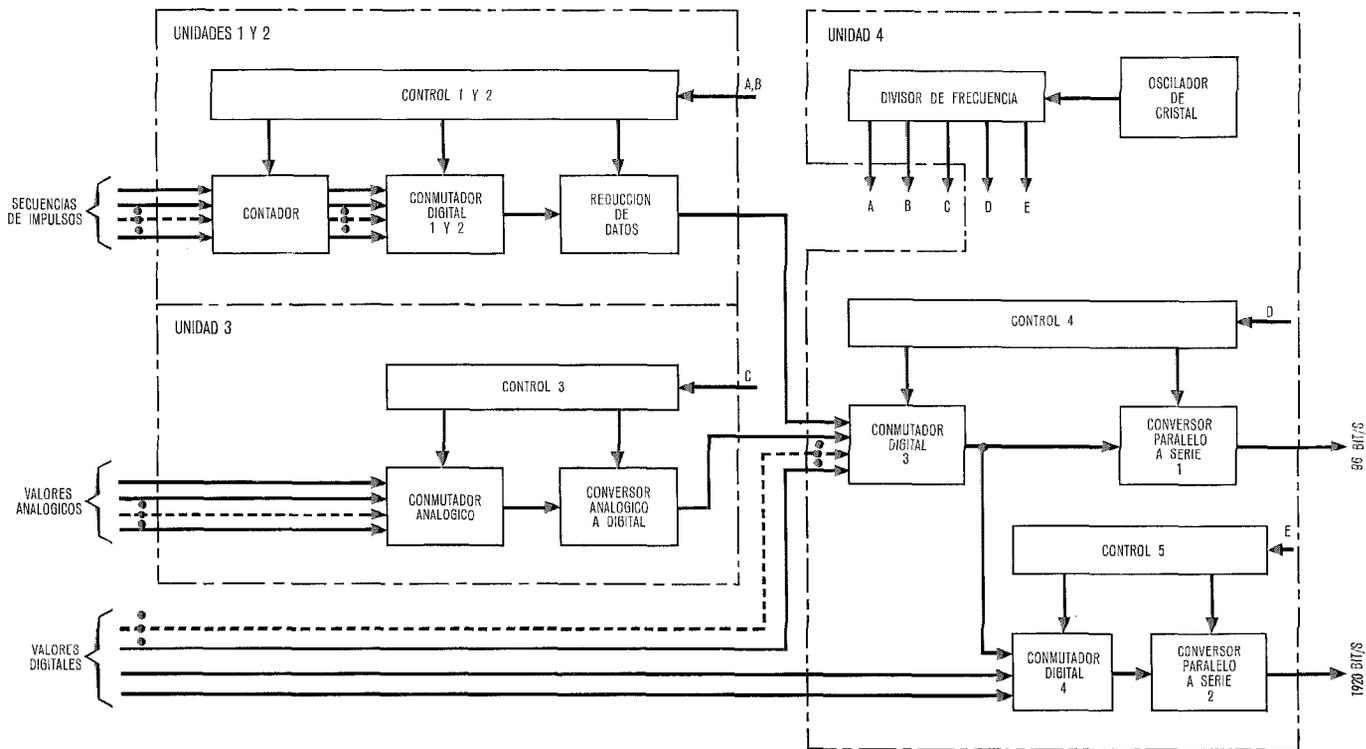


Fig. 1 Diagrama de bloques del sistema telemétrico PCM del proyecto AZUR.

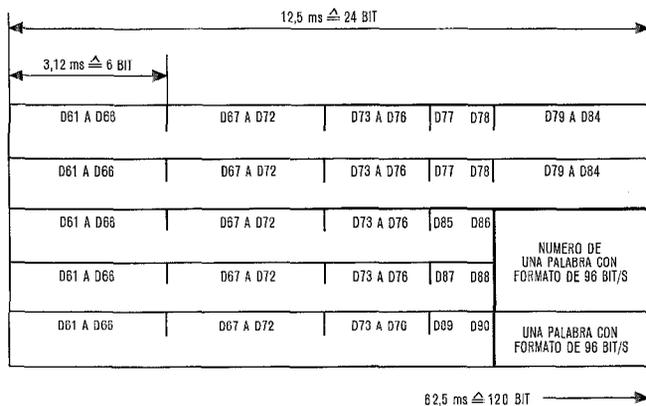


Fig. 2 Formato de 1920 bit/seg. Valores digitales D61 a D90. Se transmite una palabra sincrónica de 24 bits en el envío de datos de la primera línea de cada 80 formato.

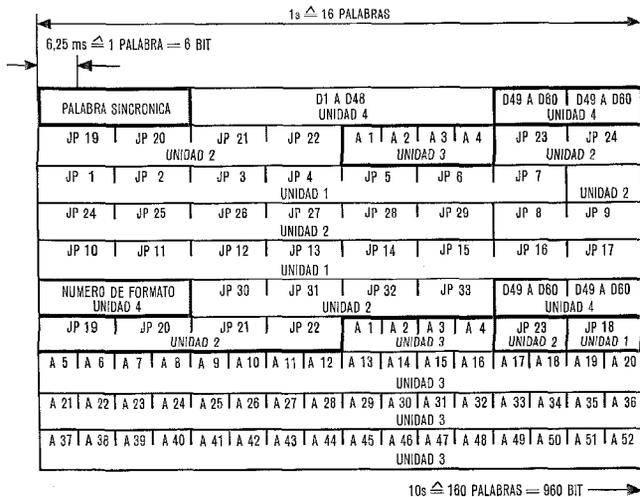


Fig. 3 Formato de 96 bit/seg. Valores digitales D1 a D12. Valores de secuencias de impulsos JP1 a JP33. Valores analógicos A1 a A51.

dividuales que en caso de fallo produzcan la inactividad de las dos salidas del sistema de telemetría simultáneamente. Con todas estas medidas, resultantes de análisis cuidadosos, fué posible mejorar de modo considerable la fiabilidad del sistema.

Los conmutadores digitales 3 y 4 utilizan elementos de conmutación realizados con diodos a causa de su pequeño consumo. Se consiguió mantener el espacio requerido dentro de muy pequeñas proporciones usando diodos integrados.

Para aumentar la fiabilidad, cada uno de estos conmutadores digitales está constituido por conmutadores más pequeños, cuyas salidas se combinan en un conmutador posterior.

El mismo principio se ha aplicado al conmutador analógico de la unidad 3. Usa vibradores integrados que, de acuerdo con una técnica bien establecida, son activados por transformadores de impulsos. El convertidor analógico-digital, que sigue, hace digitales tensiones de 0 y 2,5 voltios a 6 ciclos convirtiéndolas en palabras de 6 bits. Explicaremos el principio indicando como se obtiene el bit de mayor orden, (ver Fig. 4). Con la señal de control de orden superior (S5) el biestable (FF) correspondiente al bit de mayor orden es conmutado al estado 1, en el que se mantendrá, mientras los demás biestables se mantengan en 0. Los biestables alimentan un convertidor "digital a analógico", que produce una salida a 1,25 voltios. Un comparador realiza la comparación de esta tensión con la tensión medida y, según que ésta sea menor, mayor o igual reenvía la información 0 a 1 a los biestables. El flujo de señales debe completarse dentro de la duración de la señal de control. Al fin de la señal de control S5, la información es recogida por los biestables

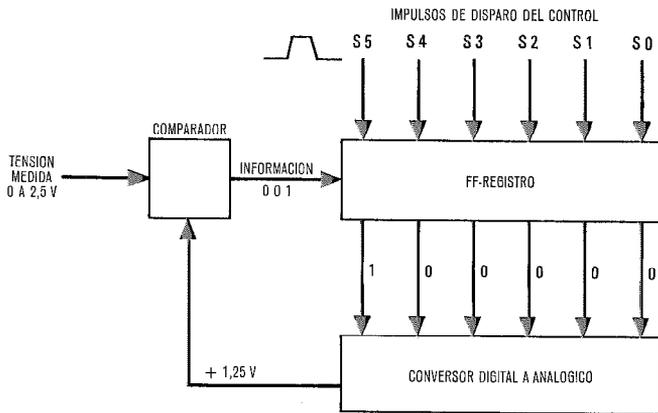


Fig. 4 Principio de conversión analógica-digital.

del bit de mayor orden. Del mismo modo los bits de orden inferior son determinados uno tras otro con cinco señales de control sucesivas.

Con el fin de ahorrar energía los circuitos integrados de la serie SN 51 se han conectado de un modo no usual en el "control 3". La salida de un seguidor de emisor de una etapa NO Y proporciona la tensión de alimentación para varias etapas NO Y (Fig. 5). Con esta disposición se obtiene un circuito que ahorra configuraciones NO Y y produce un notable ahorro de energía cuando se requieren varios de tales grupos. Aún se puede obtener un ahorro suplementario si las salidas denominadas A á H han de ser positivas sólo durante un tiempo corto, caso que se presenta al activar el conmutador analógico.

Las unidades 1 y 2 se alimentan con series de impulsos procedentes de los detectores de radiación.

Para cada una de las secuencias de 33 impulsos independientes, estas unidades determinan el número de impulsos por unidad de tiempo en contadores binarios de 22 dígitos. Los números obtenidos se transfieren por técnica TDM a un dispositivo de reducción de datos. Este transforma los números binarios en representación de coma flotante mediante instrucciones de desplazamiento que cuenta el número de bits desplazados (7 bits de mantisa, 4 bits de exponente) y los transfiere a la unidad 4 en paralelo. Durante el tiempo de transmisión de los números al dispositivo de reducción de datos las entradas del contador se cierran durante 125 milisegundos (ver formato de la Fig. 2).

El problema de transmitir  $33 \times 22$  bits en TDM se ha resuelto con un pequeño número de circuitos. Un contador binario de cuenta atrás, en el dispositivo de reducción de datos, es alimentado por señales de control, que simultáneamente hacen avanzar este contador cuyo contenido ha de ser transferido. El impulso de sobrecarga que es conducido bien vía el conmutador digital, bien vía el conmutador analógico detiene al contador de cuenta atrás, que, contiene entonces el número transferido. Puesto que este método requeriría un máximo de  $2^{22}$  ciclos en 125 ms. aproximadamente (33 MHz.), se transfieren 11 bits en un primer paso y otros 11 bits en un segundo paso. Lo que requiere solamente  $2 \times 2^{11}$  ciclos (aproximadamente 33 KHz.).

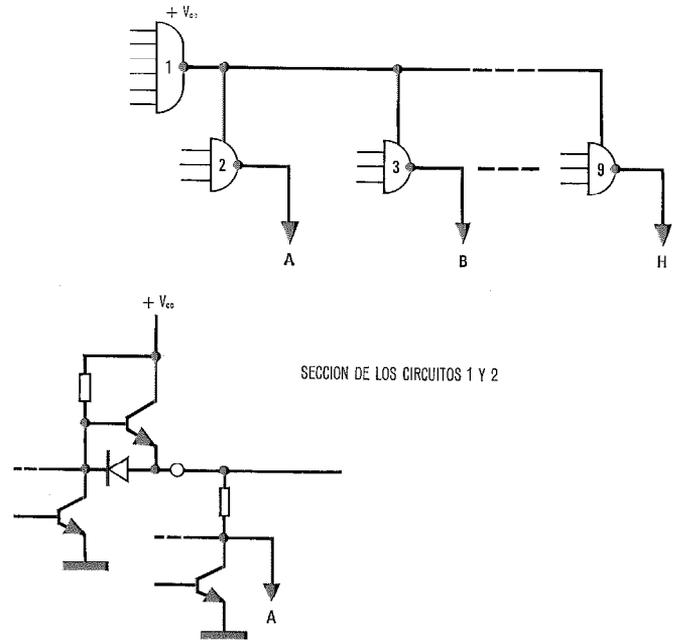


Fig. 5 Configuración NO Y que economiza circuitos integrados.

Se precisan 825 circuitos integrados para los contadores de las unidades 1 y 2. El sistema completo tal como se muestra en la figura 1 contiene alrededor de 1600 circuitos integrados y unos 600 componentes convencionales.

### 3. Construcción y tecnología

Se ha elegido una técnica flexible y bien establecida para la construcción del equipo espacial producido por SEL: circuitos integrados (I. C.) y componentes convencionales se han soldado en placas impresas por ambas caras. Estas placas se alojan dejando las menores distancias posibles entre ellas. Según se requiera las placas se sueldan o se enchufan en una placa matriz.

Se ha hecho un análisis cuidadoso para determinar el tamaño óptimo de las placas y el número de puntos a enchufar para la construcción del equipo. Se han tenido en cuenta en el análisis las siguientes consideraciones:

- las conexiones a la placa se han dispuesto solo en uno de sus lados para permitir su cambio con facilidad,
- ambas caras de las placas están impresas; se ha evitado el uso de la técnica "multicapa" por razones de fiabilidad, tiempo y costes de producción,
- uso de circuitos integrados y en lo posible de otros semiconductores dispuestos en módulos planos,
- alojamiento, en lo posible, de una unidad funcional completa en una placa, como por ejemplo, el registro de desplazamiento y el contador con la unidad de activación, el conversor analógico a digital, tanto con el fin de facilitar las pruebas y detectar los errores como con el objeto de aumentar la flexibilidad y reducir el número de conexiones.

Como resultado de este estudio se ha escogido una placa con dimensiones  $57,5 \times 60$  mm, que normalmente proporciona espacio hasta para 24 circuitos integrados. Si el alambrado es muy sencillo, como por ejemplo en

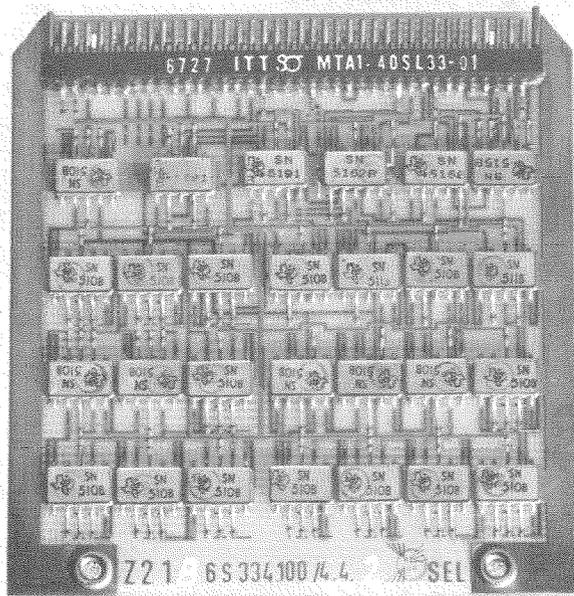


Fig. 6 Circuito impreso enchufable.

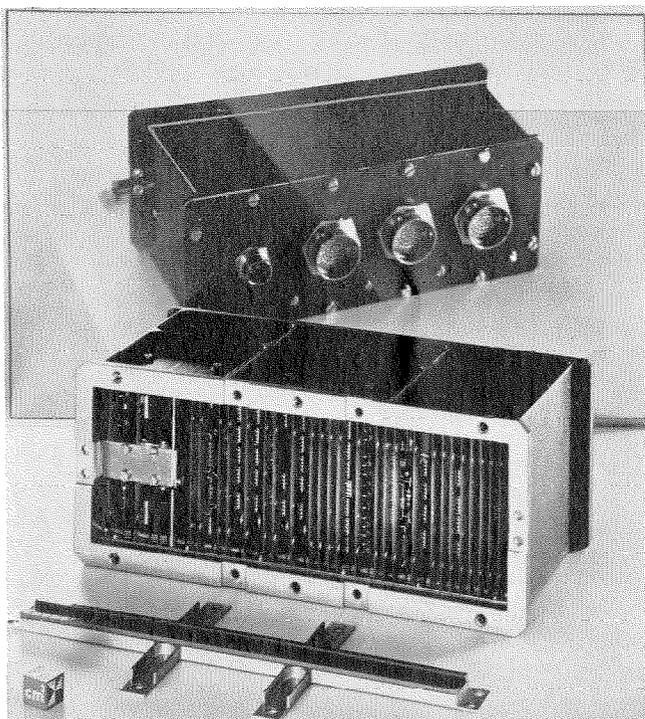


Fig. 7 Unidad de telemetría y de control.

los contadores binarios en los registros de desplazamiento, y utilizando circuitos integrados con solo diez conexiones, esta placa admite hasta 28 de ellos.

La figura 6 muestra una placa de tipo enchufable con un conector Cannon de 38 puntos, que se reemplaza por el número requerido de bandas de conexión en placas del tipo soldable.

Las bandas de conexión están hechas de níquel, lo que garantiza buena soldadura con los circuitos impresos y al mismo tiempo conexiones fiables con los componentes convencionales. La distancia periódica entre las ban-

das impresas es de 0,63 milímetros, mientras que la distancia entre los terminales de conducción de los circuitos integrados es 1,27 milímetros, lo que permite disponer una banda impresa entre dos terminales adyacentes de los circuitos integrados. Comparadas con una distancia entre bandas impresas de 1,27 milímetros, esta disposición requiere un 20 % menos de superficie y simplifica notablemente la organización de las placas.

La figura 7 muestra una unidad cuya construcción se basa en estos principios. Contiene un codificador telemétrico para 30 canales, un decodificador de control PCM y un convertor de corriente para la alimentación. Con anterioridad se realizó una unidad que efectuaba las mismas funciones, con técnica convencional, lo que permitió una sencilla comparación. Mediante el uso de las técnicas modernas se consiguió una reducción de peso y volumen en una proporción de 1/7 y al mismo tiempo se mejoró considerablemente la estabilidad mecánica.

Las placas se fijan por sus cuatro bordes; el superior mediante guías enchufables, el inferior mediante una tira de metal con inserciones elásticas, que se muestran en la fotografía en el frente de la caja y los otros dos bordes mediante muelles. Esta disposición permite una estabilidad mecánica suficiente en la mayor parte de los casos. Un cierto número de unidades ha sido sometido a pruebas de vibración de 50 gr. sin que hayan ocurrido fallos. Si no es suficiente la sujeción descrita, en caso de condiciones muy extremas, las cajas pueden rellenarse además con material esponjoso. El inconveniente de este método es que impide reparaciones posteriores.

#### 4. Componentes y materiales

La selección de componentes para un equipo que debe ser instalado en un satélite es un problema muy difícil. Normalmente se requiere una fiabilidad del satélite completo de más de 0,5, es decir, la probabilidad de que la misión se realice con éxito durante el período de tiempo requerido (por ejemplo un año) se espera que supere a 0,5. Si de este valor se deduce la fiabilidad requerida para el equipo de telemetría, se llega a proporciones de fallo del orden de  $10^{-7}$  a  $10^{-9}$  por hora para los diversos componentes. Actualmente tales valores solo pueden obtenerse si se presta un cuidado extremo a la producción. En vista de esto se debe tender a utilizar listas de componentes muy recomendados, por ejemplo las utilizadas por la NASA, en la selección de los componentes apropiados. Normalmente estas listas contienen únicamente aquellos componentes que a lo largo de varios años de ensayos prácticos han demostrado ser fiables. Esto implica sin embargo que al menos algunos de estos componentes recomendados no son de reciente desarrollo. Como consecuencia los instrumentos que usan tales componentes pueden quedar atrasados ya en el momento de su terminación. Por estas razones no se usan de modo exclusivo los componentes recomendados sino componentes bastante modernos o mejorados, con tal de que ofrezcan algunas ventajas relativas, por ejemplo, al peso o a la disipación. En estos casos se requieren aún pruebas más caras y exhaustivas con el fin de obtener conocimiento suficiente de su fiabilidad ya que no pue-

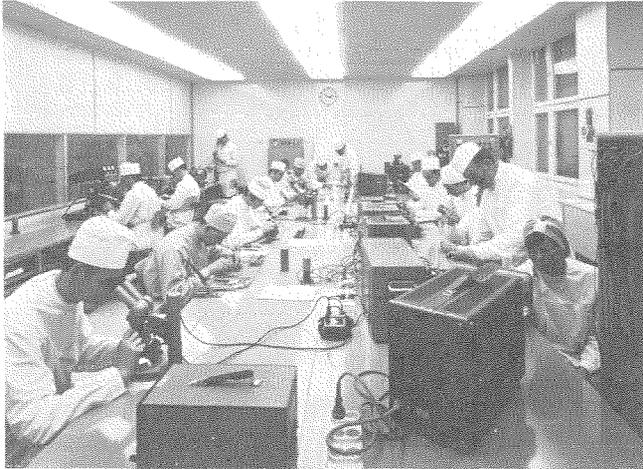


Fig. 8 Sala aséptica para equipo espacial.

den realizarse pruebas en condiciones de funcionamiento real. En el equipo desarrollado por SEL, se ha hecho hasta ahora uso extenso de circuitos de las series SN 51, recomendados por la NASA y probados en un gran número de satélites, y que pueden incluso competir hoy con los más modernos desarrollos en este campo.

Los demás materiales para cajas y placas se han elegido de modo que tengan poco peso y proporcionen suficiente estabilidad y duración en las condiciones ambientales a las que han de someterse.

En casos especiales, como en el proyecto AZUR, han surgido dificultades suplementarias al tener que evitar en lo posible los materiales magnéticos con el fin de no interferir en las medidas del campo magnético terrestre.

### 5. Producción y revisión

En el montaje del equipo espacial deben tenerse en cuenta las siguientes consideraciones:

a) han de manejarse y procesarse partes muy pequeñas lo que exige un gran número de operaciones que pueden realizarse solamente con la ayuda de un microscopio,

b) se han de realizar muchos controles y pruebas intermedias en operaciones muy precisas con el fin de obtener la mayor fiabilidad posible en el producto final.

Paras las soldaduras, por ejemplo, se supone una proporción de fallos de  $10^{-9}$  por hora en el proyecto AZUR. Aunque es muy difícil alcanzar este valor en el proceso de producción, sin embargo, es preciso, si se tiene en cuenta que el satélite considerado en conjunto contiene de 40 á 50.000 conexiones eléctricas. La producción y el montaje de la mayor parte de los instrumentos y dispositivos que han de ser instalados en un satélite se realizan en habitaciones limpias por personal seleccionado entrenado cuidadosamente. La figura 8 muestra una habitación de este tipo, en la que se monta el equipo SEL.

La prueba funcional de las placas y la comprobación al final del proceso de producción se realizan también en esta habitación, pero los pruebas de cualificación y acep-

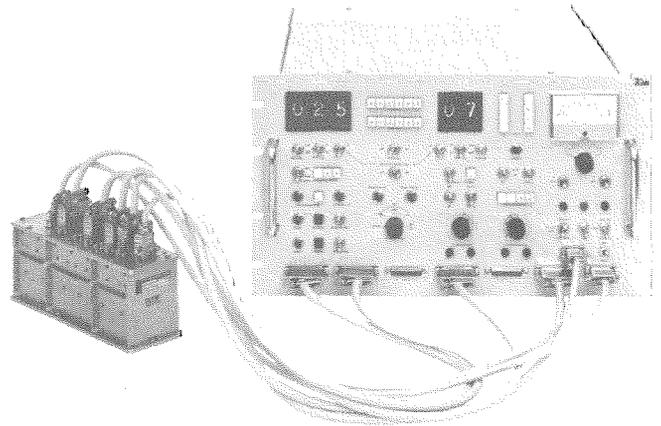


Fig. 9 Dispositivo automático de prueba conectado a unidad de telemetría.

tación (vibración, choque, vacío, temperatura, influencias eléctricas y magnéticas) se hacen principalmente por el IABG, un organismo central alemán para pruebas ambientales. Antes o después de cada una de dichas pruebas individuales, y con valores preestablecidos diversos de, por ejemplo, temperatura o tensión de alimentación, se precisan pruebas funcionales cuyo fin es detectar cualquier posible defecto del equipo. Para un solo ensayo de cualificación se necesitan unas 30 pruebas funcionales, es decir, para un proyecto de satélite que contiene, por ejemplo, cinco conjuntos de equipo, se necesitan, aproximadamente, 150 de las citadas pruebas. Además algunas funciones requieren varias horas o incluso días hasta ser completadas (programas largos de medidas, contador de órbitas, programas de emergencias), de tal modo que no resulta factible realizar pruebas puramente manuales con instrumentos de prueba convencionales. Por ello ha habido que desarrollar para las diversas unidades a instalar en el satélite dispositivos especiales de ensayos. Dichos dispositivos permiten la realización automática y completa de las pruebas funcionales, que pueden si es preciso, ser aceleradas sin necesidad de equipo auxiliar complementario. La figura 9 presenta un dispositivo de ensayo conectado al dispositivo a probar, en este caso una unidad telemétrica del proyecto AZUR.

**Hermann Endres** nació en 1922 en Pfaffenhofen, Iim, estudió ingeniería en la Universidad Técnica de Munich, obteniendo el grado de ingeniero diplomado en 1949 (Diplomingenieur) e ingresó en Standard Elektrik Lorenz AG. Ha participado en el desarrollo de equipos de conmutación electrónica, de portadoras y en sistemas multiplex de división en el tiempo, así como en ordenadores. Desde 1963 es jefe de desarrollo de sistemas de control de tráfico aéreo y telemetría.

**Dietrich Pabst** nació en 1931 en Sorga, Hessen, estudió ingeniería en la Universidad Técnica de Darmstadt, obteniendo el grado de ingeniero diplomado (Diplomingenieur) en 1958 e ingresó en Standard Elektrik Lorenz AG, dedicándose al desarrollo de ordenadores. Desde 1966 es responsable de un Laboratorio para el desarrollo de equipo espacial.

# Conector tipo grapa para circuitos impresos

C. VÁZQUEZ

C. DUFRESNOY

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, París

## 1. Características generales de los conectores modernos

Los conectores que se utilizan para equipos electrónicos deben cumplir dos requisitos opuestos:

- buena sujeción de las tarjetas conectadas,
- fácil sustitución de las tarjetas defectuosas.

La solución propuesta en este artículo para resolver este problema consiste en independizar completamente a ambas funciones mediante la apertura mecánica del conector de forma que no se aplique la fuerza de los resortes durante la retirada y la inserción de las tarjetas.

Desde otro punto de vista, los conectores modernos utilizados con equipos de conmutación presentan las siguientes tendencias:

### a) Miniaturización

La miniaturización de los componentes lleva consigo necesariamente la de los conectores. Esto da lugar a problemas complejos, ya que afecta desfavorablemente a la calidad de contacto.

### b) Mejora de la calidad de contacto

El constante aumento de la confiabilidad de otros componentes hace esencial el que se mejore también la calidad de contacto. Como los conectores trabajan en condiciones estáticas, las superficies de contacto no pueden limpiarse automáticamente con el uso.

Como la calidad de los contactos viene afectada principalmente por los agentes atmosféricos, el empleo de materiales más nobles tiende a aumentar la resistencia a la corrosión. También puede conseguirse mejorar la impenetrabilidad frente a los agentes corrosivos aumentando la presión de contacto.

### c) Aumento de la capacidad de contactos

La miniaturización tridimensional de los equipos conduce a utilizar cada vez mayor número de terminales, con lo que la inserción de las unidades funcionales se complica cada vez más.

La tendencia de la industria moderna es reducir el mantenimiento en la instalación y, por consiguiente, re-

emplazar las reparaciones por la sustitución de unidades funcionales, que puede lograrse con personal menos especializado. Por tanto, se precisan unidades intercambiables con un número cada vez mayor de puntos de conexión.

En consecuencia, el problema de la reacción a la inserción, mencionado anteriormente, se hace más crítico con el empleo de una mayor fuerza de contacto, es esencial entonces, separar las funciones de inserción de la tarjeta y de aplicación de la presión mediante el resorte de contacto, aún cuando esto exige una operación adicional.

## 2. Resortes de contacto — Generalidades

Debe considerarse el problema de las fuerzas de contacto desde un punto de vista general. Supongamos que  $F_0$  (Fig. 1) es una fuerza suficiente para asegurar un buen contacto. Esta fuerza puede conseguirse con un número infinito de resortes de características diferentes; por ejemplo, un resorte extremadamente rígido que bastará doblar en una corta longitud  $f_1$ , u otro mucho más flexible que tendrá que doblarse en una mayor longitud  $f_2$ .

Con objeto de fijar un criterio para elegir los resortes se deben conocer también los siguientes datos:

- a) las tolerancias en los valores nominales de deformación,
- b) la variación tolerable en la fuerza que hay que obtener.

Sea  $\Delta f$  la tolerancia resultante de un determinado resorte y la variación permisible de la fuerza de contacto. Como se ve en la figura 2, aplicado  $\Delta f$  a ambos lados de la deformación nominal  $f_1$  del resorte rígido se obtiene un considerable margen de variación de la fuerza, mientras que en el caso del resorte flexible con deformación nominal  $f_2$  se obtiene una variación de la fuerza mucho más

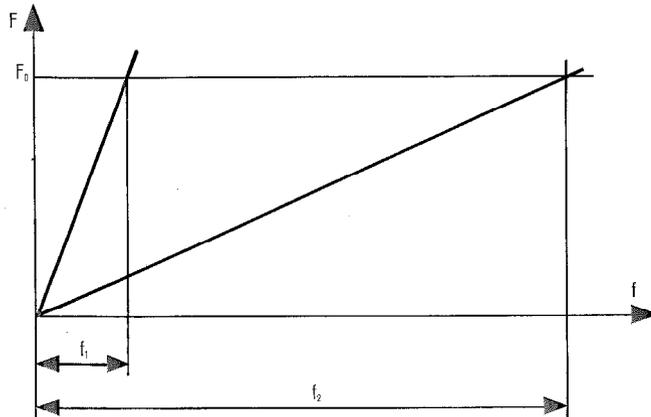


Fig. 1 Relación entre la fuerza y la deformación para varios tipos de resortes.

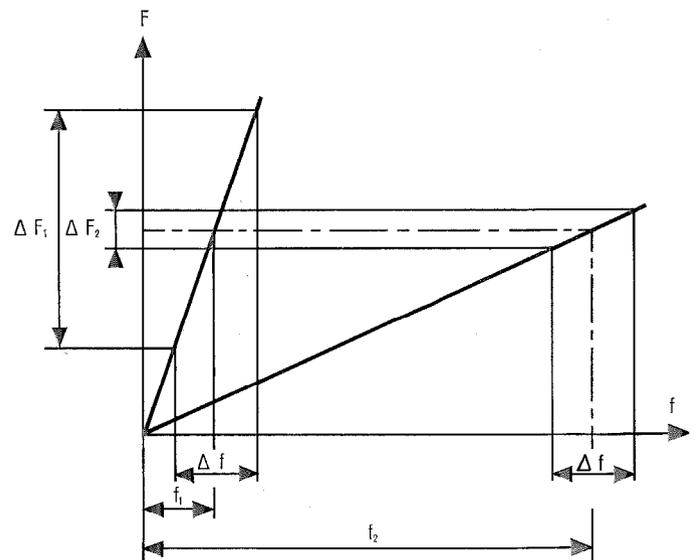


Fig. 2 Relación entre la variación de la fuerza y la variación de la deformación para varios tipos de resorte.

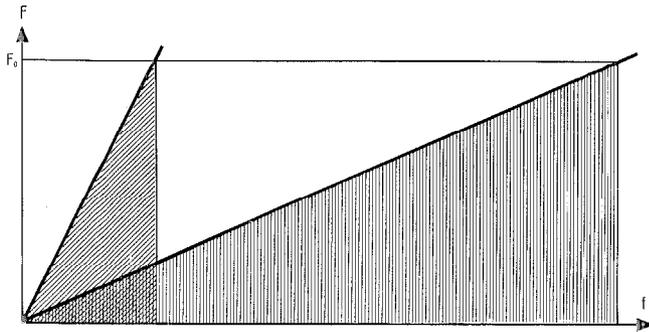


Fig. 3 Energía almacenada.

reducida para la misma  $\Delta f$ . Por consiguiente, puede decirse que el resorte óptimo es aquel cuya tolerancia de deformación  $\Delta f$  da lugar a una variación de fuerza lo más próxima posible a  $\Delta F$ ; la pendiente de su característica viene, entonces, dada por  $\Delta F/\Delta f$ , que corresponde en este caso al resorte de mayor flexibilidad.

Físicamente, los dos resortes cuyas características se muestran en la figura 2 se diferencian en la cantidad de energía mecánica almacenada en los mismos para obtener una fuerza  $F_0$ . Esta energía viene determinada por la superficie de los triángulos comprendidos entre la curva de respuesta de cada resorte y el eje de abscisas (Fig. 3), es decir: energía mecánica almacenada = mitad

de la fuerza  $\times$  desplazamiento =  $\frac{1}{2} F_0 \cdot f$ .

Puede expresarse también esta energía en función de la pendiente  $\frac{\Delta F}{\Delta f}$  de la característica del resorte como sigue:

$$T = \frac{1}{2} F_0^2 \cdot \frac{\Delta f}{\Delta F} \tag{1}$$

Pueden deducirse las siguientes conclusiones:

a) la energía almacenada depende de la estabilidad de la fuerza de contacto. Si permanecen invariables todas las demás condiciones, cuanto menor sea la variación deseada de la fuerza, mayor es la energía a almacenar;

b) para una variación constante de la fuerza, la energía varía con el cuadrado de la fuerza nominal de contacto.

Consideremos ahora la relación entre la energía que puede almacenar un resorte y el volumen de éste. A fin de evitar complicadas demostraciones realizaremos simplemente una comprobación con ayuda de fórmulas mecánicas normalizadas.

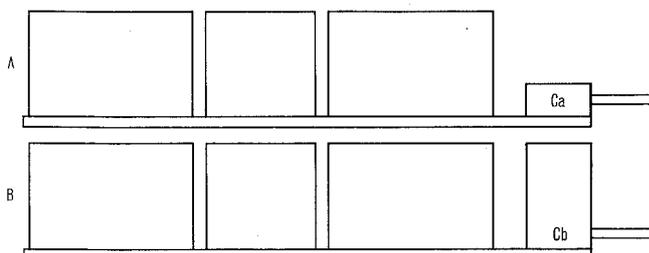


Fig. 4 Utilización del espacio disponible entre tarjetas.

Tenemos, por ejemplo, en un resorte de sección rectangular sujeto por un extremo:

$$F_{max} = \frac{t}{6} \frac{ab^2}{l}$$

$$y f_{max} = \frac{2t}{3E} \frac{l^2}{b}$$

donde  $F$  = fuerza máxima

$f$  = deformación

$t$  = fatiga permisible

$E$  = módulo de elasticidad

$a$  = anchura del resorte

$b$  = grosor del resorte

$l$  = longitud del resorte.

Por consiguiente, el trabajo máximo permisible es

$$T_{max} = \frac{F_{max} \cdot f_{max}}{2} = \frac{t^2}{18E} ab l$$

o bien

$$T_{max} = \frac{t^2}{18E} \cdot V \tag{2}$$

donde  $V$  es el volumen.

Comparando (1) y (2) se obtiene el volumen del resorte requerido para tener una fuerza  $F_0$  con una variación  $\Delta F$ :

$$V = \frac{9E}{t^2} \cdot \frac{F_0^2}{\Delta F} \cdot \Delta f \tag{3}$$

Esta última fórmula demuestra que, si las demás condiciones no varían, el aumento de la fuerza de contacto se obtiene a costa de un aumento considerable del volumen del resorte, a menos que se reduzca la tolerancia  $\Delta f$ . Pero la reducción de la tolerancia generalmente significa un aumento de los costes de fabricación. Por consiguiente, la mejor solución no consiste en reducir a priori el volumen del resorte sino en aprovechar lo mejor posible el espacio disponible. Esto exige diseñar un conector para un tipo de equipo determinado.

Puede comprenderse mejor este punto de vista con el ejemplo de la figura 4, que muestra dos tarjetas de circuito impreso superpuestas. Debe advertirse que el espacio que requiere el circuito impreso para su montaje está determinado por las dimensiones de sus componentes. El circuito  $A$  tiene un conector  $C_a$  del tipo miniaturizado. En el caso del circuito  $B$ , el conector  $C_b$  ocupa totalmente el espacio disponible, pero éste no afecta a las dimensiones totales. En el segundo caso es evidente que el conector puede ser más seguro y más barato.

Este ejemplo es directamente aplicable a los equipos de conmutación. De hecho, estos equipos son necesariamente modulares y comprenden, por tanto, unidades relativamente complejas como circuitos biestables, amplificadores e incluso relés, todos los cuales se montan en una tarjeta tipo.

### 3. El conector de tipo grapa

En 1958 la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques presentó una solicitud de patente para un conector tipo grapa que puede tomarse como ejemplo de aplicación de los principios descritos anteriormente.

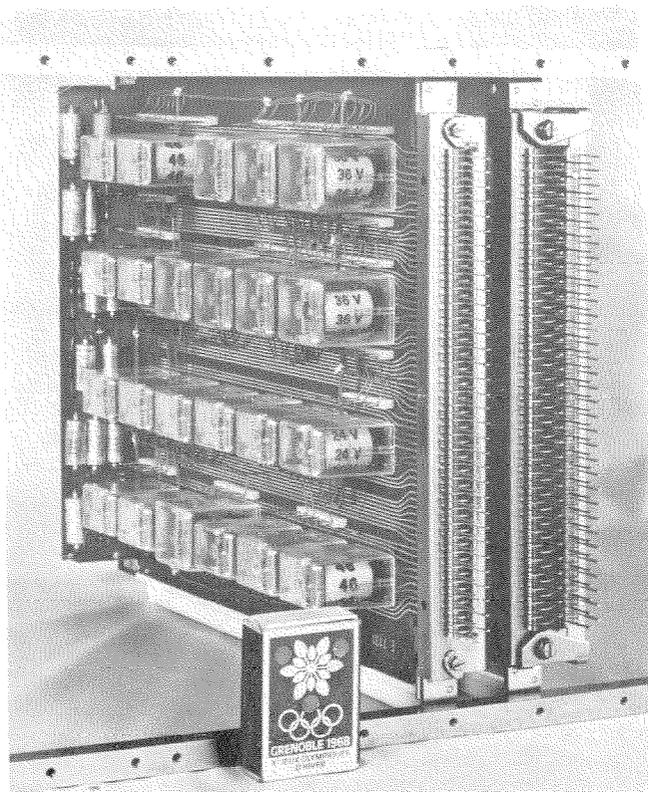


Fig. 5 Conectores de 66 puntos y de 132 puntos con tarjetas impresas.

### 3.1 Características

Las características principales del conector son las siguientes:

- alta confiabilidad, a causa de la considerable fuerza de contacto (contactos gemelos:  $2 \times 250$  gramos);
- pequeña variación de la fuerza de contacto a pesar de posibles diferencias en las dimensiones;
- gran número de terminales; a este respecto se dispone de cuatro modelos:

50 y 66 terminales para circuitos impresos por una sola cara,

100 y 132 terminales para circuitos impresos por las dos caras;

los tipos de 65 y 132 terminales se muestran en la figura 5,

- prácticamente no presenta reacción a la inserción; cuando se introduce la tarjeta en el conector éste la sujeta mediante dos excéntricas;

- compromiso ventajoso entre calidad y precio, ya que se obtiene mayor confiabilidad sin aumentar los costes, en relación con los conectores de menos calidad.

El conector está diseñado para utilizar el espacio disponible entre tarjetas en las proximidades del borde de conexión de éstas en equipos tridimensionales normalizados.

### 3.2 Descripción

Este tipo de conector constituye en sí la parte hembra y la tarjeta de circuito impreso es el macho.

El conector que se describe a continuación es para circuitos impresos por ambas caras y comprende esencialmente los siguientes elementos (Fig. 6):

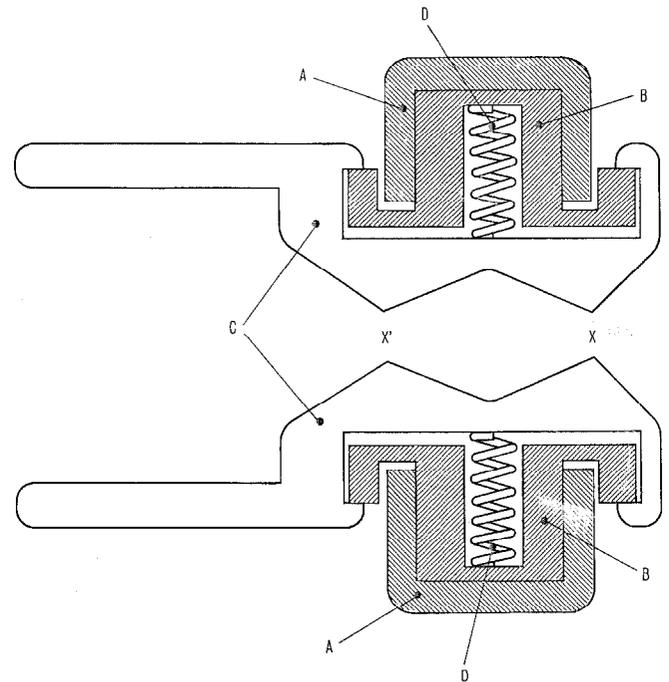


Fig. 6 Constitución del conector para circuitos impresos por ambas caras (sección transversal).

- dos soportes móviles *A*, cada uno con una pieza aislante *B* donde van montados los elementos de contacto *C*, que sobresalen 2,54 mm.;
- dos tornillos provistos de excéntricas para permitir a los contactos presionar sobre la tarjeta de circuito impreso.

### 3.3 Manejo

Se puede insertar la tarjeta fácilmente separando los soportes de contactos. La conexión se obtiene mediante tornillos de cabeza hexagonal; aflojando éstos, se separan los resortes y se puede retirar libremente la tarjeta.

El conector para circuitos impresos por una sola cara, puede obtenerse a partir del descrito colocando una pieza fija en lugar de la pieza aislante que lleva los resortes.

### Observaciones

El contacto es del tipo doble (*XX'* en la figura 6) y totalmente independiente.

Se ejerce una fuerte presión prácticamente constante mediante un muelle helicoidal *D* de gran flexibilidad que se mantiene pretensado durante el ensamble por medio de topes adecuados. Una característica interesante de este pretensado es que evita una distensión excesiva del muelle, que es muy flexible y que permite obtener con un pequeño desplazamiento *f* (Fig. 7) una fuerza considerable *F* no muy sensible ( $\Delta F$  pequeña) a las variaciones  $\Delta f$  dentro de los límites de tolerancia.

Como la inserción de las tarjetas de circuito impreso es independiente de la aplicación de presión por parte de los resortes de contacto, no hay riesgo alguno de levantar la capa de cobre de su base ni de otros defectos.

## Conector tipo grapa

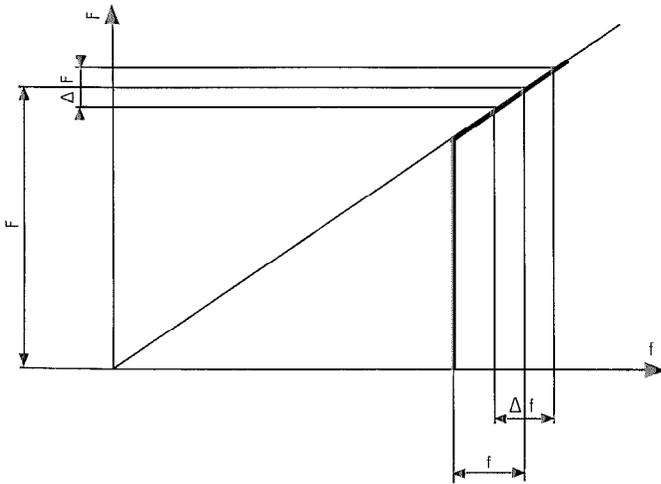


Fig. 7 Efectos del pretensado.

Utilizando contactos puntiagudos ha sido posible aumentar la presión de contacto ( $2,5 \text{ kg/mm}^2$ ), que es un importante factor de calidad.

El conector de CGCT ha superado con éxito las pruebas normalizadas de ITT, resistencia de contacto, resistencia de aislamiento, resistencia de arco, vibraciones, prueba acelerada de calor húmedo (4 días a  $50^\circ$  y humedad relativa del 95 %), prueba de humedad de larga duración (150 días a  $30^\circ$  y humedad relativa del 90 %) y prueba de vida (1.000 operaciones).

El uso de este tipo de conector se está extendiendo ampliamente no sólo en CGCT sino también en Europa y EE.UU., donde ITT-Cannon ha empleado el mismo principio para una versión adaptada a las necesidades del mercado norteamericano.

## 4. Conclusión

El conector descrito resuelve el problema de una mayor confiabilidad de los modernos equipos de conmutación.

El aumento del número de terminales y de la fuerza de contacto sin que haya reacción a la inserción permite simplificar el equipo.

La solución adoptada consiste en emplear el espacio disponible en el equipo de tipo modular normalizado y, por tanto, evita una miniaturización intrínseca del conector excesivamente cara.

Finalmente, este conector presenta una mejora de funcionamiento aunque su precio es comparable a los de los conectores convencionales.

---

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

Ingresó entonces en Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, donde es ahora jefe del departamento de ingeniería. Es autor de numerosos inventos cubiertos por treinta y cinco patentes, veinticinco de ellas a nombre de CGCT.

En 1967, C. Vázquez obtuvo un premio de ITT por su trabajo sobre un nuevo multiconmutador miniaturizado de barras cruzadas.

**Guy Claude Dufresnoy**, nació en París en Diciembre de 1927.

Ingresó en Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques en 1949 y desde entonces ha trabajado en la división de desarrollo de aparatos electromecánicos. Desde el principio, ha participado particularmente en el desarrollo de equipo de conmutación telefónico Pentaconta. En 1967, coparticipó en un premio de ITT por su trabajo en un nuevo multiconmutador miniaturizado de barras cruzadas.

Ahora, G. C. Dufresnoy es jefe de la división de aparatos del departamento de ingeniería de CGCT en París.

# International Telephone and Telegraph Corporation Compañías, principales y subsidiarias

## NORTE AMERICA

### Fabricación — Ventas — Servicio

#### Canadá

ITT Canada Limited, Montreal, P.Q. (1946);  
Branches: Edmonton, Alta; Regina, Sask;  
Winnipeg, Man.  
Barton Instruments Ltd. (Canada), Calgary, Alta (1962)  
Cannon Electric (Canada) Ltd., Toronto, Ont. (1951)  
ITT Industries of Canada, Ltd., Guelph, Ont. (1953)  
Lustra Lighting Ltd. (Canada), Toronto, Ont. (1959)  
Royal Electric Company (Quebec) Ltd., Pointe Claire, P. Q. (1958)  
Wakefield Lighting Ltd. (Canada), Londres, Ont. (1953)

#### Estados Unidos

Federal Electric Corporation, Paramus, N. J. (1945)  
Intelx Systems Incorporated, Paramus, N. J. (1947)  
International Standard Engineering, Inc., Paramus, N. J. (1958)  
ITT Technical Services Inc., Paramus, N. J. (1958)  
International Standard Electric Corporation, New York, N. Y. (1918)  
International Telephone and Telegraph Corporation, Sud America, New York, N. Y. (1929)  
ITT Abrasive Products Company, Tiffin, Ohio y Detroit, Mich. (1889)  
ITT Advanced Mechanization Laboratories, Chatsworth, Calif. (1967)  
ITT Arkansas Division, Camden, Ark. (1962)  
ITT Avionics Division, Nutley, N. J. (1967)  
ITT Cannon Electric (division) Los Angeles, Calif. (1915)  
ITT Controls and Instruments Division, Glendale, Calif. (1966)  
Barton Instruments, Monterey Park, Calif. (1925)  
ITT Snyder, Houston Tex. (1948)  
General Controls, Glendale, Calif. (1930)  
Hammel-Dahl, Warwick, R. I. (1940)  
Henze Valve Service, Hoboken, N. J. (1939)  
ITT Data Services (division), Paramus, N. J. (1965)  
ITT Defense Communications Division, Nutley, N. J. (1967)  
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)  
Nesbitt, Philadelphia, Pa. (1917)  
Hayes, Torrance, Calif. (1941)  
Reznor, Mercer, Pa. (1888)  
ITT Export Corporation, New York, N. Y. (1962)  
ITT Farnsworth Research Corporation, Fort Wayne, Ind. (1947)  
ITT Federal Laboratories, San Fernando, Calif., y Fort Wayne, Ind. (1960; pred. co. 1909)

ITT Federal Support Services, Inc., Richland, Wash. (1965)  
ITT Fluid Handling Division, Morton Grove, Ill. (1966)  
Bell & Gossett Hydronics, Morton Grove, Ill. (1916)  
ITT Jabsco Inc., Costa Mesa, Calif. (1941)  
Marlow, Midland Park, N. J. y Longview, Tex. (1924)  
Stover, Freeport, Ill. (1907)  
ITT Gilfillan Inc., Los Angeles, Calif. (1912)  
ITT Lamp Division, Lynn, Mass. (1968)  
Amplex/Lustra, Carle Place, R. Y. (1934)  
Champion Lamp, Lynn, Mass. (1900)  
Wakefield Lighting, Vermilion y Cleveland, Ohio (1882)  
ITT Industrial Laboratories Division, Fort Wayne, Ind. (1962)  
ITT Industrial Products Division, San Fernando, Calif. (1957)  
ITT Industries Inc., New York, N. Y. (1963)  
ITT Jennings (division), San José, Calif. (1942)  
ITT Mackay Marine (division), Clark, N. J. (1909)  
ITT Microwave Inc., Mountain View, Calif. (1964)  
ITT Semiconductors (division), West Palm Beach, Fla.; Lawrence, Mass.; Palo Alto, Calif. (1962)  
ITT Telecommunications (division), New York, N. Y.; Corinth, Miss.; Memphis, Tenn.; Milan, Tenn.; Raleigh, N. C. (1952)  
ITT Terryphone Corporation, Harrisburg, Pa. (1946)  
ITT Wire and Cable Division, Pawtucket, R. I. (1964)  
Royal: Pawtucket and Woonsocket, R. I. (1921)  
Surprenant: Clinton, Mass. (1946)  
U.S. Telephone and Telegraph Corporation, New York, N. Y. (1965)

#### Jamaica

ITT Standard Electric of Jamaica Ltd., Yallahs (1963)

#### Méjico

ITT de México, S. A. de C. V., Mexico City (1966)  
Industria de Telecomunicación, S. A. de C. V., Mexico City, Naucalpan de Juarez, Toluca (1957)  
ITT Industrial, S. A. de C. V., Mexico City (1949)  
Standard Eléctrica de México, S. A., México City (1953)

#### Panamá

ITT Standard Electric of Panamá, S. A., Panamá City (1963)

#### Puerto Rico

ITT Caribbean Manufacturing, Inc., Rio Piedras (1962)  
ITT Caribbean Sales and Service, Inc., Rio Piedras (1961)  
ITT World Directories Inc., Hato Rey (1966)

### Operación telefónica

#### Islas Virgenes

Virgin Islands Telephone Corporation, Charlotte Amalie (1959)

#### Puerto Rico

Puerto Rico Telephone Company, San Juan (1914)

## SUD AMERICA

### Fabricación — Ventas — Servicio

#### Argentina

Compañía Standard Electric Argentina, S. A. I. C., Buenos Aires (1919)  
ITT Latin America Inc., (Area Headquarters), Buenos Aires (1967)

#### Brasil

Standard Eléctrica, S. A., Rio de Janeiro (1937)  
Electrónica Industrial S. A., Sao Paulo (1960)

#### Chile

Compañía Standard Electric, S. A. C., Santiago (1942)

#### Colombia

ITT Standard Electric de Colombia, S. A., Bogotá (1963)

#### Ecuador

International Standard Electric of New York Limited (branch), Quito (1962)

#### Guayana Holandesa

ITT Standard Electric Surinam N. V., Paramaribo (1965)

#### Salvador

International Standard Electric of New York Limited (branch), San Salvador (1962)

#### 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

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)

## Compañías de ITT

### Austria

Ingelen, Viena  
Standard Telephon und Telegraphen Aktiengesellschaft, Czeija, Nissl & Co., Viena (1884)

### Bélgica

Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes (1882)  
ITT Europe, Inc. (Area Headquarters), Bruselas (1960)  
ITT Standard S.A. (Branch), Bruselas (1961)

### Dinamarca

Standard Electric Aktieselskab, Copenhagen (1931)

### España

Compañía Internacional de Telecomunicación y Electrónica, S.A., Madrid (1961)  
Compañía Radio Aérea Marítima Española, S.A., Madrid (1931)  
Marconi Española, S.A., Madrid (1935)  
Standard Eléctrica, S.A., Madrid (1926)

### Finlandia

Standard Electric Puhelinteollisuus Oy, Helsinki (1940)

### Francia

Cannon Electric France S.A., Toulouse y Paris (1962)  
Centre Français de Recherche Opérationnelle (CFRO), Paris (1954)  
Claude/Paz et Visseaus, Paris (1930)  
Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Paris (1892)  
Compagnie Générale de Métrologie, Anecy (1942)  
Graetz France, Boulogne-Billancourt, (1962)  
Laboratoire Central de Télécommunication, Paris (1945)  
Le Matériel Technique Industriel, Paris (1940)  
Le Matériel Téléphonique, Paris (1889)  
Océanic-Radio, Paris y Chartres (1946)  
Société des Produits Industriels ITT, Paris (1964)  
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)

### Noruega

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Oslo (1951)

### Países Bajos

Nederlandsche Standard Electric Maatschappij N.V., La Haya (1911) y compañías afiliadas.

### Portugal

Fabricação de Conjuntos Electrónicos-FACEL, S.A.R.L., Cascais (1967)  
Standard Eléctrica, S.A.R.L., Lisboa (1932)

### Reino Unido

Cannon Electric (Great Britain) Ltd., Basingstoke (1952)  
Creed and Company Limited, Brighton (1912)  
ITT Fluid Handling Limited, Londres (1967)  
ITT Industries Limited, Londres (1964)  
Maclaren Controls Limited, Glasgow (1844)  
Standard Telephones and Cables Limited, Londres (1883)  
Standard Telecommunication Laboratories Limited, Londres (1945) y otras subsidiarias

### Suecia

Standard Radio & Telefon AB, Barkarby (1938)

### 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 — Servicios

#### ITT Africa y Oriente Medio

(división de ITT Europa, Inc.)  
(Area Headquarters, Londres 1966)

#### Algeria

Société Algérienne de Constructions Telephoniques, Algeria (1947)

#### Congo

Bell-Congo, Kinshasa (1957)

#### Irán

ITT Battery Co. of Iran, Teherán (1966)  
Standard Electric Iran AG, Teherán (1955)

#### Marruecos

ITT Maroc S.A., Casablanca (1967)

#### Nigeria

ITT Nigeria Limited, Lagos (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 Telekomunikasyon Limited Sirketi, Ankara (1956)

#### Zambia

ITT (Zambia) Limited, Ndola  
ITT Supersonic Radio Zambia Limited, Livingstone (1965)  
Oficinas regionales de ITT Africa y el Oriente Medio:  
Luanda, Angola; Nairobi, Kenya; Beirut, Líbano; Dakar, Senegal; Tunez, Tunesia.

## ORIENTE LEJANO Y PACIFICO

### Fabricación — Ventas — Servicio — Operación

#### Australia

Cannon Electric (Australia) Pty. Limited, Melbourne (1955)  
ITT Oceania Pty., Limited, Sidney (1966)  
Standard Telephones and Cables Pty., Limited, Sidney (1912)  
ITT Australia Pty. Limited, Brisbane (1930)  
STC Finance Ltd., Sidney (1966)

#### 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 (1965)

#### Indonesia

ITT Far East and Pacific, Inc. (branch), 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 Pty. Limited (branch), Upper Hutt, Wellington (1914)

#### Pakistán

ITT Far East and Pacific, Inc. (branch), Karachi (1967)

#### Filipinas

Globe-Mackay Cable and Radio Corporation, Manila (unidad del grupo de operación) (1935)  
ITT Philippines, Incorporated, Makati, Rizal (1960)  
Philippine Press Wireless, Inc., Manila (unidad del grupo de operación) (1937)

#### Tailandia

ITT Far East and Pacific, Inc. (branch), Bangkok (1966)

### Compañías financieras y de negocios varios

Abbey Life Assurance Company Ltd., Londres (1961)  
Hamilton Management Corporation, Denver, Colo. (1931)  
Intel Finance S.A., Lausanne (1965)  
Internationale Levensverzekering Mij. N.V., Amsterdam (1966)  
ISE Finance Holdings S.A., Luxemburgo (1966)  
ITT Avis, Inc., Garden City, N.Y. (1956)  
ITT Consumer Services Corporation, New York, N.Y. (1966)  
APCOA, Cleveland, Ohio (1954)

ITT Aetna Finance Company, Clayton, Mo. (1918)  
 Bergon Corporation/Island Finance, Santurce, P.R. (1959)  
 ITT Financial Services Inc., New York, N.Y. (1964)  
 Great International Life Insurance Company, Atlanta, Ga. (1964)  
 International Telephone and Telegraph Credit Corporation, New York, N.Y. (1961)  
 Kellogg Credit Corporation, New York, N.Y. (1953)  
 ITT Hamilton Life Insurance Company, Clayton, Mo. & Denver, Colo. (1955)  
 Howard W. Sams & Co., Inc. Indianapolis, Ind. (1946) y subsidiarias

**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 Cable and Radio Inc., Puerto Rico (1922)  
 ITT Communications, Inc., Islas Vírgenes (1963)  
 ITT World Communications Inc. (1926)  
 Press Wireless, Inc. (1929)  
 Philippines Press Wireless, Inc. (1937)  
 Press Wireless Uruguay (1942)  
 Tele-radio Brasileira Limitada (1938)  
 ITT Comunicaciones Mundiales, S. A., Buenos Aires (1928)  
 ITT Comunicaciones Mundiales, S. A., Santiago (1928)  
 ITT Comunicações Mundiais, S. A., Rio de Janeiro (1930)  
 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 Islas Vírgenes y Puerto Rico), Filipinas, Guatemala, Haití, Nicaragua, Panamá, Perú, Reino Unido, Uruguay, Venezuela.

**Compañías con participacion y con licencias**

**Australia**

Austral Standard Cables Lty. Limited, Melbourne (1948)

**Francia**

Lignes Télégraphiques et Téléphoniques, Paris (1920)

**Italia**

Società Italiana Reti Telefoniche Interurbane, Milán (1921)

**Japón**

Nippon Electric Company, Limited, Tokio (1899)  
 Sumitomo Electric Industries, Limited, Osaka (1920)

Las fechas entre paréntesis indican la de fundación de la compañía por ITT o por el predecesor.

## Otros artículos y comunicaciones hechas por ingenieros de ITT de Mayo a Julio 1968

En esta lista se incluyen los artículos publicados en otros periódicos, 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

Bernutz, J., Entwicklungsmerkmale elektromagnetischer Verbindungselemente der Fernsprechvermittlungstechnik, *Feinwerktechnik* 72 (1968) 6, págs. 265—277.

Crone, W. y Popp, H., Principes et avantages du radiophare omnidirectionnel V.H.F. Doppler, *Navigation* Vol. XVI, N° 61, Enero 1968, págs. 40—50.

Dombrowski, E. y Wilde, H., Erfassung und Darstellung der Zuverlässigkeitsdaten von Bauelementen, *Nachrichtentechnische Z.* 21 (1968) 3, págs. 136—140.

Schmitz, W., SEL-Beiträge zur Fortentwicklung der Eisenbahnsignaltechnik, 50. Jubiläumsausgabe *Signal und Draht* 60 (1968) 1—2, págs. 35—38.

Schwant, J., Vergleich der Realisierungsverfahren aktiver RC-Netzwerke, *Nachrichtentechnische Z.* 21 (1968) 5, págs. 250—254.

Schwant, J., Ein Syntheseverfahren für aktive RC-Netzwerke unter Verwendung der Struktur von Yanagisawa, *Archiv der Elektrischen Übertragung* 22 (1968) 7, págs. 349—354.

Stammelbach, J., Ein Präzisions-Amplitudenmodulator für den Frequenzbereich 108 MHz bis 118 MHz, *Internationale Elektronische Rundschau* 22 (1968) 7, págs. 179—180.

#### Comunicaciones

Behne, R., Moderne Qualitätssicherung (Erfahrungen mit einem Qualitätssicherungssystem in einer Unternehmensgruppe), Österreichisches Produktivitätszentrum, Viena, 21 Mayo 1968.

Behne, R., Erfahrungen mit einem Qualitätssicherungssystem in einer Unternehmensgruppe, Ausschuß für wirtschaftliche Fertigung, Berlín, 14 Mayo 1968.

Bernutz, J., Entwicklungsmerkmale elektromagnetischer Verbindungselemente der Fernsprech-Vermittlungstechnik, VDE Düsseldorf, Tagung „Feinwerktechnik“, 15 Mayo 1968.

Giese, W., Funksprechgeräte für den öffentlichen und zivilen Bedarf, Verband Deutscher Elektrotechniker Wilhelmshaven, 6 Junio 1968.

Händel, S., Was ist Wertanalyse?, Österreichisches Produktivitätszentrum, Viena, 21 Mayo 1968.

Siebel, H. D., Digitale Schaltungstechnik, Technische Akademie, Esslingen, 10 y 11 Junio 1968.

Wilde, H., Stand und Probleme der Postautomation, Allrussische wissenschaftl. Tagung der Popov-Gesellschaft, Moscú, 14—16 Mayo 1968.

Wild, E., Der Schutz von ferngespeisten Zwischenverstärkern für Kleinkoaxialpaare gegen Blitzbeeinflussung, Technisches Komitee für Beeinflussungsfragen, Krems, Austria, 14—16 Mayo 1968.

### Intermetall

#### Artículos

Adam, G., Halbleiterbauelemente für Höhere Spannungen, Tagungsbroschüre, VDE-Fachtagung Elektronik 1968, Mayo 1968.

Mičić, L., Kapazitätsdioden, Tagungsbroschüre, VDE-Fachtagung Elektronik 1968, Mayo 1968.

Mičić, L. y Uhlmann, S., Temperaturkompensierte Z-Diode, *Funkschau*, Número 9, Mayo 1968.

Mičić, L., Diodenabgestimmter Resonanzkreis, *Internationale Elektronische Rundschau*, Número 6, Junio 1968.

Pruin, W., Kapazitätsdioden-Abstimmung der Mittelwelle, *Funkschau*, Número 11, Junio 1968.

#### Comunicaciones

Mičić, L., Preselection Circuit with Tuner Diodes, IEEE Chicago Spring Conference, 17 Junio 1968, Chicago, U.S.A.

Mičić, L., Kapazitätsdioden, VDE-Fachtagung Electronica, 2 Mayo 1968, Hannover, Alemania Federal.

### Bell Telephone Manufacturing Company

#### Comunicación

Adelaar, H. H., De toepassing van Computers in de Communicatietechniek (Aplicación de computadores en las técnicas de comunicación), Curso de vacaciones para el uso de computadores en la industria y organización, IEEE, Escuela técnica superior de Twente (Holanda).

### Laboratoire Central de Télécommunications

#### Comunicaciones

Desauty, J., La fiabilité d'un ensemble non réparable dans les techniques spatiales, Conservatoire National des Arts et Métiers, 24 Abril 1968.

Desauty, J., Notions de fiabilité, Le Matériel Téléphonique, 3 Mayo 1968 y Compagnie Générale de Métrologie, Annecy, 27 Junio 1968.

Desauty, J., La fiabilité dans le domaine spatial, École Polytechnique de l'Université de Lausanne, 30 Mayo 1968 y Contravès, Zurich, 26 Junio 1968.

Gaugain, E., Crossbar System Number 5, 5th High Level Pentaconta Engineer Seminar, 28 Marzo 1968.

### Le Matériel Téléphonique

#### Artículos

Audic, B., Montcouquiol, J. (LMT); Rouzier, M. y Puech, S. (CNET): La commande du réseau de connexion de l'autocommutateur Périclès-Michelet, *Commutation et Électronique*, Número 21, Abril 1968.

Robert, F., Exemple de définition automatique des dossiers de fabrication et d'installation des centraux téléphoniques, *Onde Électrique*, Número 494, Mayo 1968.

#### Comunicación

Borel, G., The New Frontier in Quality Improvement, Congress of the American Association for Quality Control, Filadelfia, Mayo 1968.

### Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques

#### Artículo

Girinsky, A., Gillon, L. y Tat, N., Structure et modularité du système de commutation des messages DS 4, *Commutation et Électronique*, Número 21, Abril 1968.

#### Comunicación

Goudet, G. y Benmussa, H., Exposé sur le système électronique de commutation de messages DS 4 de la CGCT, 10e "International Communications Conference" (IEEE), Filadelfia, 12, 13 y 14 Junio 1968.

### Standard Eléctrica, S.A. ITT Laboratorios de España

#### Comunicaciones

de los Ríos, F. J., Dimensioning of Telephone Exchanges and Networks, ITT Worldwide Programming Seminar, (ITTE), Bruselas, 3 Abril 1968.

de los Ríos, F. J., Optimización de Redes, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, Madrid, 17 Abril 1968.

de Miguel, J. A., Aplicación de los Ordenadores al Control de Centrales Telefónicas, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, Madrid, 19 Abril 1968.

Ott, K. W., Engineering Information System and CADEM Hardware-Software Standards, ITT Worldwide Programming Seminar, (ITTE), Bruselas, 3 Abril 1968.

Ott, K. W., ITTLS CADEM Activities Presentation to British Post Office, STC Cockfosters, 7 Junio 1968.

Ott, K. W., ITTLS Telephone Network Planning Activities, ITT-Iskra Symposium for Yugoslavian Administration, Belgrado, 11 Junio 1968.

Rodriguez, A., Simulación de Tráfico Telefónico mediante ordenadores digitales, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, Madrid, 17 Abril 1968.

Rodriguez, A., ITTLS Traffic Activities Presentation to British Post Office, STC Cockfosters, 7 Junio 1968.

Vidondo, F., Areas de aplicación de los ordenadores, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, Madrid, 16 Abril 1968.

### Standard Telephones and Cables Limited

#### Artículos

Davies, L. M., Communications, Factory Management, Abril 1968, págs. 6—10—13.

Hugues, M., Planning Communication Systems for Business Organisation, Management Decision Journal, Spring 1968, págs. 44—47.

#### Comunicaciones

Boswell, D., Thick-Film Technology in Europe, IEE/IERE/ISHM Conference on Thick Film Technology at Imperial College, Londres, 8—9 Abril 1968.

Boswell, D., Microelectronics in the Component Equipment Interface, NEDC Conference on Microelectronics Management, Londres, 30 Mayo 1968.

Blay, A. G., Computers as an aid to Productivity in Development and Engineering Design, SIRA Conference, Eastbourne, 6—8 Mayo 1968.

Davidson, D., All Solid-State 960 Channel CCIR Microwave System, IEEE International Communications Conference, Filadelfia, U.S.A., 12 Junio 1968.

Kliber, L. J. y Salisbury, L. D., The Effects of Process Conditions on the Reliability of Solder to Thick Film, IEE/IERE/ISHM Conference on Thick Film Technology at Imperial College, Londres, 8—9 Abril 1968.

### Standard Telecommunication Laboratories Limited

#### Artículos

Lewin, L., Amplifying Properties of Bulk Negative-Resistance Material, Electronic Letters, Abril 1968, págs. 145—147.

Lewin, L., The Solution of Singular Integral Equations Over a Multiple Interval and Applications to Multiple Diaphragms in Rectangular Waveguide, SIAM Journal of Applied Mathematics, Marzo 1968, págs. 417—438.

Lewin, L., Rational Fraction Approximations and Asymptotic Series, IEE Control and Science Record, Junio 1968, pág. 548.

Lewin, L., Generation and Effect of Surface Waves at a Waveguide-Ferrite Boundary, Proc. IEE, Julio 1968, págs. 895—897.

Lomax, R. y Simmons, J. G., A Thin-Film, Cold-Cathode, Alpha-Numeric Display

Panel, Radio and Electronic Engineer, Vol. 35, Sección 5, Mayo 1968, págs. 265—272.

Lytollis, J., Infrared Optical Communication Systems, Infrared Physics, Vol. 8, Marzo 1968, págs. 123—129.

Rawlings, I. R., Optical Absorption in Silicon Monoxide, Brit. J. App. Phys. Ser. 2, Vol. 1, Junio 1968, págs. 733—739.

Reeves, A. H., PCM; Past, Present and Future, Franklin Institute Journal, Vol. 285, No 4, Abril 1968, págs. 243—250.

Reeves, A. H., The Communications Revolution, International Science and Technology, Abril 1968, págs. 106—109.

Reeves, A. H., More Calls, Bit-by-Bit, The Times, Mayo 1968, pág. 27.

#### Comunicaciones

Butler, M. B. N., Future Electronic Systems, Colloquium on Modern Electronic Devices, West Ham Technical College, Londres, 30 Junio 1968.

Flemming, G. P., (1) An Electron Beam Potential Probe, (2) Display of Data from Scanned Measuring Systems, Scanning Electron Microscopy Conference, Cambridge, 9 Junio 1968.

Goodman, C. H. L., Materials at High Pressures, Conference on Materials Under Extreme Conditions, Imperial College, Londres, 9—10 Abril 1968.

Goodman, C. H. L., Radio Variability, Conference on the Chemical Bond in Inorganic Solids, University of Bath, 16—17 Mayo 1968.

Hall, R. A., Non-Linear Compensation, IEEE International Conference on Communications, Filadelfia, 13 Junio 1968.

Haywood, G. C., RC Active Filters, Surrey University, 6 Febrero 1968.

Hockham, G. H., A Periodically Modulated Surface Reactance Aerial, IEE, Londres, 16 Mayo 1968.

Hockham, G. H., A Periodically Modulated Surface Reactance Aerial, URSI Conference, Stresa, Italia, 28 Junio 1968.

Mash, D. H., Semiconductor Light Emitters and Detectors, Microwave Summer School, Leeds, 16 Julio 1968.

Pion, M., Measurements on Junctions, Sectioning and Probes, Edinburgh University, 29 Febrero 1968.

Pitt, G. D., High Pressure Single Crystal Hall Effect Apparatus to 70 kb, 6th Annual European High Pressure Conference, Cadarache, Aix-en-Provence, 9 Abril 1968.

Sandbank, C. P., Solid-State Bulk Effects, IERE, East Anglian Section, 8 Mayo 1968.

Smyth, K. J., Design and Limitations of Practical Gyrotors, IEE Colloquium, Londres, 9 Abril 1968.

Sterling, H. F., Chittick, R. C. y Alexander, J. H., The Properties of Amorphous Silicon, Spring Meeting of Electrochemical Society, Boston, Mass., U.S.A., 5—9 Mayo 1968.

### ITT Telecommunications — Transmission Department

#### Artículos

Flack, M. M. y Whittaker, A., Microwave Communications, Telephone Engineer & Management,

1ª parte: 1º Abril 1968,

2ª parte: 1º Mayo 1968,

3ª parte: 15 Junio 1968,

4ª parte: 1º Julio 1968.

Se publicarán otras partes en los siguientes números de la Revista.

### ITT Avionics Division

#### Comunicaciones

Dodington, H., Aircraft CNI Systems, ASME Aviation and Space Convention, Los Angeles, California, 19 Junio 1968.

Ellis, B. T., Navigation Set Loran AN/ARN-92, National Aerospace Electronics Conference (NAECON), Dayton, Ohio, 6—8 Mayo 1968.

### ITT Defense Communications Division

#### Comunicaciones

Wasyliwskij, W. (ITTDCD) y Kahn, W. K. (Polytechnic Institute of Brooklyn), Mutual Coupling and Element Efficiency for Infinite Linear Arrays, Symposium held by Union Radio Scientific International (URSI), Stresa, Italia, 24 Junio 1968.

### ITT Gilfillan

#### Artículos

Newdorf, A. S., Technical Writers and Technical Manuals, Logistics Spectrum, Vol. 2, No 2, págs. 23—24, Otoño 1968.

#### Comunicación

Newdorf, A. S., Logistics Considerations in the Management of Technical Publications, San Fernando Valley Chapter of the Society of Logistics Engineers, California, 26 Junio 1968.

### ITT Industrial Laboratories Division

#### Artículos

Branchflower, G. A. y Koenig, E. W., The Image Dissector Camera, A New Approach to Spacecraft Sensors, Information Display, Vol. 5, No 2, págs. 55—60, Marzo-Abril 1968.

#### Comunicaciones

Davis, J. A., Faeth, P. A. y Sisneros, T. E., Superlinear Cathodoluminescent Phosphors, Electrochemical Society Spring Meeting, Boston, Massachusetts, 5—9 Mayo 1968.

Sisneros, T. E., Cathodoluminescence of  $\text{Eu}^{+3}$  in  $\text{LiInO}_2$ , Electrochemical Society Spring Meeting, Boston, Massachusetts, 5—9 Mayo 1968.

### International Telephone and Telegraph Corporation

#### Comunicación

Westfall, T. B., International Communications, the Problems of Progress, International Communications Association, Filadelfia, Pennsylvania, 6 Mayo 1968.

## Nuevas Realizaciones

### VOR Doppler en el aeropuerto de Frankfurt.

Después de muy extensas pruebas experimentales, junto a Munich y Rudesheim del primer VOR Doppler en la República Federal de Alemania, se instaló el segundo en Frankfurt/Main, que es el mayor aeropuerto alemán, sobre una torre de 39 metros de altura en un área de bosques cercana al aeropuerto.

Por la aplicación del principio Doppler se reducen extraordinariamente los errores debidos a reflexiones de las ondas sobre irregularidades existentes y se facilita las aproximaciones más suaves de los aviones sobre terrenos irregulares. El funcionamiento se verifica con los mismos canales de VHF que el VOR convencional y es compatible con los equipos receptores de a bordo anteriormente existentes. Los aviones equipados convenientemente para señales Doppler podrán emplear control automático de vuelo.

La instalación se ha realizado para el Bundesanstalt für Flugsicherung (Agencia Federal del tráfico aéreo).

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemania

### Estación en tierra para satélites meteorológicos.

Utilizando métodos de ingeniería, técnicas e instrumentación, idénticos a los empleados en las estaciones de guía y encaminamiento de los grandes móviles espaciales, como el entregado a ELDO para la conducción en tiempo real de los vehículos de lanzamiento de satélites, Bell Telephone Manufacturing ha desarrollado la estación de transmisión automática de imágenes APT (Automatic Picture Transmission).

Por medio de la transmisión automática de fotografías con datos de video análogos a los de televisión, esta estación proporciona durante el curso del satélite la recepción, decodificación, registro y lectura en tiempo real de las fotografías de las nubes, tal como se ven desde el satélite durante el día o la noche.

Opera en el Royal Meteorological Institute de Bruselas y recibe diariamente todas las fotografías de los satélites ESSA, así como las de alta calidad del satélite experimental geostable que recoge la información mundial de los satélites de órbita polar y posteriormente la envía a las estaciones operacionales APT.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

### Sistema de radio-alarmas para centros de distribución de electricidad.

Standard Eléctrica, S.A., ha desarrollado e instalado en Valencia para Hidroeléctrica Española, un sistema de radio-alarmas para supervisar desde el cuadro de la central la interrupción del suministro de fuerza o la operación de los disyuntores en los centros de distribución de la ciudad. Este sistema facilita la inmediata intervención del personal de mantenimiento en el caso de averías. Hasta ahora este sistema de alarma se ha instalado en 20 centros.

La estación central está provista de un transmisor de modulación de frecuencia, con una desviación de  $\pm 6$  KHz, y trabajando en la banda de 80 MHz. Este transmisor, envía automáticamente y secuencialmente cada dos segundos, los diferentes códigos correspondientes a los receptores instalados en los centros de distribución. Automáticamente se comprueba cada dos minutos la condición de cada estación por interrogación desde la central. Este sistema secuencial de interrogación tiene la ventaja de que todos los centros de distribución pueden emplear la misma frecuencia portadora.

Los centros de distribución, disponen de un transmisor de 10 vatios y un receptor completamente transistorizado con un dispositivo selectivo de llamadas equipado con filtros "reed". El código está compuesto por dos audio-frecuencias de 10 (entre 300 Hz. y 600 Hz.) que se transmiten simultáneamente. En este caso, la máxima capacidad de supervisión del sistema es de 45 centros.

Cuando se selecciona el receptor de un centro de distribución, se opera su transmisor y envía a la estación central la información concerniente a la condición de este centro (por ejemplo, que hay suministro de fuerza o se ha operado algún disyuntor).

Si se presenta una anomalía, se produce una alarma en el cuadro central, que identifica el centro de distribución. El operador puede confirmar desde el cuadro central la condición de cualquier centro, por conmutación a operación manual y oprimiendo en el teclado de llaves el código correspondiente al centro de distribución de que se trate.

Standard Eléctrica, S. A., España

### Máquina de señalización automática para mecanización postal.

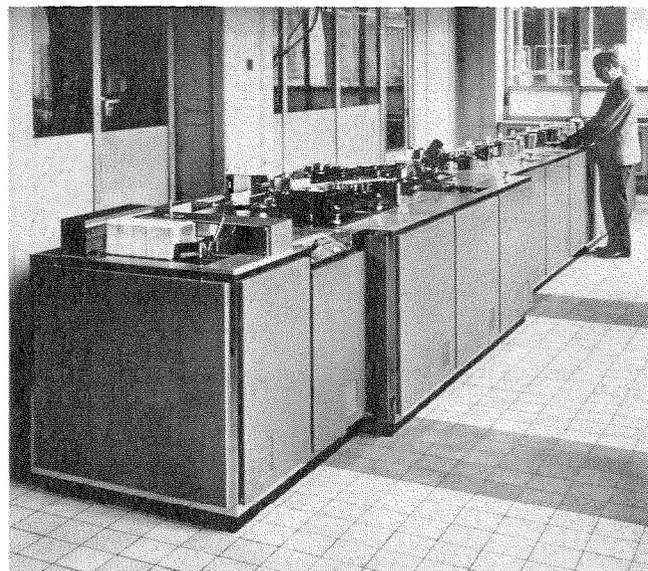
Desde Mayo de 1968, está operando en la oficina de cheques postales de Bélgica, la primera de las seis máquinas de esta clase que fueron pedidas por la Administración postal belga.

Su función es señalar automáticamente y clasificar los sobres que se emplean para enviar los estados de cuenta y otros documentos a los clientes. Cada sobre tiene una etiqueta de dirección en la cual, se lee el código postal impreso en caracteres de fundición OCR A. Este código se lee por un dispositivo óptico y se convierte en una configuración 2 de 5 que se imprime en la esquina inferior derecha del sobre, en forma de una fila de barras fluorescentes. Después de comprobar este índice por un lector de fluorescencia, antes de clasificar los sobres en 10 casilleros de salida.

La máquina mostrada en la figura funciona con la velocidad de seis letras por segundo. Su construcción es modular, lo que permite su ampliación hasta un máximo de 16 salidas.

Está planeándose equipar este tipo de máquina más adelante con un lector óptico para tipos diversos. Esto permitirá la señalización automática de una gran variedad de cartas, impresas y escritas.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica



Máquina de señalización automática para correo.

### Antenas para modernos aviones de reacción.

El operador de a bordo en el despegue del aparato *Harrier* de la Royal-Air-Force selecciona la frecuencia de trabajo para el sistema de antena *AN 13* empleando pulsadores 0 a 9 de una unidad de equipo de control que envía información digital a la unidad selectiva de frecuencia. Esta última unidad coloca automáticamente las unidades seccionales de la antena para la operación en alta frecuencia y la antena de lámina para muy alta frecuencia. Las antenas seccionadas se fijan adyacentes a la superficie del avión para reducir las desviaciones producidas por la lluvia.

En los aviones *Concorde*, *Trident*, *HS 125* y *Buccaneer* se han montado antenas análogas.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

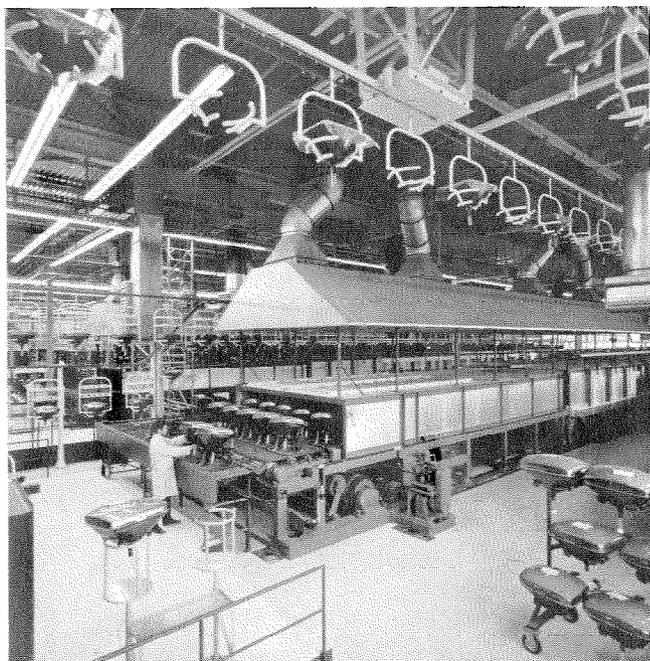
**Planta operacional de tubos de imagen-color.**

En un moderno edificio con 80.000 m<sup>2</sup> de planta ha empezado la fabricación de tubos de imagen-color en la nueva fábrica de Standard Elektrik Lorenz en Esslingen, Alemania. Se ha hecho la mayor automatización posible del proceso de producción que unido al minucioso control garantiza la mayor calidad para estos tubos de imagen-color.

El horno de sinterizado que se muestra en la figura, tiene 35 m. de longitud y a una temperatura de 450 °C se inserta en la placa frontal la máscara y se reúne con el cono de los tubos. Se utiliza el método Permachrone para suspensión en la pantalla de la máscara lo que produce gran fidelidad en el color aún inmediatamente al encendido del televisor.

También pueden suministrarse los tubos de imagen-color SEL PERMACOLOR en el tipo SELBOND® a prueba de impulsión, que permite que no sea necesario cristal de protección para la pantalla, facilitando un diseño más moderno y reducido para el mueble, similar a los usados con tubos blanco-negro.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemania



Horno de sinterizado en la fábrica de tubos de televisión.

**Sistema telegráfico de frecuencia-audio RTT 8.**

Partiendo del sistema MTT recientemente desarrollado, se ha derivado un sistema telegráfico de frecuencia-audio apropiado para usarse con transmisión por radio en HF. Con respecto al sistema MTT, los nuevos modems de canal proporcionan un rechazo aumentado del canal adyacente y pueden operar en diversidad de espacio y frecuencia. La separación entre canales es 170 Hz. El combinador de diversidad es de un tipo nuevo que proporciona una transferencia rápida, pero continua, del canal débil al más fuerte.

Los equipos pueden suministrarse con un máximo de 16 transmisores o hasta 16 receptores, así como equipos combinados transmisor-receptor hasta para 16 canales. Las facilidades de supervisión y pruebas son muy sencillas y no hace falta utilizar equipo de pruebas externos para mantenimiento y alineación.

Los dispositivos electrónicos de salida, hasta ± 80 V/40 mA están protegidos contra cortocircuitos. No hay ningún peligro por una aplicación equivocada de las baterías telegráficas o de generadores de llamada (70 V., 25 Hz).

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

**Diodo Zener ZTR 33 de temperatura compensada.**

La División de semiconductores de ITT en Alemania, INTERMETALL, ha agregado en su lista de semiconductores un diodo Zener con compensación de temperatura. Con la denominación ZTR 33, el nuevo diodo es un circuito integrado lineal dentro de la técnica de silicio planar. Constituye un elemento de dos terminales encapsulado según TO-18 y eléctricamente puede emplearse como diodo Zener de 33 voltios ordinario.

Se ha diseñado originalmente para estabilizar el voltaje de suministro de receptores de radio y TV sintonizados electrónicamente. Debido a la excelente construcción del nuevo dispositivo, se simplifica mucho la construcción de sintonizadores de gran calidad. Además, puede emplearse ventajosamente en otras muchas aplicaciones. Los circuitos en que se utiliza pueden tener una configuración mucho más sencilla que los que emplean diodos Zener comparables del tipo convencional, puesto que por sus propiedades favorables pueden ahorrarse los elementos para compensación por la temperatura de su voltaje de referencia.

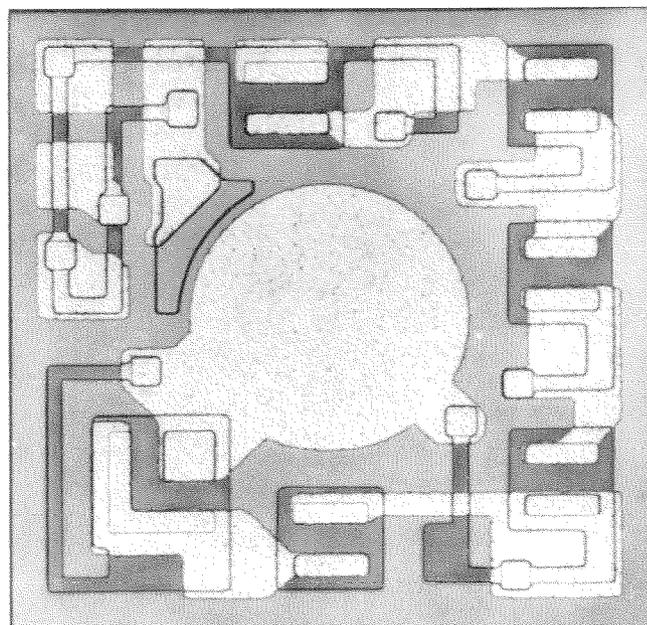
A continuación se da una tabla comparativa de los datos del nuevo diodo Zener ZTR 33 y de uno convencional ZF 33 (I<sub>Z</sub> = 5 mA):

	ZF 33	ZTR 33
Voltaje V <sub>Z</sub>	33 V.	33 V.
Coefficiente de temperatura	10 <sup>-3</sup> /°C	2 × 10 <sup>-5</sup> /°C
Resistencia dinámica r <sub>Z</sub>	40 ohms.	12 ohms.

Con respecto al coeficiente de temperatura el diodo ZTR 33 es superior al ZF 33 en 50 veces aproximadamente y en relación con su resistencia dinámica en unas tres veces.

La ventaja se ha conseguido por la aplicación de las modernas técnicas de integración. En un cristal monolítico de silicio se han interconectado adecuadamente diodos ordinarios y diodos Zener con coeficientes de temperatura parcialmente positivos y parcialmente negativos, consiguiendo un acoplamiento técnico bueno entre los elementos individuales, tal que permite observar que no hay gradiente de temperatura. Al mismo tiempo se evitan los puntos de contacto de poca confianza que existen empleando diodos conectados en serie. Como en todos los componentes realizados en técnica planar el diodo ZTR 33 tiene la superficie de cristal protegida por silice, asegurando mejor estabilidad con el tiempo y mayor vida.

Intermetall, GmbH, República Federal Alemania



Geometría del diodo Zener con compensación de temperatura ZTR 33 (tamaño actual 0,5 × 0,5 mm.).

**Sistema de vigilancia del satélite científico ESRO I.**

El Centro Europeo de investigaciones espaciales conocido por ESRO (European Space Research Organization) o también CERS (Centre Européen de Recherches Spatiales) ha contratado con el Laboratoire Central de Télécommunications la definición, diseño y construcción del sistema de vigilancia para el satélite científico ESRO I.

Este equipo colocado en el satélite realiza tres funciones principales:

a) Distribuye los voltajes de suministro de los distintos equipos montados sobre el satélite, por medio de numerosos relés biestables que se operan desde tierra a través del sistema de telemando. El equipo suministrado se ha fabricado por Bell Telephone Manufacturing Co, Amberes, y se describe en Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43, N° 1, 1968, págs. 91—92.

b) Tiene la responsabilidad para el envío de muchas medidas de interés general a bordo para la vigilancia (6 medidas de corriente, 11 de voltaje y 24 de temperatura) que envía al sistema de telemida para su transmisión a tierra. Circuitos eléctricos asociados con los sensores dan voltajes proporcionales a las magnitudes de entrada, en el margen de 0 a 5 voltios con una exactitud de  $\pm 2\%$  para voltajes y corrientes y  $\pm 3^\circ\text{C}$  para temperaturas entre  $-30^\circ\text{C}$  y  $+60^\circ\text{C}$ .

c) Actúa finalmente sobre la conmutación automática de cinco relés, por comparación entre nueve medidas de las precedentes y valores prefijados de umbral, protegiendo al satélite contra fallos temporales o permanentes.

Durante 1966 y 1967 se fabricaron dos prototipos y tres unidades de vuelo y la extremada calidad y pruebas de aceptación fueron completamente satisfactorias. Se dedicó una atención especial al diseño mecánico para que pudieran soportar las vibraciones del lanzamiento sin ningún riesgo.

Los circuitos electrónicos están contruidos en pequeños módulos de pocos centímetros cúbicos, y emplea soldadura eléctrica para el ensamble de componentes. Los módulos también están fijados por medio de soldadura eléctrica en tarjetas impresas a doble cara, con orificios de paso plateados.

El alambrado y relés están encerrados en esponja de poliuretano dentro de una caja hecha con chapa delgada de acero que forma un envase. El ensamble realizado de esta forma es extremadamente rígido, sin resonancia alguna a la vibración exterior.

Se obtiene la confiabilidad en el conjunto del equipo por redundancia en el alambrado y en algunos circuitos. Cada componente se ha seleccionado con el mayor esmero y sometido a pruebas de envejecimiento antes de utilizarlo en equipos de vuelo. Por ejemplo, la resistencia de los contactos de cada relé se midieron antes y después de un ciclo de unas cinco mil operaciones bajo las cargas actuales (estas pruebas se realizaron en "Le Matériel Téléphonique") y solamente se utilizaron

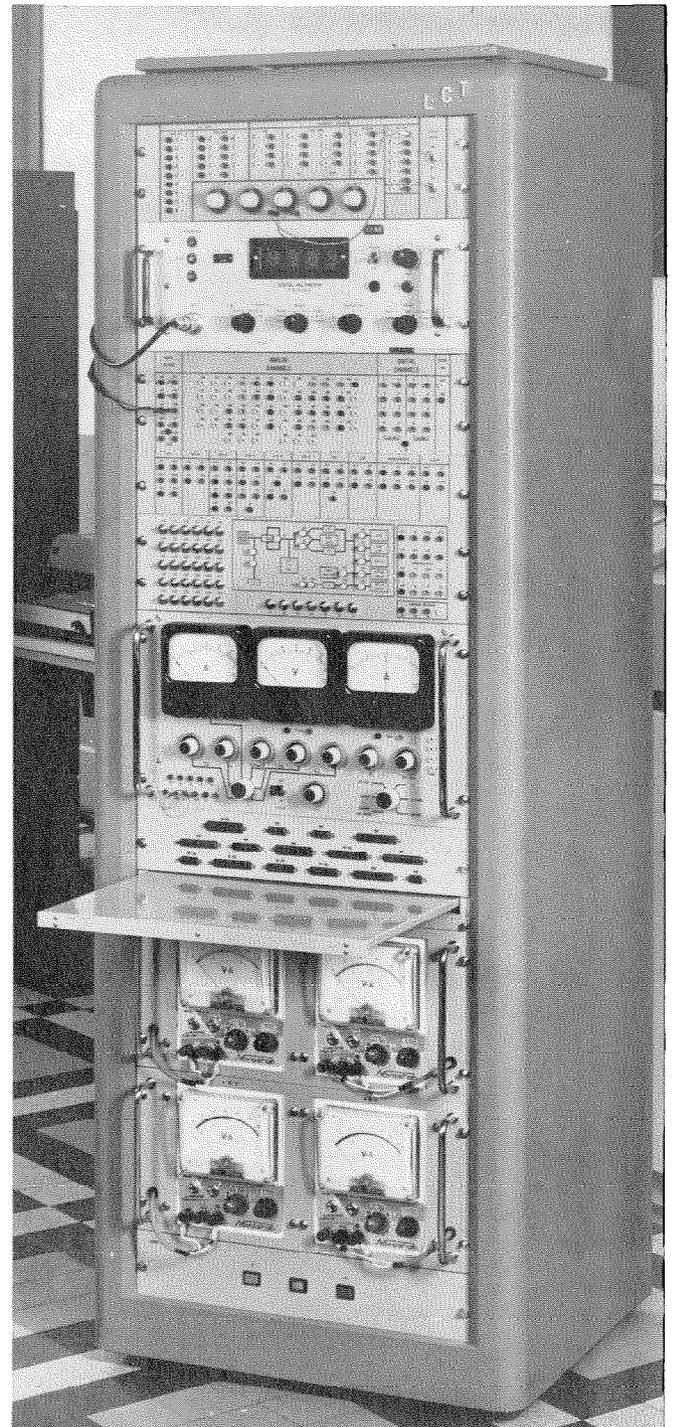
los relés que mostraron unas variaciones realmente despreciables.

En la fotografía se muestra un equipo de vuelo. Debe hacerse notar el gran número de conectores necesario para asegurar los enlaces entre los distintos equipos del satélite, lo que presenta particulares dificultades para alambrado.

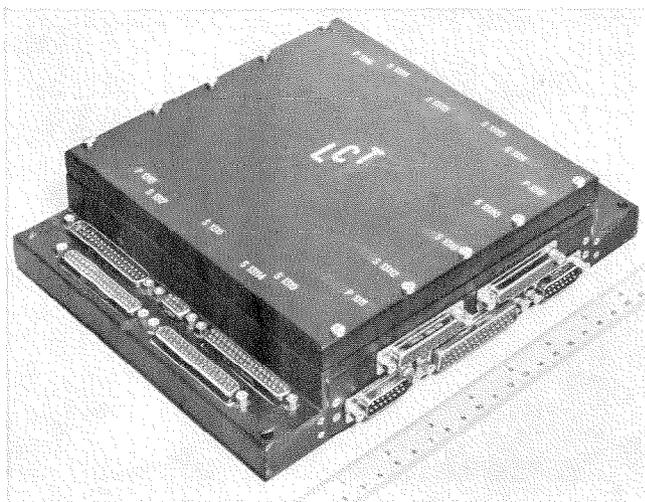
Laboratoire Central de Télécommunications, Francia

**Pupitres de verificación del satélite científico ESRO I.**

El Laboratoire Central de Télécommunications ha construido dos tipos diferentes de pupitres de verificación para el satélite ESRO I dentro del trabajo de conjunto del sistema de vigilancia del mismo.



Pupitre de control (tipo primero) para sistema de vigilancia del satélite ESRO I.



Equipo de vuelo del sistema de vigilancia para el satélite ESRO I.

El primero, construido por duplicado, permite por una parte, observar y controlar el satélite a través del cordón umbilical, y por otra parte, realizar pruebas completas y detalladas del sistema de vigilancia del satélite.

El segundo, de diseño más sencillo, está principalmente destinado a ser usado en el lugar de lanzamiento antes de la ignición del proyectil portador del tipo SCOUT. Su función es fundamentalmente alimentar al satélite y mandar su operación. También permite simular el sistema de telecontrol del satélite durante ciertas pruebas especiales.

Se utilizaron los pupitres durante distintas pruebas de los satélites prototipos y de las unidades de vuelo.

Laboratoire Central de Télécommunications, Francia

#### Ayudas a la navegación en el aeropuerto de Dublín.

En el aeropuerto de Dublín van a instalarse un sistema de STAN 38 de estado sólido para camino de descenso y dos STAN 39 de balizaje. El equipo del camino de descenso tendrá una referencia de banda lateral para seguir la configuración del terreno.

El equipo de radiogoniometría del aeropuerto será el sistema automático de muy alta frecuencia DDF-1-B de 3 canales/8 frecuencias que proporciona control del tráfico aéreo, navegación general y servicio de peligro. Tiene un sistema de antena giratoria y receptores para operación no atendida.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

#### Control de velocidad para motores de corriente continua.

La unidad de control que funciona por medio de un pedal, utiliza un "thyristor" para regular la corriente desde la batería de motor en un vehículo con tracción eléctrica. Esta técnica proporciona menor consumo de energía y además cuando el pedal de control se utiliza como acelerador actúa regulando la velocidad.

Se consigue una aceleración suave por un control de pendiente tal que no actúa durante la desaceleración para aumentar resistencia.

La unidad de control no tiene elementos móviles ni relés y su conservación es mínima. Cada unidad incluye un circuito de control de estado sólido, paquete de "thyristor/diodo", conmutador, capacidad y choque, y resistencia sensora de corriente.

Las unidades pesan entre 14,5 y 15,4 Kg. y ocupan 0,018 a 0,025 m<sup>3</sup> dependiendo de su margen eléctrico.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

#### Central telefónica de Indonesia

En Abril de 1968, se ha puesto en servicio una nueva central telefónica construida por Standard Elektrik Lorenz empleando la técnica "HKS" (basada en conmutadores de barras de cruce con 100 enlaces) en Ambon, capital de las islas Molucas, para reemplazar la central manual anticuada. La instalación, verificada en un nuevo edificio, comprende 1600 líneas.

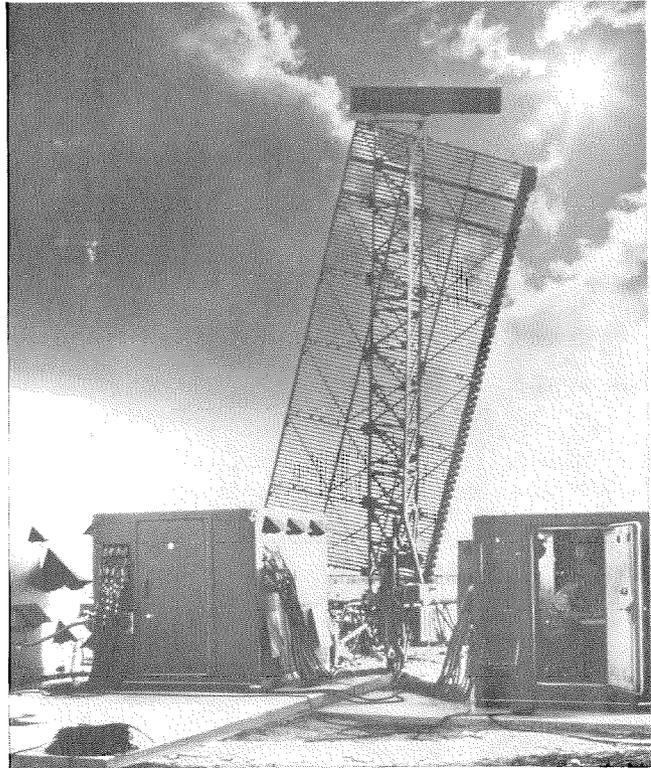
La central de Ambon es parte de un contrato a nueve años entre SEL y la Administración Indonesia efectuado en Abril de 1964. La orden total cubre la instalación de 40.000 líneas en técnica HKS distribuidas en centrales telefónicas en las islas de Borneo, Celebes y Molucas.

Actualmente SEL amplía la central de Makassar, donde se había instalado anteriormente un equipo para 3.000 líneas. En esta ampliación, equipo moderno sustituirá a otro anticuado para otras 3.000 líneas.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemania

#### Radar con suministro de salida digital de datos.

El equipo AN/TPS-32 desarrollado por el United States Marine Corps es un sensor primario completamente automático para sistemas de alto mando táctico y de control. Proporciona la distancia, azimut y altura de cada objetivo, junto con los datos de IFF (interrogación de amigo o enemigo) en forma digital al sistema de datos tácticos de marina. Existen varios modelos para respuesta manual y automática.



El sistema AN/TPS-32 que proporciona información directa de los objetivos en forma de datos del sistema táctico.

Ha cumplido unas pruebas muy rigurosas de confiabilidad y se han hecho pruebas en vuelo muy extensas durante varios miles de horas de operación para demostrar la exactitud en la determinación de objetivos, velocidad de salida de datos y posibilidad de contramedidas.

En la figura se muestra un sistema completo transportable por helicóptero en sus unidades, que puede ponerse en funcionamiento en pocas horas. Un diseño modular permite hacer variaciones en el conjunto sin cambiar el montaje eléctrico. Otra versión es transportable en tres unidades.

ITT Gilfillan, Estados Unidos

#### Reconocimiento oficial en Francia de ITT como fabricantes de semiconductores.

El "Departement Semiconducteurs de la Société des Produits Industriels ITT", compañía francesa hermanada con Intermetall (Freiburg y Nuremberg, Alemania), ha sido aceptada por la asociación francesa de fabricantes de tubos electrónicos y semiconductores (SITELESC, ó "Syndicat des Industries de Tubes Electroniques et Semiconducteurs").

Desde hace tiempo los usuarios franceses conocen las compañías de semiconductores de ITT, entre las que están Intermetall (Freiburg y Nuremberg, Alemania), STC Semiconductors Ltd. (Footscray, Kent, Reino Unido), ITT Semiconductors (Lawrence, Mass.; West Palm Beach, Fla.; y Palo Alto, California, Estados Unidos).

Los planes en 1965 para instalar una planta de semiconductores en Francia se efectuaron con la fábrica Colmar; sus primeras producciones fueron rectificadores de silicio en cajas DO-7 y diodos de capacidad de silicio. En Marzo de 1968 se amplió la fabricación con diodos de conmutación de silicio para alta velocidad con encapsulación miniaturizada de clavija doble. La planta de Colmar que dispone de 100 empleados tiene una capacidad de producción de 3 millones de diodos por mes. Parte de esta salida es para exportación. En 1969 habrá una ampliación del programa de producción con una nueva extensión de la fábrica en el Norte de Colmar.

Intermetall G.m.b.H., Freiburg, Alemania

**Laser de GaAs a temperatura ambiente.**

Para aplicaciones donde la alta potencia y eficiencia no son necesidades vitales, se ha hecho posible fabricar un laser que opera a temperaturas ambiente ahorrando así la costosa refrigeración (de líquido, nitrógeno, etc.).

Este laser de GaAs es un generador eficaz de radiación cercana al infrarrojo, aproximadamente 9000 Å. Esta radiación se emite en un ángulo sólido de unos 60 mili-estereo-radianes (aproximadamente un cono de radiación de 15°), de modo que puede enfocarse con facilidad por un sencillo sistema de lentes. Opera en la modalidad de impulsiones, con impulsos de hasta 0,5 microsegundos con una velocidad de repetición de 1 KHz.

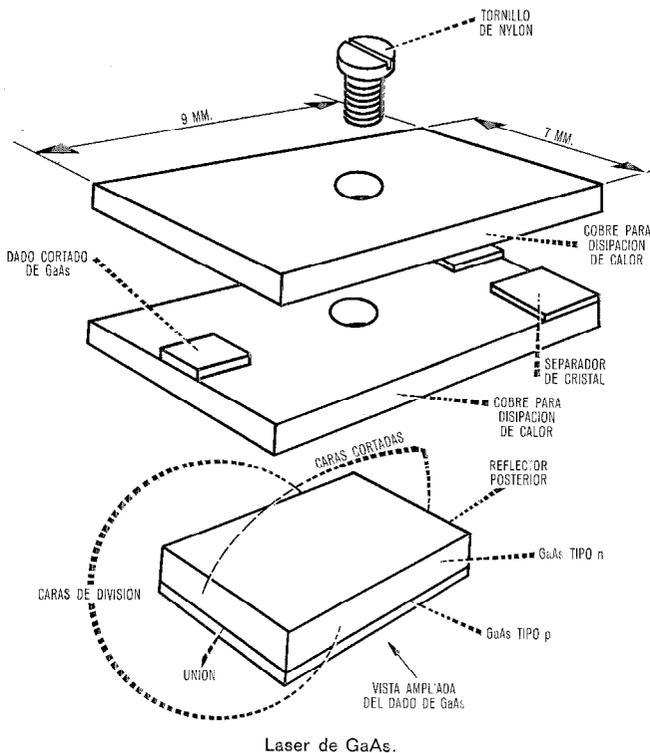
Estos laser se fabrican bien por difusión de cinc en GaAs tipo n con impurezas de selenio para formar una unión p-n, o por crecimiento de una capa epitaxial de material tipo p en un substrato n, que puede haber crecido en bloque o de forma epitaxial.

Una vez formada una unión p-n, se ponen contactos de pequeña resistencia a cada lado del conjunto. Este conjunto se corta entonces por planos de corte para formar superficies reflectantes que, a causa de la orientación original son perpendiculares a la unión p-n. Las tiras cortadas se dividen en dados rectangulares sobre los que se deposita un material reflector en una cara cortada antes de montarse en los disipadores de calor de cobre. En la figura puede verse la disposición general.

Cuando pasa una pequeña corriente en sentido directo a través del dispositivo, se emite luz por la recombinación radioactiva de electrones y huecos en la región de la unión. Al aumentar la corriente, hay probabilidad de que un fotón estimule el aumento de la recombinación hasta que se alcanza una condición tal que las pérdidas debidas a la absorción y a la transmisión en la cara frontal, se compensan justamente por la ganancia debida a la emisión estimulada. Por encima de este punto umbral la emisión de la luz desde el dispositivo, aumenta rápidamente con la corriente, y llega a hacerse direccional y coherente.

Los laser de GaAs a temperatura ambiente operan generalmente con corrientes entre dos y cinco veces su valor de umbral.

Standard Telecommunication Laboratories, Reino Unido



Laser de GaAs.

**Red de teletransmisión para transporte en Francia del Gas de Groningue.**

La Compañía de Gas de Francia ha instalado conductos, para transportar el gas comprado en Holanda, desde la frontera belga a las áreas de París, Lille y Lorena y estará equipada con un sistema de teletransmisión realizado en colaboración por la Bell Telephone Manufacturing Company y la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques.

Los tres centros principales de París, Lille y Metz, se conectarán a las distintas estaciones de contadores y de recompresión, mientras que equipos DIGITEL 1000 (Ver Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43, nº 1, págs. 10—17), asegurarán una transmisión de confianza entre distintos puntos para medida a distancia de: la presión de circulación, consumo, señalización y control a distancia de válvulas, compresores, etc.

Modems por desfasaje de frecuencia establecerán conexiones para la red de PTT de tal modo que cada uno de los tres centros principales sea capaz de alcanzar a otra estación cualquiera. Una unidad central de lógica, colocada en París, optimizará el empleo de las conexiones por los centros principales y disminuirá las repercusiones que produciría una avería local en la operación general, aislando el elemento averiado.

Una red telefónica de confianza completará la instalación que se pondrá en servicio a mediados de 1969.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia  
Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

**Alarma silenciosa para brigadas de incendios.**

Muchas brigadas de incendios emplean sistemas de "timbre de alarma" para evitar la irritación producida por las sirenas de alarma. Cada bombero tiene en su domicilio un timbre de alarma que puede accionarse desde la estación de bomberos. Sin embargo, aún con este método el bombero no sabrá si es necesario o no, hasta que llegue al punto de reunión.

El sistema de alarma suministrado por Standard Elektrik Lorenz funciona por radiotelefonía en VHF. Con este sistema puede darse una alarma silenciosa, sin que se note por las personas no afectadas. En la estación de bomberos se instala un transmisor de VHF y cada bombero tiene un receptor portátil que puede llevar al trabajo o en el coche. En caso de alarma, la estación de incendios transmitirá una llamada selectiva que consiste en un tono de 20 segundos que se recibirá solamente por los receptores sintonizados con él. Después de esto, se transmite la información relativa a la misión, resultando un ahorro de tiempo considerable. Una ventaja adicional es que solo se llama al personal necesario, por ejemplo, unos especialistas.

En Diciembre de 1967, se ha puesto en operación en Kehl un sistema de esta clase con 40 receptores de alarma.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemania

**Equipo de radio del Queen Elizabeth 2.**

Entre los equipos de radio que STC suministra al nuevo transatlántico *Queen Elizabeth 2* de la Cunard, hay 8 transmisores de comunicación, equipo de supervisión, ayudas a la navegación y equipos salvavidas.

Tres transmisores *ST 1430 A* proporcionarán cada uno 1 kilovatio de potencia de pico. Sus amplificadores de potencia y antenas se colocarán en la sala de transmisión cerca de la chimenea. Los excitadores y facilidades para sintonía a distancia estarán en la sala de recepción cerca del puente.

La selección de frecuencia para baja potencia se hace por un conmutador giratorio a una de once bandas entre 1,5 y 25 MHz. Otro conmutador selecciona entonces uno de 15 canales en la banda seleccionada. Conmutando a alta potencia en la sala de recepción, se sintonizan los amplificadores de potencia por medio de un servo.

Entre los cinco transmisores restantes hay, un *ST 1400* (fabricado por Standard Radio and Telephone AB, Suecia), mostrado en la figura y cuatro transmisores-receptores de muy-alta-fre-



Un oficial de radio opera un transmisor ST 1400 de 1,5 Kw. similar al instalado en el Queen Elizabeth 2.

cuencia; dos *STR 20* que cubren 16 canales con una potencia de salida de 10 vatios, y dos *STR 60* que cubren 41 canales con la potencia de salida de 20 vatios. Estos cuatro últimos equipos, fabricados por Standard Electric A/S Copenhague, actúan desde la sala de recepción y son para comunicaciones costeras y correspondencia pública.

En la sala de recepción se sientan cuatro oficiales de radio que comparten las facilidades comunes montadas en dos repisas circulares. En cada repisa están las unidades de mando a distancia y excitadora del *ST 1430 A*, equipo silenciador del receptor, un receptor, equipo de ajuste de ganancia operado por la voz (VOGAD) y enlace compresor-expansor Lincompex® de control a distancia.

Pulsadores de mando permitirán al oficial de radio observar canales radiotelefónicos, en cada uno de dos receptores, o el canal de peligro de 500 KHz. Puede también conectarse con la centralita. Los operadores de la centralita podrán observar telefónicamente los canales radio sucesivamente, escuchando siete segundos de conversación en cada canal.

Un cuadro indicador en la sala de recepción muestra la banda y canal seleccionados en cada transmisor. Tubos indicadores numéricos informan de las antenas de recepción que están empleándose. Si accidentalmente una antena de recepción presenta un alto voltaje inducido, se desconecta automáticamente.

Una estación de reserva con un transmisor *IMR 113* y receptor *SR 401* dispone de una unidad de manipulación automática *AKU* (Automatic Keying Unit).

Las ayudas a la navegación incluyen un *LORAN 4202 B* que trabaja en sistemas *A* y *C*. Las señales de mayor longitud de onda *C* pueden cruzarse con las señales *A* para obtener las condiciones óptimas. Se obtiene una buena resolución que suministra medidas de demora de una décima de microsegundo aproximadamente.

El equipo suministrado se completa con equipos salvavidas *SOLAS II*®.

International Marine Radio Company, Reino Unido

#### Conmutador miniaturizado para circuitos impresos.

Este conmutador cerrar-o-abrir *ITP 7750-A* se monta en circuitos impresos con rejilla de 2,54 mm. por soldadura directa. El material, bronce fosforoso de los contactos y terminal está recubierto de oro en una profundidad de 0,2 micras y después con plata en la de 10 micras. El material aislante de soporte es poliestireno reforzado. La corriente máxima conmutada es de 1,5 amperios a 50 voltios.

Las dimensiones son 21×11×4 mm. y puede obtenerse en combinaciones de 1, 2, 3 ó 4 unidades.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

#### Independencia y secreto para dos teléfonos sobre un mismo par de cable.

En el sistema de abonado con portadora *SUB-1A* se aísla el aparato de abonado en baja frecuencia normal por medio de un filtro de paso bajo en el par del cable del abonado con portadora.

Con un cable derivado desde el filtro de paso bajo se hace la conexión al segundo aparato de abonado y su equipo de portadora, modulación y demodulación que queda aislado del primer abonado por medio de un filtro de paso de banda para la frecuencia modulada.

De este modo pueden funcionar simultáneamente ambos aparatos con completa independencia y secreto.

Se utiliza una portadora de 28 KHz. para transmisión desde el abonado a la central y otra de 64 KHz. entre la central y el abonado. La señalización y las interrupciones del disco interrumpen la portadora de salida a la central enviándose la indicación de llamada a la central por impulsos de la portadora.

En el cable puede haber una atenuación de 43 db. a 64 KHz. que corresponden aproximadamente a 4,8 Km. de cable normal.

El filtro de paso bajo en el domicilio del primer abonado está encerrado en una caja de plástico de 76×38×31 mm. y el equipo para el segundo abonado, también en caja de plástico, tiene 180×140×58 mm. El equipo del abonado se alimenta por medio de una batería de níquel-cadmio cargada por la batería de la central durante los periodos inactivos.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido



El aparato de abonado con portadora *SUB-1A* comparando con otro normal.

**Bobinado automático.**

El aumento de producción y la necesidad de reducción de coste sin perjudicar la calidad, exige la fabricación con métodos más automatizados. Un ejemplo típico es el devanado de relés, que constituye una parte importante del equipo de conmutación, fabricado en Le Matériel Téléphonique.

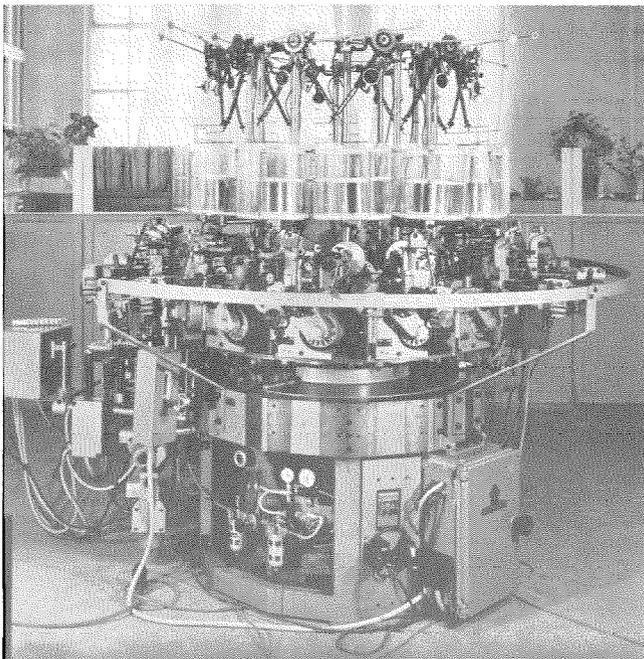
Previamente, fué necesario hacer el rediseño, de la bobina a fabricar, por medios automáticos. Después, se hizo el desarrollo de la máquina mostrada en la figura en colaboración con el suministrador de la bobinadora. En la planta de LMT-Laval se utilizan actualmente dos máquinas.

Cada máquina consta fundamentalmente de un conjunto giratorio que soporta doce cabezas de bobinado intercambiables con la velocidad máxima de 1200 revoluciones por minuto. Automáticamente se realizan las operaciones siguientes:

- carga del carrete de la bobina,
- devanado,
- soldadura de hilos de entrada y salida,
- enrollamiento de cinta adhesiva sobre la bobina e impresión de referencias en ella,
- aflojamiento de los conductores de entrada y salida para evitar la rotura del hilo al conectar las terminaciones,
- desprendimiento de la bobina.

La comprobación se efectúa fuera de la máquina, cuya producción es de cuatro bobinas por minuto.

Le Matériel Téléphonique, Francia



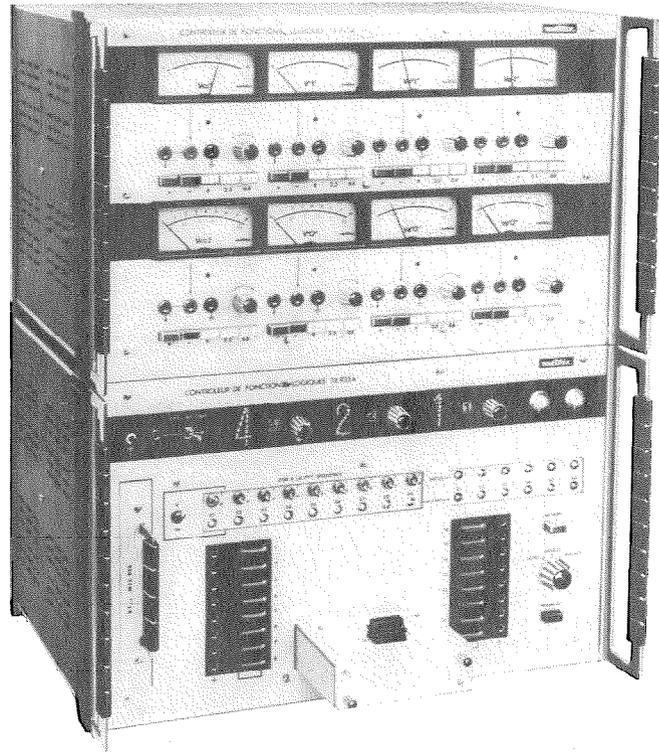
Máquina automática de bobinado para relés.

**Equipo de pruebas TX 935 A para circuitos integrados.**

El equipo de pruebas TX 935 A mostrado en la figura es un analizador digital que combina las ventajas de los aparatos de prueba automáticos "vale", "no vale", con los de prueba manual. Se ha diseñado para pruebas rápidas y de comparación, así como para la clasificación de todos los tipos de circuitos integrados de lógica.

Puede utilizarse de tres formas diferentes:

- como un sistema programado automáticamente para sucesión de pruebas con gran velocidad, límites de tolerancia y memorización de resultados;
- como un comprobador automático que se detendrá en cada parámetro con faltas;
- como un aparato semiautomático para analizar secuencias una por una sin intervención manual.



Comprobador TX 935 A de circuitos integrados de lógica.

Comparando las salidas del circuito en pruebas, con el de otro patrón que realice la misma función y se someta a las mismas pruebas, se hace el análisis de los parámetros.

Proporciona las facilidades para comprobar las funciones lógicas en dispositivos con:

- hasta 9 entradas y 6 salidas.

Suministros de voltaje:

- 2 suministros de fuerza:  $V_{cc1}$ – $V_{cc2}$  para el circuito en pruebas y el patrón;
  - 2 voltajes límites de entrada:  $V_{e1}$ , alto nivel de la lógica 1 y  $V_{e0}$ , bajo nivel de la lógica 0, que puede aplicarse a cualquier entrada del circuito en pruebas;
  - 2 voltajes de entrada:  $V_1$  y  $V_2$ , que pueden emplearse con entradas especiales tales como entradas del reloj y expansor;
  - 2 voltajes límite de salida:  $V_{s1}$  y  $V_{s0}$  para definir los niveles de salida del patrón;
- (cada voltaje de estos suministros puede calibrarse entre 0 y  $\pm 8$  V. en 3 márgenes:  $\pm 0,8$  V.;  $\pm 2,5$  V.;  $\pm 8$  V.)
- estabilidad:  $(10^{-4})$ ;
  - exactitud: 1,5% con los voltímetros del equipo y puede mejorarse con voltímetros externos;
  - tiempo de prueba:  $\frac{1}{2}$  segundo por prueba para un dispositivo de 9 entradas. Para cada entrada se suministra un estado de lógica o su complemento.

El TX 935 A se programa por medio de circuitos impresos enchufables con las posibilidades de margen de carga adecuadas al tipo de unidad a probar.

La tarjeta correspondiente al dispositivo en pruebas se enchufa en el panel frontal del aparato.

El elemento a probar se conecta a un soporte que se enchufa directamente en el equipo de pruebas o por medio de un cable, que permite que la comprobación se realice fuera, sometido a condiciones ambientales distintas (como por ejemplo en un horno).

El aparato se autocalibra, lo que significa que permite comprobar cada lógica de salida del patrón como función de la combinación de entrada.

Compagnie Générale de Métrologie, Francia

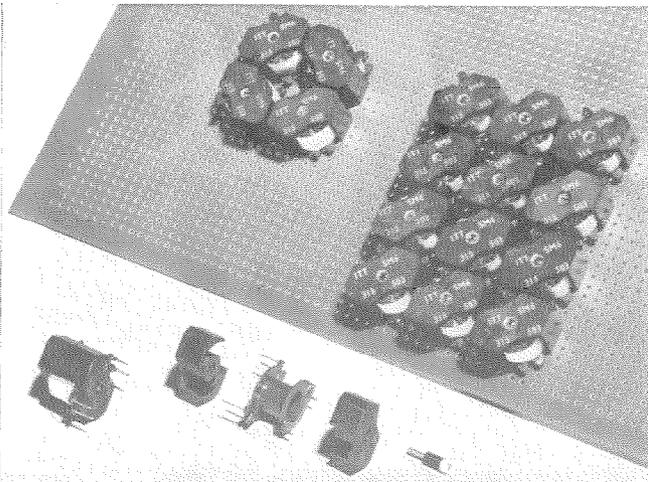
**Nuevos núcleos en "pot" de ferrita de módulo cuadrado y más compactos.**

Se ha desarrollado por ITT un nuevo tipo de núcleo en "pot" de ferrita (tipo SM 6) que se monta directamente en circuitos impresos sin piezas adicionales (ver figura). El diseño permite fabricar un núcleo en la calidad aproximada de un núcleo de 18 x 11 mm. según las dimensiones normales de la International Electrotechnical Commission pero con una mejor utilización de la caja que la posible con los núcleos convencionales. El conjunto consta de dos seminúcleos, una bobina con terminales insertados durante el moldeo y cuando sea necesario un ajustador.

Las bobinas permiten la automatización para el proceso de bobinado y los arrollamientos pueden terminarse mientras la bobina está todavía en la máquina, proporcionando robustez para la prueba de pre-ensamble. Los terminales son de 4,7 mm. de longitud permitiendo el montaje en circuitos impresos de 1,59 mm. de grueso. En tarjetas de 0,79 mm. pueden cortarse. Existen bobinas de cuatro y seis terminales para las distintas necesidades y estos terminales están dispuestos para que puedan montarse en tarjetas impresas con matriz de 2,54 mm. siendo la separación entre terminales igual a la diagonal de un cuadrado de 2,54 mm. en todos los casos. La altura máxima de los núcleos, 12,5 mm, facilita que pueda emplearse en las tarjetas normales.

Se suministran con ferritas de los grados SA 502, SA 503, SA 601 y SA 611 siendo los dos primeros adecuados para inductancias y los otros para transformadores. Para empleo en inductancias los vástagos centrales de las mitades del núcleo están enfrentados de tal modo que se produzca entrehierro, disponiendo un ajustador de variación continua que queda bloqueado ofreciendo una mayor exactitud de ajuste que los sistemas anteriores.

ITT Components Group Europe

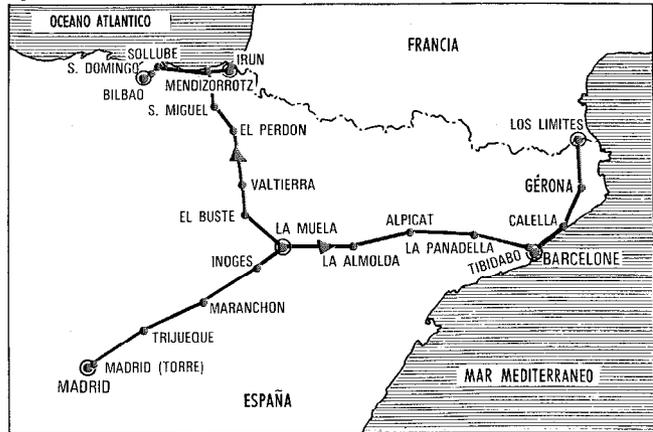


Los nuevos núcleos de ferrita en "pot" para circuitos impresos, con mayor aprovechamiento de espacio.

**Ampliación en España de la red de radio-enlaces.**

Una nueva red de radio-enlaces instalada en España, (ver figura), efectúa la conexión desde Madrid a Irún en la frontera con Francia sobre la costa del Atlántico y a Barcelona y Los Límites en la misma frontera en el Mediterráneo, cubriendo distancias de 500 y 700 Km, con 10 y 12 vanos respectivamente.

Los equipos utilizados son del tipo FM 60-900, desarrollados y fabricados por la Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes, para trabajar en la banda de 890 a 960 MHz. con una salida de 3 vatios. Se emplean equipos activos de reserva y diversidad en frecuencia. Todos los repetidores son no-atendidos.



Mapa de la nueva red de radio-enlaces en España.

Este sistema se utilizará para transmisión telegráfica con una capacidad final de 48 sistemas de 24 canales telegráficos cada uno.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

**Magnetómetro de muestra vibratoria.**

Para medir y registrar la característica de histéresis de materiales ferromagnéticos, se ha desarrollado en Standard Telecommunication Laboratories un magnetómetro de muestra vibratoria. Permite hacer medidas en muestras con longitud hasta 19 mm. y 6,35 mm. de diámetro en campos hasta 1500 oersted.

El magnetómetro hace vibrar la muestra, axialmente en un solenoide largo, para inducir una fuerza electromotriz en bobinas sensitivas que dan una salida proporcional al flujo inducido. Esta salida junto con una señal proporcional al campo aplicado, se amplifica y rectifica para conducir un registrador X-Y que traza el ciclo de histéresis de la muestra al variar el campo.

Tanto los efectos de las corrientes de Foucault como del tiempo de conmutación se aminoran con esta técnica puesto que la muestra está en un campo sustancialmente constante durante la medida. Estas formas son particularmente importantes cuando se miden las propiedades de los metales o películas depositadas electrolíticamente en substratos.

Standard Telecommunication Laboratories, Reino Unido

**Sistema de cable de gran capacidad instalado en Austria.**

Entre Salzburgo y Bischofshofen se ha instalado por STC un sistema de cable telefónico LG 12 A de estado sólido para 2700 circuitos y 12 MHz. empleando dos cables coaxiales de 9,5 mm. y 12 repetidores con separación de 4,5 Km. La ganancia del repetidor es de 37 db. y la figura de ruido de 1 picovatio por Km., que es inferior a la del CCITT de 3 picovatios por Km. Cada repetidor tiene tres etapas de transistores de silicio planar con realimentación local y total y consumo de potencia de 0,64 vatios. La igualación en línea se hizo enviando por telex los parámetros medidos al Computer-Aided Design Unit en Cockfosters (Reino Unido). Los resultados se contestaron al personal de instalación en Austria.

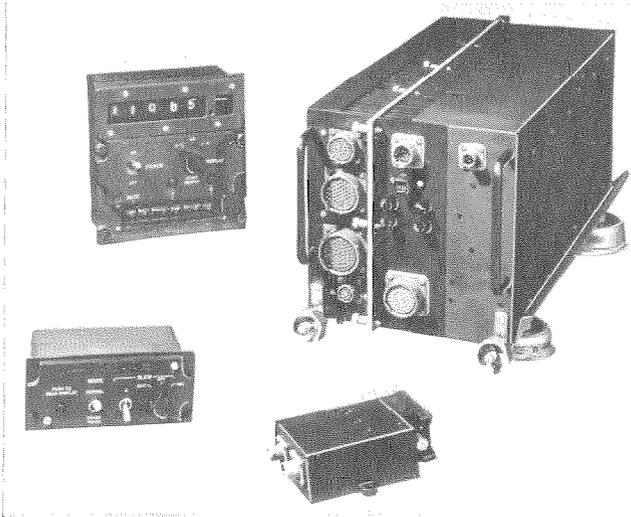
Este nuevo enlace de 59,5 Km. conducirá el tráfico nacional y el internacional a través de Alemania del Oeste, a Italia y Yugoslavia.

Es plan de los PTT de Austria, en un futuro próximo, sustituir el enlace de 4 MHz. y 960 circuitos entre Salzburgo y Linz con un equipo análogo.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

**Equipo Loran de a bordo AN/APN-181.**

Se ha desarrollado bajo el código AN/APN-181 una familia de receptores automáticos para sistemas de navegación Loran C que opera en señales de Loran C y D.



Receptor Loran automático de a bordo.

En la figura puede verse un conjunto de alta densidad modular para instalaciones a bordo. Las señales principal y esclava se reciben y encaminan automáticamente, mostrando en un indicador con tubos de 6 decimales, la diferencia en los tiempos de llegada dentro de 0,1 microsegundos. Puede disponerse también de mayor posición para entrada de computador.

ITT Avionics Division, Estados Unidos

**Indicadores muy luminosos para torres de control de tráfico aéreo.**

En la figura puede verse uno de los ultimamente instalados BRITE (Bright Radar Indicator Tower Equipments), indicadores luminosos para torres de control que operan contra la luz ambiente normal en la torre de un aeropuerto. Los equipos convencionales necesitan algún dispositivo para reducir la luz ambiente.

ITT Industrial Laboratories, Estados Unidos



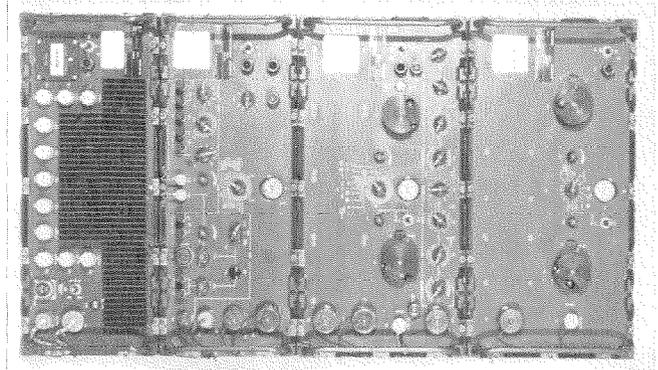
La pantalla de radar BRITE puede observarse en la torre de control de un aeropuerto sin necesidad de reducir la gran iluminación del exterior por persianas.

**Equipo de radio-enlace militar táctico.**

Los prototipos de un radio-enlace militar táctico, desarrollados en Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes, se han probado sobre emplazamientos distintos en tres enlaces durante los meses de Mayo y Junio de 1968.

Este equipo (ver figura), cubre las bandas de 225—400 MHz. y 610—960 MHz. con una salida variable de hasta 15 vatios en la banda de frecuencia inferior y 10 vatios en la superior. Su capacidad es de 24 canales telefónicos en multiplex por división de frecuencias o con modulación codificada de impulsos. Su construcción es totalmente de estado sólido.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica



Radio-enlace militar táctico.

**Centralita automática para central de energía.**

Se instalará en Pembroke Power Station una central automática de 300 líneas tipo 4120 y equipo auxiliar de comunicaciones para el servicio de la Central Electricity Generating Board. En los teléfonos se podrá marcar con un disco para llamadas internas, pero también, algunos subaparatos seleccionados tendrán acceso a enlaces directos con puestos de las áreas de control. El personal de mantenimiento utilizará 12 teléfonos portátiles y tendrá acceso a 24 puntos con jacks en el sistema.

También podrá darse una alarma de incendio discando un número destinado a este servicio, pudiendo recibirse 5 llamadas simultáneas de alarma en el cuadro de observación del personal de control. La alarma aparecerá también sobre un indicador de zona en la sala de mandos.

En el equipo auxiliar se incluye un sistema de radio selectivo, para comunicación telefónica en dos sentidos entre el personal móvil de control y la sala de mandos, por medio de un sistema de muy alta frecuencia para localización del personal, que emplea 50 receptores de bolsillo, y un sistema radiotelefónico también de muy alta frecuencia.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

**Conmutación de mensajes para la BBC.**

El sistema ADX® de conmutación de mensajes de ITT será instalado en la casa central de la British Broadcasting Corporation (BBC) de Londres, para conectar con 100 terminales, incluyendo algunos teletipos, repartidos en el Reino Unido. En este equipo automático de almacenar y enviar, los mensajes dirigidos se envían bajo control de un computador a los terminales, tan pronto quedan libres, para dar la más eficaz distribución de los mensajes internos.

También se está reemplazando en la casa central un equipo existente uniselector controlado desde Caversham Park, donde se hace la observación de las radiodifusiones extranjeras a base de 24 horas, en 4 unidades de selección con salidas múltiples y cada una con una capacidad de 10 estaciones exteriores. La información de las noticias del extranjero se distribuirá al noticiario de la BBC y departamentos gubernamentales empleando un código de encabezamiento de 3 letras igual al del sistema ADX. El equipo, de diseño modular, tiene facilidades de cambio a distancia si un módulo está en avería.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

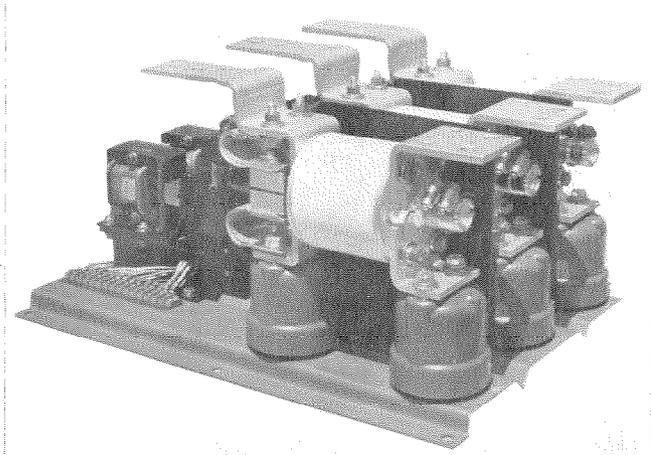
**Contactores de vacío para gran potencia.**

El contactor de la serie 900 es el más ligero y rápido de los que cumplen las especificaciones de la National Electrical Manufacturers Association. Excede mucho de los márgenes normales para 1500, 2300 y 2500 voltios con corrientes de 800 amperios. Tiene un margen de, hasta 12.000 amperios con 2300 voltios.

En la figura puede verse un contactor tripolar con contactos encapsulados en vacío. Se han hecho pruebas de vida con 250.000 operaciones. Las bobinas pueden hacerse para voltajes y corrientes diferentes, continuas o alternas.

Se han desarrollado para control del circuito primario de suministros de potencia, transmisores radio de gran potencia, equipos térmicos, control industrial y de motores. Pueden emplearse con fusibles limitadores de corriente en circuitos que pueden tener alta corriente en avería. El tiempo de interrupción es de 3 ciclos y pesa aproximadamente 40 Kg.

ITT Jennings, Estados Unidos



Contactor trifásico de vacío para interrumpir 12.000 amperios a 2300 voltios.

**Modems de transmisión de datos para proyecto de defensa.**

Para el sistema de comunicaciones de defensa británico *Skeynet* los modems harán la transmisión de palabra, datos y tráfico telegráfico con velocidades hasta 2400 baudios sobre los canales de comunicación.

Básicamente el equipo es igual que el del British Post Office *Datol Modem No 7* pero comprende una mayor exactitud en el cronometrado y técnicas más sencillas en la indicación de faltas.

Los modems conectarán los centros estratégicos de comunicaciones con las estaciones de tierra terminales, de los enlaces al satélite *Skeynet*.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

**Sistema de datos CENSOR 900.**

Se ha desarrollado por Standard Radio & Telefon AB, Barakarby, Suecia, un nuevo sistema de datos integrado, en tiempo real, denominado CENSOR 900, que está basado en el computador CENSOR usado con todo éxito en los sistemas de control de defensa aérea y tráfico aéreo. Este sistema de datos CENSOR dispone de terminales para indicadores gráficos y alfanuméricos, así como terminales especiales y dos tipos de procesadores — uno para trabajo de los computadores y otro para la administración y proceso de datos de satélite (CENSOR 908).

El nuevo sistema se ha aplicado en distintas áreas tales como: satélites, sistema de presentación de datos de pacientes en hospitales, sistemas distintos de presentación de información almacenada, presentación automática de los mapas meteorológicos, sistemas de informes a la dirección (por ejemplo en las compañías de ITT), presentación sintética del radar (Eurocontrol) y complejos de cómputo de defensa aérea.

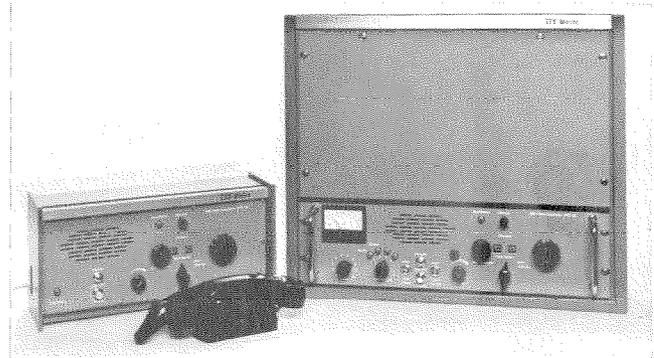
Standard Radio and Telefon AB, Suecia

**Equipo radio de marina danés para Brasil.**

Por un contrato firmada a fines de Mayo de 1968 entre Petroleo Brasileiro, Petrobras y Standard Electrica, Río de Janeiro, Brasil, se cubre la entrega de veintiocho equipos radios de marina para 41 canales STR-60 y otros setenta STR-20 para 16 canales con todos los accesorios para mando a distancia, etc. El equipo se fabricará por Standard Electric A/S de Copenhague y se entregará para su utilización en la flota Petrobras de petroleros, barcos y gruas flotantes.

Este equipo STR-60 de radio para marina con mando a distancia se ha diseñado y fabricado por Standard Electric A/S. Tiene construcción modular basada en la técnica "Ministac" de ITT. Es el único equipo de radio de marina que se adapta totalmente a los cambios planeados y a la utilización de la banda internacional de frecuencias de marina.

Standard Electric A/S, Dinamarca



El equipo radio para marina con mando a distancia.

**Control por computador del express subterráneo de París.**

A mediados del próximo año 1968, la Régie Autonome des Transports Parisiens, pondrá en servicio una nueva línea subterránea de 45 Km. que enlazará los suburbios del Noroeste y del Sudeste de París, que tendrá que cumplir unas severas necesidades operacionales por su característica especial intermedia entre una línea urbana subterránea y un ferrocarril normal.

Los problemas técnicos relacionados con instalación de líneas telefónicas y equipos de proceso y transmisión de datos entre el centro de control, estaciones de trenes y dispositivos de seguridad serán desarrollados por CGCT, que instalará un computador duplex CT21 en el centro de control, conectado por una red de transmisión de 2400 baudios, con los transmisores y receptores de los puestos de seguridad y estaciones.

Las órdenes y la información cambiadas se refieren, en particular, a la identificación y situación de los trenes, posición de las agujas y señales y de los paneles luminosos de los andenes de las estaciones.

El computador procesa la información que recibe con vistas a exhibirla en un cuadro o a transferirla al sistema de control automático programado. Además comprueba las órdenes dadas por el control automático o por un operador y las encamina hacia las estaciones de trenes o de seguridad.

La seguridad del tráfico depende completamente de los circuitos de lógica de las estaciones de seguridad que comprueban las agujas y las señales de su área y así no pueden enviar una orden equivocada. El equipo de transmisión asegura la exactitud del cambio de mensajes entre la estación central y las estaciones de seguridad e impide que cualquier pérdida o alteración de la información sea desconocida para el computador.

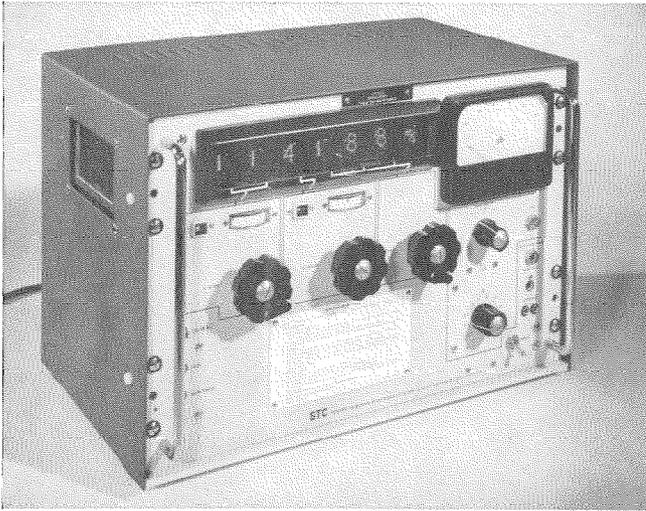
La línea del express regional, así concebida y automatizada, debe manejar con un mínimo de personal un tráfico diario de 600 trenes, y en las horas de pico marchan simultáneamente 50 trenes.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

### Equipo de medida de nivel para sistemas coaxiales.

El oscilador 74313 con el medidor de nivel selectivo de frecuencia 74314 permite hacer medidas "en servicio" en o entre canales, sin interferencia, en la banda de 50 KHz. hasta 6,1 MHz.

Como puede verse en la figura, el aparato dispone de 6 tubos indicadores de cátodo frío para mostrar la frecuencia en KHz. con un punto decimal fijo, antes de los dos últimos dígitos. Un contador muestrea la frecuencia con intervalos de 0,2 segundos y repone el indicador. El 74313 proporciona una señal conducida automáticamente, vigilada por un medidor, para el 74314 cuyos circuitos de sintonía tienen tres anchos de banda,  $\pm 2$  KHz.,  $\pm 200$  Hz. y  $\pm 25$  Hz. La banda última seleccionará un tono desde un canal en servicio. Utilizando la facilidad de conducción automática 74313 puede obtenerse un nivel constante de lectura en la banda de  $\pm 25$  Hz. Un registrador externo se actuará desde el circuito de medida del 74314 que también suministra jacks de conexión para detección audio de tonos de bajo nivel.



Medidor de nivel selectivo de frecuencia con lectura digital de la frecuencia a intervalos de 0,2 segundos.

La salida del 74313 es de +10 a -99 db. con referencia a 1 milivatio.

El 74314 puede medir entre +11 y -91 db. con referencia a 1 milivatio.

Los aparatos pueden presentarse montados en cajas portátiles o sobre bastidores de 48 cm. Las dimensiones de la

caja son 492 x 337 x 305 mm. Cada aparato pesa 28,6 Kg. y necesita de 100 a 125 ó de 200 a 250 V. entre 45 y 66 Hz. También puede utilizarse con corriente continua con un generador de 19 a 21 voltios y 4 amperios.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

### Centros telegráficos electrónicos.

La Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques ha puesto en servicio, a principios de 1968, en el centro de transmisión del Ejército de tierra francés, un equipo DS 3 para la conmutación automática de mensajes.

Este centro es del tipo de "retransmisión de mensajes" controlado por computador con programa por memoria. Al ponerlo en servicio, se conectaron 30 líneas duplex con velocidades de modulación de 50, 75 y 200 baudios.

La necesidad de un servicio permanente con una confiabilidad casi absoluta se cumple por la duplicación del sistema de proceso total. Los dos procesadores así constituidos se conectan a las líneas entrantes, pero procesan los mensajes independientemente, mientras que solamente uno de los procesadores "en línea" se conecta a las líneas salientes. Si este procesador detecta una operación anómala, se sustituye inmediatamente por el otro procesador de reserva. La conmutación de uno al otro es automática y se ha estudiado especialmente para impedir cualquier pérdida o alteración de los caracteres en curso de transmisión. Se eliminan los procesos de repetición, que perturbarían el tráfico y producen demoras en la transmisión, por no considerarse necesarios.

Están dispuestas facilidades útiles para la operación del centro, tales como: supervisión de las líneas, posibilidad de reforma de los mensajes que no están conformes con el procedimiento prescrito, información en una pantalla de posibles averías operacionales, almacenamiento temporal de mensajes, registro de los mensajes recibidos y retransmitidos. Estas facilidades aseguran gran flexibilidad de operación.

En Francia han estado operando otros dos centros DS3: el primero en Air France desde 1966 y el segundo en el Departamento de navegación aérea desde Marzo de 1968. Este último procesa actualmente 24.000 mensajes por día.

Por otra parte, el ejército turco ha elegido el sistema de conmutación electrónica DS 4 de la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques para asegurar la conmutación automática de mensajes en el centro telegráfico de Ankara.

El sistema electrónico DS 4 de conmutación electrónica de mensajes, del mismo modo que el conocido DS 3, es parte de la nueva generación de equipos miniaturizados y también tiene la característica especial de tener trabajando simultáneamente dos procesadores de mensajes.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

## VOLUMEN 43 (1968)

### Indice por materias

	Nº	Páginas
<b>Generalidades — Teoría redes de telecommunication</b>		
Desequilibrio de tráfico en los pequeños grupos de abonados, por A. Rodríguez y J. P. Dartois .....	1	33—41
Problemas de espera relativos a un número invariable de comunicaciones por hora, con tiempo de ocupación invariable, cursadas por una salida única, por J. Kruithof .....	1	54—64
Cálculo numérico de la función de Erlang mediante un algoritmo de fracción continua, por G. Levy-Soussan .....	2	167—172
Cálculo de redes de enlace urbanas con ruta alternativa por ordenador, por K. W. Ott y F. J. de los Ríos .....	2	173—178
Aspectos económicos operacionales y técnicos de los sistemas modernos de comunicación global, por A. D. Mackay, B. M. Dawidziuk y H. F. Preston .....	2	183—196
Aspectos técnicos de la planificación de redes telefónicas, por G. Rahmig .....	3	276—283
<b>Conmutación</b>		
Experiencia adquirida de la central experimental HE-60 L de Stuttgart-Blumenstrasse, por W. Rauscher .....	1	18—23
Sistema de conmutación Pentaconta A1, por R. Y. Sims .....	2	110—122
Un sistema de conmutación para centrales automáticas privadas con control electrónico y punto de cruce "reed" por A. Hezel .....	2	123—129
Experiencia adquirida en la central experimental de Viena-Zollergasse del tipo HE-60 L, por Hermann Ebenberger .....	3	256—262
Experiencia inicial del sistema de conmutación semielectrónico, por J. A. Broux .....	4	319—325
Etapas de abonado en las centrales locales de barras cruzadas Pentaconta, por R. Bernard, M. Gruszecki y J. R. de los Mozos .....	4	334—343
Sistema de conmutación 11B, por E. Ekbergh .....	4	366—370
<b>Equipos de frecuencia audio</b>		
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, por W. D. Cragg .....	1	85—89
Valoración de la sonoridad de aparatos telefónicos de abonado por métodos subjetivos y objetivos, por W. D. Cragg .....	3	238—242
Sistema de intercomunicación ITT-411, por E. Wigren y A. Bogestam .....	3	263—267
<b>Transmisión</b>		
Repetidor sumergido para el cable de 640 circuitos entre Reino Unido y Portugal, por J. F. Tilly .....	1	42—46
Sistema de portadoras para enlace entre centrales de 24 canales con modulación codificada de impulsos, por E. J. E. Smith y M. Gabriel .....	2	130—137
Equipo multiplex de portadoras, grupo y supergrupo de orden superior, por L. C. Deschuytere y A. Maat .....	2	138—151
Nuevo sistema de portadoras acumulativo para líneas aéreas, por W. A. Brading, A. W. L. Mandy y D. Seeger .....	3	268—275
Red de radioenlaces de 6 GHz, para 1800 canales telefónicos y televisión en México, por H. Carl .....	4	326—333
Sistema de comunicación de datos GH-210, por V. Vassilas y D. M. Crips .....	4	344—349

<b>Radioenlaces — Radiodifusion — Television</b>	Nº	Páginas
Moderno equipo radio de H. F. para comunicaciones Punto a Punto, por L. J. Heaton-Armstrong y B. S. Jackson .....	1	24—32
Sistemas europeos de televisión — El sistema PAL, por A. Rappold .....	1	79—84
Normas de un sistema europeo de televisión en color. El sistema SECAM, por J. L. Delaitre y R. A. Redard .....	2	179—182
Nueva serie de transmisores de televisión, por H. Hornung y G. Müller .....	3	210—217
Sistema telefónico móvil para 1 ó 2 canales de radio, por J. L. Stepan .....	3	243—250
Equipo portátil de HF de banda lateral única, tipo TR-TM 4, por J. J. Müller y J. Lisimaque .....	4	350—359
STAMP — Sistema telefónico automático público para móviles, por J. J. Müller .....	4	306—318
 <b>Lineas y cables</b>		
Cable submarino "húmedo" cargado, por W. Danielsen, A. Rambøl y G. Tidemann .....	1	65—70
 <b>Navegacion aerea</b>		
El VOR Doppler de SEL, por W. J. Crone y H. Popp .....	2	152—158
Pantalla de presentación de la situación horizontal en navegación aérea, por E. S. Guttman .....	2	159—166
Perfeccionamiento del radar por proceso digital, por J. M. Colin .....	4	360—365
 <b>Espacio</b>		
Satélite geodésico, por D. F. Albanese .....	1	71—78
Equipo digital de telemetría para vehículos espaciales, por H. Endres y D. Pabst .....	4	384—388
 <b>Aplicaciones industriales</b>		
Sistema "Selectronic 702" para supervisión con memoria de programa, por M. L. Fowler .....	1	4—9
Sistema de supervisión DIGITEL 1000, por J. M. Lauriks .....	1	10—17
 <b>Materiales y componentes</b>		
Obtención de películas inorgánicas para condensadores por medio de efluvios eléctricos, por M. Parnell y H. F. Sterling .....	1	47—53
Desarrollos recientes en la fabricación de ferritas blandas utilizadas en equipos telefónicos, por G. Chol, F. Damay y J. P. Auradon .....	3	218—228
Encapsulación de componentes con materiales plásticos, por F. J. Whitby, W. E. Simpson y K. A. Pettican .....	3	229—237
Filtros de guiondas de acoplamiento directo con dobles de varillas, por S. W. Conning .....	3	251—255
La aplicación de los efectos masivos de "electrón transferido" en el arseniuro de galio, por C. P. Sandbank, G. King y J. S. Heeks .....	4	371—383
Conector tipo grapa para circuitos impresos, por C. Vázquez y C. Dufresnoy .....	4	389—392
 <b>Varios</b>		
<b>Estadísticas</b>		
Los teléfonos en el mundo el 1 de Enero 1967 .....	3	284—285
Potencial técnico al servicio de los países que actualmente se industrializan .....	4	300—303

**Recompensas — Distinciones**

	Nº	Páginas
H. C. Busignies .....	1	41
Ingenieros premiados de Standard Telecommunication Laboratories .....	1	64
Horst Ludwig Stein condecorado por el Senado de Berlín .....	1	78
C. P. Sandbank, R. Harcourt y J. Froom .....	2	109
Anthony M. Casabona .....	2	109
Philip H. Spagnoletti .....	2	109
Cookson ha sido nombrado Director General Técnico del International Telephone and Telegraph System .....	4	325
44 personas del sistema ITT han sido premiadas con 56.000 \$ por sus inventos, productos y servicios .....	4	383

**In Memoriam**

Viktor Kühn .....	3	283
-------------------	---	-----

**Nuevos Libros**

"ISEP-ITT Standard Equipment Practice" (práctica standard de equipos de ITT) .....	1	64
Intermetall Data Manuals 1967/1968 (manuales de datos INTERMETALL 1967/1968) .....	1	64
Handbook of Electronic Instruments and Measurement Techniques (manual de aparatos de medida electrónicos y técnica de medidas) .....	1	64
Cutting the Cost of Quality (como disminuir el coste de la calidad) .....	2	206
Sistema de barras cruzadas en telefonía automática — I Pentaconta .....	3	283
El ordenador y la descentralización de decisiones .....	3	283
Inseguridad en la naturaleza y comunicaciones .....	4	333