

# Comunicaciones Eléctricas

Edición española de ELECTRICAL COMMUNICATION

Revista técnica publicada trimestralmente por

INTERNATIONAL TELEPHONE and TELEGRAPH CORPORATION

## RESUMEN

## VOLUMEN 52 (1977) NUMERO 2

El procesador ITT 3202, por <i>R. Bonami, T. Cagnac y G. Yelloz</i> .....	104
Diez años de experiencia de servicio en el sistema METACONTA, por <i>J. P. Dartois, A. C. Davies, J. Trelut, L. Van Os y M. Verbeeck</i> .....	110
La técnica de las posiciones de asistencia manual en el METACONTA 10C, por <i>M. Van den Bossche, R. Hofmans y B. Mackay</i> .....	119
Familia de generadores de llamada y tono, por <i>G. Beszedics</i> .....	128
Desarrollo y aplicación de software a los sistemas de conmutación de mensajes, por <i>M. T. L. Hills</i> .....	135
Características atenuación/temperatura de los sistemas submarinos de 14 MHz de STC, por <i>C. S. Parfree</i> .....	139
Filtros activos para equipos de traslación de canal, por <i>R. Thimm</i> .....	144
Representación de las imágenes de radar en pantallas de TV en color, por <i>G. Schmidt</i> .....	151
Sistema radar para la prevención de colisiones en las carreteras, por <i>D. Zur Heiden y H. Oeblen</i> .....	156
RONCARD - Un radar meteorológico científico, por <i>M. Castets</i> .....	162
Compresión de impulsos por modulación binaria de fase en los radares, por <i>J. M. Colin y J. C. Debuisser</i> .....	168
Los teléfonos en el mundo .....	174
Nuevas realizaciones .....	178



Editor principal: Pierre Mornet

Director en Español: J. A. Gómez García, José Ortega y Gasset, 22—24, Madrid-6

# El procesador ITT 3202

El procesador ITT 3202 es una versión actualizada del ITT 3200, que se está utilizando desde 1972 en los sistemas de conmutación METACONTA\*. El nuevo procesador es totalmente compatible con el equipo de conmutación y los programas actuales, y la inclusión de los recientes avances tecnológicos han hecho posible aumentar la capacidad y fiabilidad de procesamiento, reduciendo costes.

R. BONAMI  
T. CAGNAC  
G. YELLOZ

Laboratoire Central de Télécommunications, Vélizy, Francia

## Introducción

ITT empezó en 1967 el desarrollo de una primera generación de procesadores digitales específicamente diseñados para el control de centrales de conmutación telefónica. Más de 200 unidades del ITT 3200 [1], uno de los diseñados dentro de esta primera generación, han sido construidos, y actualmente existen en más de 10 países centrales telefónicas controladas por este ordenador.

El rápido desarrollo de la tecnología de los semiconductores, especialmente en el área de circuitos digitales, ha sido tan grande que tan sólo unos pocos años después del diseño de la primera generación, ha sido posible desarrollar una segunda con ventajas considerables sobre la primera en varios puntos esenciales (coste, capacidad de proceso, fiabilidad, tamaño, consumo de potencia, etc.). Puesto que no era practicable repetir la considerable inversión hecha al desarrollar el equipo de conmutación, y los programas soporte y operacional asociados con los procesadores de la primera generación sobre una base de tiempo comparable, se decidió desarrollar la segunda generación de procesadores, de forma que fueran estrictamente compatibles con los programas y equipo de conmutación ya existentes. Sobre esta base general se ha diseñado el procesador ITT 3202 para obtener sobre su predecesor las ventajas esenciales de costes de producción más bajos, una más alta capacidad de proceso y una más elevada fiabilidad.

## Descripción funcional

El procesador ITT 3202 (Fig. 1) tiene la misma estructura básica que el ITT 3200. La unidad central de proceso (UCP), que decodifica y ejecuta las instrucciones del programa almacenado, se conecta a través de un canal paralelo (bus) de 32 bitios, a uno o más módulos de memoria de acceso aleatorio y a través de otro canal de 32 bitios con todos los controladores de periféricos digitales, algunos de los cuales tienen acceso directo a la memoria. Las conexiones a los periféricos telefónicos se hacen a través de un canal de larga distancia, también de 32 bitios. Finalmente, todas las unidades de temporización, intercambio de datos y de supervisión requeridas para el trabajo en una configuración duplicada, se conectan a la Unidad Central de Proceso por el canal de entrada/salida y un canal de estado; el intercambio de datos con el otro procesador se hace a través de un canal entre procesadores. Hay que remarcar que los canales de memoria, entrada/salida y de larga distancia y el ca-

nal de estado son respectivamente compatibles, funcional y físicamente, con los del procesador ITT 3200.

Los párrafos que vienen a continuación describen las características operacionales de las diferentes unidades que aparecen en la figura 2. Las características comunes con el ITT 3200 se mencionan brevemente; para mayor detalle se puede ver la referencia [2].

## Unidad Central de Proceso

La Unidad Central de Proceso procesa palabras de 32 bitios y tiene una capacidad de direccionamiento de 512 Kpalabras con posibilidad de direccionamiento indexado y/o direccionamiento indirecto de nivel múltiple. La lista de instrucciones es de 106, permitiendo el tratamiento di-

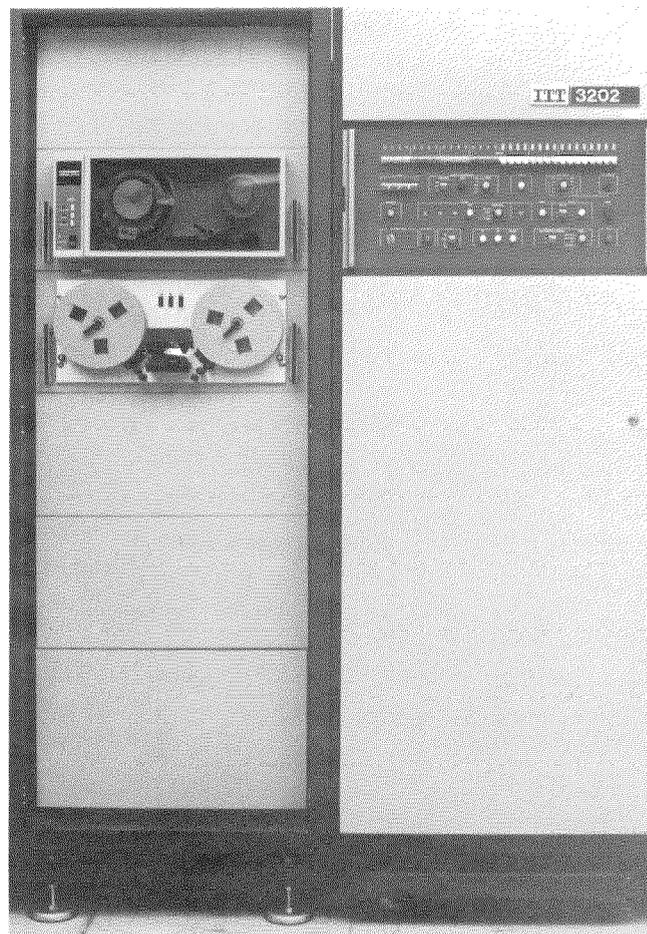


Fig. 1 Vista frontal del procesador ITT 3202 (2 bastidores con puertas cerradas).

\* Marca registrada del sistema ITT.

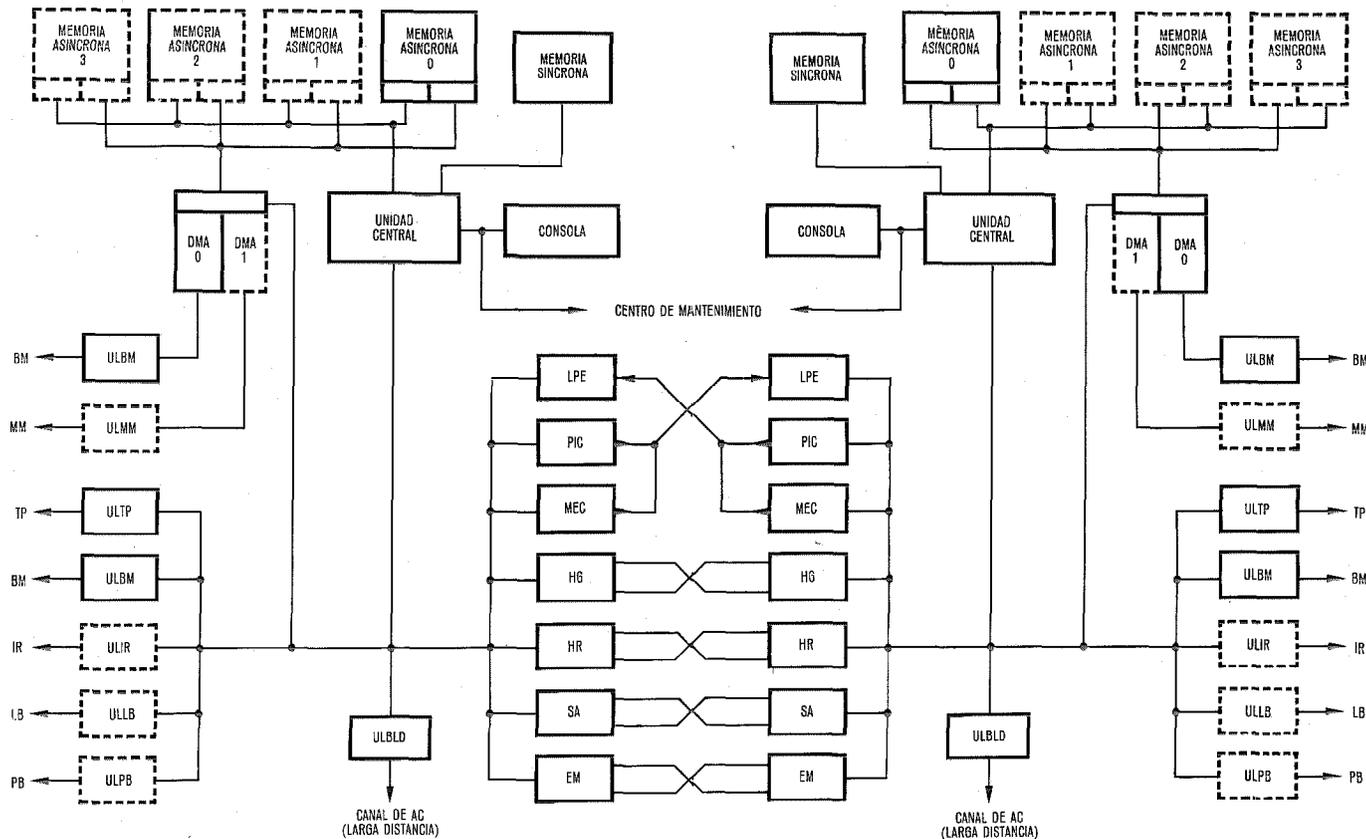


Fig. 2 Diagrama de bloques de un sistema ITT 3202 con duplicación.

recto de datos en diferentes formatos: doble palabra, palabra, media palabra, conjunto de 8 bits, cualquier conjunto de bits consecutivos (1 a 16 bits) y bits aislados. Un sistema de protección de memoria permite que el acceso a cada página de memoria (512 palabras) se pueda hacer de una manera selectiva para las operaciones de escritura, lectura de datos y lectura de instrucciones mediante un sistema de bloqueos programables.

El sistema de interrupción tiene 16 niveles externos, cada uno de los cuales puede ser individualmente enmascarado o prohibido. Los datos con la memoria y las unidades de entrada/salida se realizan en modo asíncrono-paralelo, excepto en el caso de la memoria síncrona. La Unidad Central de Proceso se conecta por un canal especializado a un panel de operador. Otro canal especializado permite a la otra Unidad Central, en el caso de un sistema duplicado, controlar todas las funciones accesibles desde el panel de operador. Con la Unidad Central de Proceso se ha asociado un cargador cableado.

### Memoria asíncrona

La memoria asíncrona está organizada por bloques que tienen una capacidad máxima de 128 Kpalabras de 33 bits (32 de información + 1 de paridad). Cada bloque se suministra con sus propios circuitos de acceso y control y tiene dos puertas asíncronas de acceso. Cada bloque tiene una modularidad interna de 8 Kpalabras. Esta última, normalmente, no está en uso, pero bajo control de programa, puede ponerse operacional sustituyendo a cualquier otro

módulo del bloque. El tiempo del ciclo de lectura de un bloque de memoria asíncrona es de 700 ns.

Existe una variante de la memoria asíncrona organizada en bloques con una capacidad máxima de 64 Kpalabras (más 8 Kpalabras de reserva) con 8 puertas asíncronas de acceso por bloque.

### Memoria síncrona

La memoria síncrona, que es opcional, es una memoria de acceso aleatorio muy rápido con un tiempo del ciclo de lectura inferior a los 300 ns. Su uso está reservado para centrales de capacidad muy grande, donde normalmente contendrán los programas y datos que se utilicen con mayor frecuencia.

La capacidad máxima de la memoria síncrona es actualmente de 64 Kpalabras (en dos bloques de 32 Kpalabras cada una con una modularidad interna de 2 Kpalabras). Como en el caso de la memoria asíncrona, cada bloque de 32 Kpalabras contiene un módulo de reserva de 2 Kpalabras, que puede ser conmutado bajo control de programa.

Una extensión planificada de la memoria síncrona suministrará un máximo de 256 Kpalabras en dos bloques de 128 Kpalabras con una modularidad de 8 Kpalabras.

La unión con la Unidad Central de Proceso es del tipo paralelo síncrono (32 bits).

### Unidades de entrada/salida

Los siguientes tipos de periféricos pueden ser conectados al canal de entrada/salida a través de los controladores específicos:

## Procesador ITT 3202

- teleimpresores
- impresores de líneas de alta velocidad
- lectores y perforadores de cinta de papel
- lectores de tarjetas perforadas.

Además de su acceso a través del canal de entrada/salida, los controladores para los siguientes tipos de unidades tienen acceso directo a la memoria:

- unidades de cinta magnética (800 ó 1600 bitios por pulgada)
- tambores magnéticos y discos con cabeza fija
- discos con cabeza móvil y cambiablos.

Este dispositivo de acceso directo a memoria permite transferir hasta 64 Kpalabras entre los dispositivos periféricos y la memoria sin la intervención de la Unidad Central de Proceso, excepto para iniciar una transferencia y notificar su final.

### Canal de larga distancia

La conexión a los dispositivos periféricos telefónicos se hace a través de un canal de larga distancia del tipo asíncrono paralelo (32 bitios), el cual tiene un alcance de 150 metros sin el uso de repetidor.

### Unidades de temporización, intercambio de datos y supervisión

El procesador ITT 3202 se suministra con la siguiente colección de dispositivos especiales para la operación en una configuración duplicada:

- un reloj interno que produce una interrupción cada 10ms
- un reloj de tiempo real que indica el tiempo con intervalos de un segundo
- una unidad de estado que permite a un procesador informar al otro sobre su estado operacional (en línea, parado, en carga, mantenimiento, etc.)
- el canal entre procesadores para intercambio de datos con el otro en forma de mensajes conteniendo hasta un máximo de 4 palabras.

### Medios de pruebas y diagnóstico de faltas

La principal aplicación de los procesadores ITT 3202 requiere la disponibilidad de medios potentes de pruebas y diagnóstico.

Si ocurre una falta en uno de los procesadores que controlan la central telefónica, un procedimiento automático y de alta velocidad debe decidir si el equipo está en falta, tomar las acciones de protección necesarias y dar la orden de arranque al procesador en falta o producir un mensaje de error para el personal de mantenimiento. Puesto que los técnicos que normalmente realizarán los trabajos de mantenimiento poseerán solamente un conocimiento limitado del procesador, este mensaje debe, en la mayor parte de los casos, indicar la identidad y situación del subconjunto enchufable que debe ser sustituido.

Los siguientes pasos han sido tenidos en cuenta para cumplir con este requisito:

- El equipo incluye circuitos que no son usados en una operación normal pero que permite un diagnóstico más

detallado, especialmente cuando varias unidades operacionales se conectan en serie.

- Un canal especializado permite a un equipo externo, normalmente uno de los ITT 3202 que constituyen la Unidad Central de Control, iniciar todas las acciones elementales que son accesibles desde el panel del operador, y observar los resultados.
- Se ha desarrollado una extensa colección de programas de diagnóstico que localizarán la falta a nivel de una unidad enchufable, o un pequeño número de ellas.

### Construcción

La construcción del procesador ITT 3202 está basada en una tecnología adaptada a la producción en masa y que no requiere una fuerte inversión. Un énfasis particular se ha dado a la elección de componentes fiables, ya disponibles, la facilidad de mantenimiento y la compacidad.

### Componentes

Los circuitos lógicos utilizados pertenecen a dos familias:

- Schottky TTL usados en la Unidad Central de Proceso y partes críticas de los circuitos de acceso a memoria
- TTL de media velocidad para los otros circuitos.

Se ha usado ampliamente de la integración a media escala (MSI) en ambas familias.

Los circuitos de memoria usados en la memoria asíncrona tienen una capacidad de 4 Kbitios por paquete y usan tecnología dinámica MOS. Circuitos con una capacidad de 16 Kbitios por paquete se introducirán cuando estén disponibles en cantidades de producción. Los usados en la memoria síncrona tienen una capacidad de 1 Kbitio (sustituible en el futuro por 4 Kbitios) por paquete y usan tecnología bipolar.

Finalmente se utilizan componentes discretos (resistencias y condensadores) que se usan para distribución, polarización y tampones de las líneas de comunicación, desacoplo de las tensiones y para unos cuantos circuitos temporizadores.

### Placas de circuitos

Los componentes electrónicos se sueldan a las placas de circuito impreso con agujeros metalizados; todas las placas miden 355,6 × 215,9 mm. Estas placas tienen dos capas para circuitos de velocidad media, y cuatro en el caso de circuitos de alta velocidad. En este último caso, las dos capas exteriores se utilizan para conexión de señales y las dos interiores se usan para distribución de la masa y los +5V. La capacidad máxima de una placa es de 102 circuitos "dual in line" con 14 ó 16 terminales. Cada placa posee dos conectores de circuito impreso con 98 contactos cada una.

Dos placas típicas se ven en las figuras 3 y 4, la primera es una placa de la Unidad Central (4 capas) y la segunda una placa de la memoria asíncrona de 8 Kpalabras de 33 bitios (2 capas).

### Cuadros de bastidor

Las placas se montan en cuadros con una capacidad máxima de 33 placas. Cada cuadro tiene un panel posterior

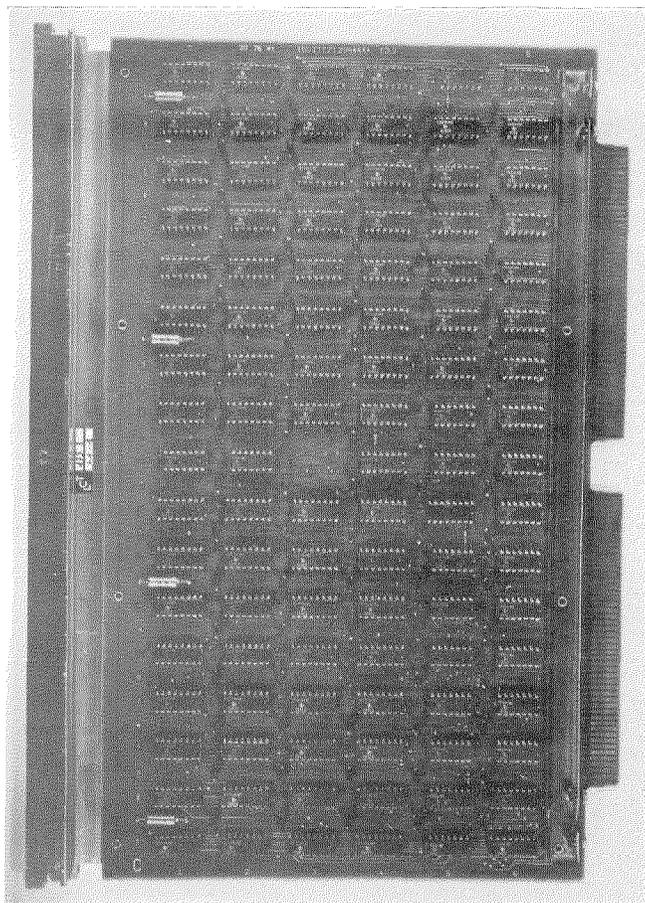


Fig. 3 Placa de la Unidad Central de Proceso.

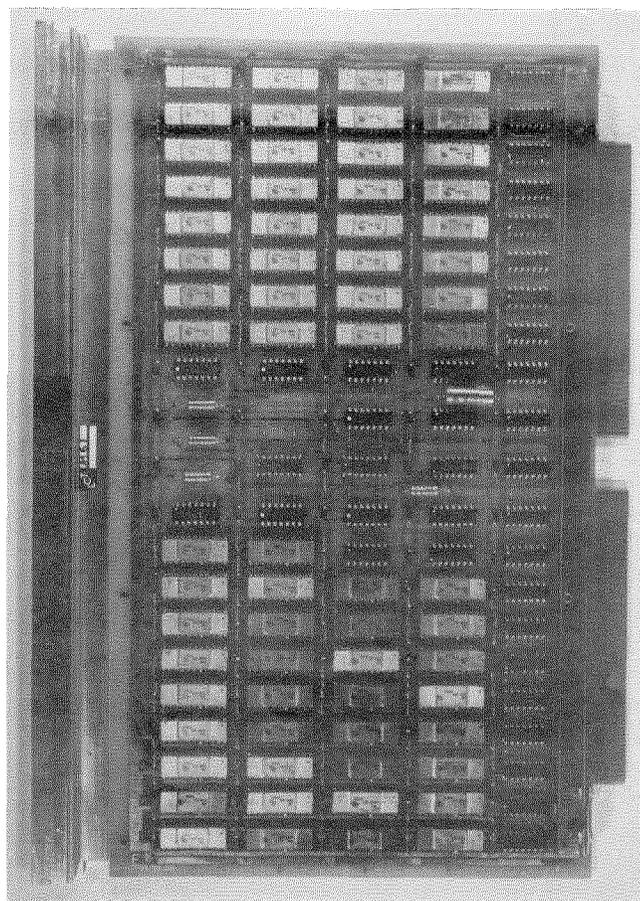


Fig. 4 Placa de memoria asíncrona (8 Kpalabras).

que realiza las funciones de soportar los conectores para las placas enchufables y cables de interconexión, e interconectar las placas y distribución de las alimentaciones. Todas las conexiones se hacen arrolladas (wrapped).

En los cuadros que contienen esencialmente circuitos de media velocidad el suministro de tensiones se distribuye por circuitos impresos de dos capas. Las señales lógicas intercambiadas entre placas se transmiten por hilos simples o pares trenzados dependiendo de las longitudes de la conexión. Finalmente las señales intercambiadas con otros cuadros se transmiten por pares trenzados a los conectores a los cuales los cables de interconexión están enchufados.

En los cuadros que esencialmente contienen circuitos de alta velocidad, todas las conexiones placa a placa y suministro de alimentación se efectúan por circuitos impresos de 12 capas. El alambrado para las señales intercambiadas con otros cuadros es el mismo que para los otros tipos de cuadro. Todas las conexiones se realizan por conexiones enrolladas.

Un sistema de claves de 64 combinaciones evita que las placas se coloquen en lugares equivocados dentro de los cuadros.

#### Alimentación

Los circuitos que constituyen un procesador ITT 3202 requieren en general 3 tipos de alimentación: +5V, -5V y +12V.

Estas tres tensiones se producen localmente en cada bastidor por un grupo de convertidores CC/CC de alta eficiencia y de construcción modular. La alimentación primaria a los convertidores es la misma que se requiere para las centrales telefónicas. Los defectos operativos o sobrecargas se detectan en los convertidores y se indican localmente por una alarma luminosa y remotamente por un circuito de alarma.

Las capacidades máximas de carga de corriente de los convertidores que pueden ser instalados en un bastidor son 240A para +5V, 32A para -5V y 8A para +12V.

Las tensiones se distribuyen dentro de cada bastidor por un sistema de barras de alimentación de baja impedancia.

#### Ventilación

La compacidad de los procesadores ITT 3202 y la amplia gama de temperatura de trabajo requiere el uso de un sistema de ventilación dentro de cada bastidor.

El sistema contiene 6 ventiladores y se ha diseñado de tal forma que haya una distribución uniforme y adecuada de flujo de aire para el caso de que uno de los ventiladores falle. Como protección adicional, cada bastidor tiene detectores de aumento anormal de temperaturas que interrumpe la alimentación del bastidor antes de que sus circuitos estén sometidos a condiciones térmicas inaceptables.

# Procesador ITT 3202

## Bastidores

Los cuadros se instalan en bastidores que miden 1980mm de altura, 690mm de profundidad y 675mm de anchura. Cada bastidor puede contener hasta 3 cuadros junto con su alimentación y sistema de ventilación. El panel del operador se monta sobre la puerta del bastidor que contiene la unidad central de proceso (Fig. 5). Los periféricos se instalan en bastidores del mismo tipo, donde se montan sobre correderas.

## Fiabilidad

Las predicciones de fiabilidad han demostrado que en el caso de una configuración duplicada, en la que cada procesador posea 128 Kpalabras de memoria asíncrona (más un módulo de memoria de reserva de 8 Kpalabras), el MTBF (tiempo medio entre fallos) es al menos de 100 años con un MTTR (tiempo medio de reparación) que no exceda de 5 horas.

## Conclusión

La figura 6 ilustra el reducido tamaño del ITT 3202 comparado con el procesador ITT 3200. Las dos configuraciones presentadas tienen la misma capacidad de proceso, usan el mismo programa operacional y controla el mismo equipo telefónico, pero la configuración ITT 3202 ocupa tan solo un tercio de espacio y consume sólo un quinto de potencia.

Las primeras unidades de producción del ITT 3202 salieron de fábrica en el último trimestre de 1976.

El procesador ITT 3202 ha sido seleccionado por el PTT francés para controlar las centrales METACONTA que serán instaladas en la red telefónica francesa.

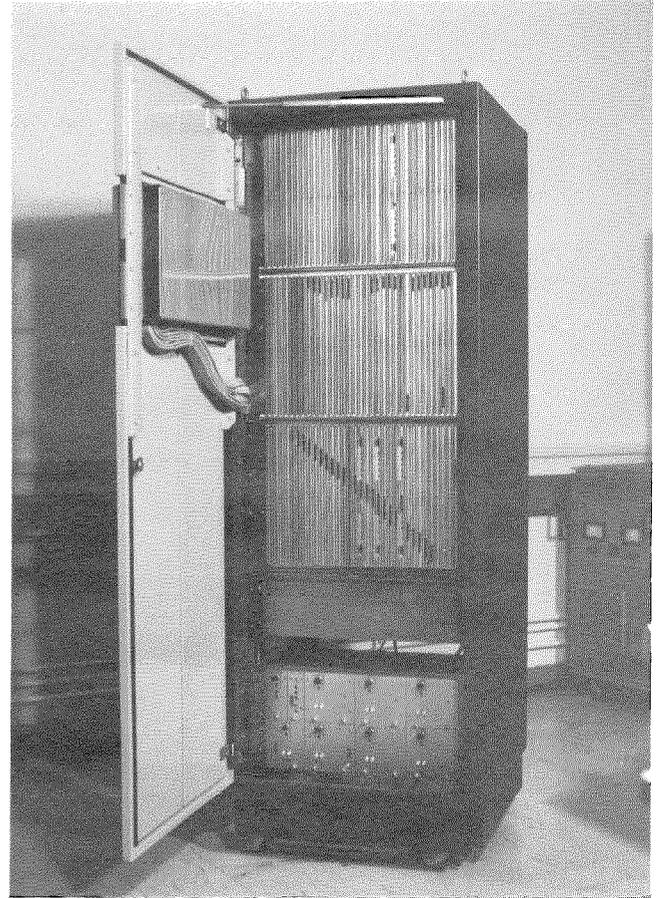


Fig. 5 Bastidor de la Unidad Central de Proceso.

CONTROLADOR PERIFERICOS BASE	CINTA MAGNETICA		CM	CM	
UE + UL BM	CINTA MAGNETICA	UNIDAD CENTRAL A	CM	CM	CM
UE + UL DISCO	CINTA MAGNETICA	UNIDAD CENTRAL B	VENTILADORES	VENTILADORES	VENTILADORES
SSM	DISCO	UNIDAD CENTRAL C	MEMORIA 16K	MEMORIA 16K	MEMORIA 16K
VENTILADORES		VENTILADORES	MEMORIA 16K	MEMORIA 16K	
ALIMENTACION	PERIFERICOS OPCIONALES	ALIMENTACION	ALIMENTACION	ALIMENTACION	ALIMENTACION

3200

	CM	CM		CINTA MAGNETICA	CONTROLADOR PERIFERICOS BASE
CM	CM	CM	UNIDAD CENTRAL A	CINTA MAGNETICA	UE + UL BM
VENTILADORES	VENTILADORES	VENTILADORES	UNIDAD CENTRAL B	CINTA MAGNETICA	UE + UL DISCO
MEMORIA 16K	MEMORIA 16K	MEMORIA 16K	UNIDAD CENTRAL C	DISCO	SSM
MEMORIA 16K	MEMORIA 16K	MEMORIA 16K	VENTILADORES		VENTILADORES
	ALIMENTACION	ALIMENTACION	ALIMENTACION	PERIFERICOS OPCIONALES	ALIMENTACION

CINTA MAGNETICA	CONTROLADOR MEMORIA Y MEMORIA 128K + 8K
CINTA MAGNETICA	UE + UL PERIFERICOS
CINTA MAGNETICA	UNIDAD CENTRAL
DISCO	VENTILADORES
PERIFERICOS OPCIONALES	ALIMENTACION

3202

CONTROLADOR MEMORIA Y MEMORIA 128K + 8K	CINTA MAGNETICA
UE + UL PERIFERICOS	CINTA MAGNETICA
UNIDAD CENTRAL	CINTA MAGNETICA
VENTILADORES	DISCO
ALIMENTACION	PERIFERICOS OPCIONALES

Fig. 6 Comparación de las configuraciones ITT 3200 e ITT 3202. La nueva versión ocupa aproximadamente un tercio del espacio en planta.

## Referencias

- [1] M. J. M. Archer, R. R. C. Bonami, L. P. Castellan y J. P. Nicole: Dispositif de Trace pour Système de Traitement de Données; patente francesa n° 2.258.688, 18 enero 1974.
- [2] J. D. Beierle, E. G. Fisher y R. G. Yelloz: Système de Commande Perfectionné d'un Equipement de Commutation; patente francesa n° 2.319.264, 22 julio 1975.
- [3] M. G. M. Baudhuin, R. R. C. Bonami y L. P. Castellan: Dispositif de Reconfiguration de Mémoire; patente francesa n° 2.319.953, 28 julio 1975.
- [4] M. A. Longatte, J. P. Nicolle y X. Y. C. Penet: Dispositif et Procédé pour Faciliter la Maintenance et/ou le Diagnostic des Systèmes Multicalculateurs; registro de patente francesa n° 7.614.933, 18 mayo 1976.
- [5] R. R. C. Bonami y J. J. Engelking: Dispositif de Sécurité pour Circuits Imprimés; registro de patente francesa n° 7.615.631, 24 mayo 1976.

**Robert Bonami** nació en París en 1944. Se graduó en 1967 como ingeniero de telecomunicaciones en la Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications.

Se unió a LCT en 1967 donde trabajó sucesivamente como ingeniero de desarrollo y jefe de la sección de desarrollo avanzado, sección del departamento de "Calculateurs de commutation." Desde 1976 es jefe de este departamento.

**Thérèse Cagnac** nació en París en 1928. Se graduó como licenciada en ciencias en la Faculté des Sciences de París en 1952.

Desde 1952 a 1961 trabajó en la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil en el campo de los tubos de microondas. Se unió a LCT en 1961 participando en los diversos desarrollos de procesadores de la mencionada compañía. Actualmente es adjunto al Director de la División de Telecomunicaciones.

**Guy Yelloz** nació en París en 1931. Estudió en la Ecole Supérieure d'Électricité y se graduó como ingeniero en 1954.

Ingresó en 1957 en la Compagnie Industrielle des Téléphones y allí trabajó en los problemas de la conmutación telefónica.

En 1959, finalmente, se incorporó a LCT donde participó en el desarrollo del primer modelo de conmutación MIC. Particularmente, trabajó en el diseño de circuitos lógicos para el concentrador, el detector de llamadas y en los problemas de sincronización.

En 1962 trabajó en la realización de memorias y procesadores para aplicaciones aeroespaciales y en 1968 en el desarrollo del procesador ITT-3200.

Actualmente es el Director de la División de Telecomunicaciones de LCT, cargo que ocupa desde 1971.

## Nuevas realizaciones

### Central internacional de Roma METACONTA L.

La primera central internacional del sistema METACONTA\* L fue entregada a la Azienda di Stato per i Servizi Telefonici, el día 26 de noviembre de 1976.

La central está instalada en Roma, a 100m de la famosa Fontana di Trevi. Un primer grupo de 2400 enlaces ha sido ya entregado, mientras que el resto, hasta la capacidad inicial de 8700 enlaces y el servicio de puestos de operadoras serán añadidos durante 1977.

La central está dando servicio satisfactorio desde el 16 de diciembre de 1976 a través de un número limitado de enlaces. En febrero de 1977 se inició un plan de corte gradual de la central.

El sistema METACONTA-L ha sido desarrollado por Standard Eléctrica, S.A., en el marco del plan general de ITT para el desarrollo del sistema METACONTA. La central internacional de Roma, un contrato comercial de FACE, ha sido diseñada, fabricada e instalada por Standard Eléctrica, S.A., con la cooperación de FACE, Italia.

Standard Eléctrica, S. A., España

### Central METACONTA LP para Aeroflot de Moscú.

CGCT (Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques) acaba de recibir un pedido por el suministro de una central telefónica METACONTA\* LP para su utilización por el Ministerio de Aviación Civil en Moscú.

Esta central, de una capacidad inicial de 1800 líneas y con una capacidad final de 3000 líneas, estará conectada a la red pública por medio de 4 grupos de líneas de selección directa, para llamadas entrantes, y de un grupo de enlaces de salida para las llamadas salientes.

\* Marca registrada del sistema ITT.

Están previstos enlaces de entrada y salida, y líneas entre cuadros de conexión manual, y permitirá la conexión a las PABX (aeropuertos, reservas, etc.).

Dos puestos de operadoras permitirán el funcionamiento de las líneas entre cuadros de conexión manual.

La central asegura la facturación de las llamadas salientes hacia la red pública, así como su almacenaje en cinta magnética.

El sistema METACONTA LP es un sistema de conmutación semieletrónico por división en el espacio, de programa almacenado.

La red de conversación está formada por miniconmutadores METABAR\* y la lógica de control está gobernada por dos ordenadores ITT 1600E.

Los usuarios tienen a su disposición todas las facilidades intrínsecas al sistema METACONTA LP:

- transferencia de llamada inmediata o temporizada;
- constitución de conjuntos filtrantes con extensiones ordinarias a doble línea;
- conferencias múltiples para un máximo de 8 extensiones;
- constitución de grupos PBX (líneas agrupadas);
- rellamada automática en caso de no poder alcanzar el número deseado;
- marcaje abreviado.

Los usuarios tienen acceso tanto a la red pública como a la red privada por acceso directo con posibilidad de rellamada, recuperación de llamada, o transferencia de la llamada a otro número de la central, y son accesibles a los abonados de las redes pública y privada directamente sin necesidad de pasar a través de operadora, gracias a la selección directa.

Puede introducirse restricción de acceso (internacional, interurbano, etc.) en cada una de las extensiones.

Dispositivos tales como observación de tráfico, supervisión, mensajes de fallo, alarmas, supervisor automático y cordón de pruebas de extensiones, proporcionan la ayuda necesaria a la compañía explotadora y al personal de mantenimiento.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

# Diez años de experiencia de servicio en el sistema METACONTA

Los exigentes requerimientos de fiabilidad y mantenibilidad definidos hace diez años, al inicio del desarrollo del sistema METACONTA\* se han alcanzado y con frecuencia superado. El artículo compara dichos requerimientos con los resultados reales.

J. P. DARTOIS

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, París, Francia

A. C. DAVIES

Laboratoire Central de Télécommunications, Vélizy, Francia

J. TRELUT

Le Matériel Téléphonique, París, Francia

L. VAN OS

M. VERBEECK

Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes, Bélgica

## Introducción

Hace más de diez años, al principio de 1965, ITT acometió un nuevo proyecto encaminado al desarrollo de un sistema de conmutación electrónica por división espacial. Se definieron requerimientos exigentes en cuanto a su fiabilidad, flexibilidad, capacidad de ampliación y espacio ocupado. Un objetivo posterior era reducir drásticamente el esfuerzo de mantenimiento necesario con respecto a las centrales de conmutación convencionales.

El primer desarrollo fue la central local probada con éxito en Wilrijk, Bélgica [1, 2]. Este sistema consistía en un módulo de conmutación de 1000 líneas con una capacidad de tráfico en ambos sentidos de 0,1 E por abonado. Las matrices de la red de conmutación utilizaban relés HERKON\* miniatura de contactos sellados secos con retención eléctrica, siendo el programa almacenado ejecutado por un ordenador de 16 bits en paralelo. La señalización entre centrales se verificaba exclusivamente en código multifrecuencia de secuencia obligada.

Después de esta temprana experiencia en el dominio de la conmutación electrónica para servicio público, ITT emprendió un programa ambicioso de desarrollo internacional que dio origen al sistema METACONTA de conmutación. En virtud de estos esfuerzos se ha ampliado el campo de aplicación del sistema METACONTA de tal manera, que quedan cubiertas tanto la conmutación telefónica pública y privada como la conmutación télex para todas las situaciones posibles en la práctica, por el tipo y volumen de tráfico.

Se utilizan tres tipos de matrices de conmutación: relés miniatura de contactos sellados secos con retención eléctrica y con retención magnética y miniselectores ITT de barras cruzadas con retención mecánica. Todas las centrales ITT de control por programa almacenado utilizan el ordenador ITT 1600 o el ITT 3200. El primero de ellos es un ordenador de 16 bits en paralelo para aplicaciones de pequeña a mediana capacidad, mientras que el segundo es un ordenador de 32 bits para centrales de gran capacidad. Los ordenadores siempre trabajan en configuración duplicada, en la modalidad de carga de llamadas compartida.

En otros lugares [3 a 11] se han descrito extensamente versiones del sistema METACONTA de conmutación y por ello este artículo se dedica a exponer los resultados de

fiabilidad y mantenibilidad, en servicio, obtenidos hasta el momento [12, 13, 14].

## Equipo en servicio

En los últimos años se han puesto en servicio un considerable número de centrales y al final de 1975 el sistema METACONTA cursaba tráfico en 11 países, extendidos sobre 4 continentes. A fines de 1976 hay centrales METACONTA en funcionamiento en 16 países de los 5 continentes. Para reflejar gráficamente el volumen de equipo instalado, se toma como referencia una línea de abonado de un tráfico de 0,1 E en ambos sentidos. El volumen medio de equipo necesario para un enlace de llegada o de salida equivale al de 4 líneas de referencia, siendo un enlace télex equivalente a unas 5 líneas y una línea de abonado télex, a 4 líneas de referencia aproximadamente.

La figura 1 expone el rápido crecimiento del METACONTA expresado en líneas equivalentes. Se indica separadamente el crecimiento para centrales locales (incluyendo las privadas), interurbanas y de télex totalizando asimismo todas las versiones. Al final de 1975 estaban en servicio 245.000 líneas locales (y privadas), 43.500 enlaces (174.000 líneas equivalentes) y un número de líneas télex equivalente a 51.300 líneas, todo lo cual significa unas 470.000 líneas de referencia. Durante el año 1976 se ha superado el millón de líneas equivalentes.

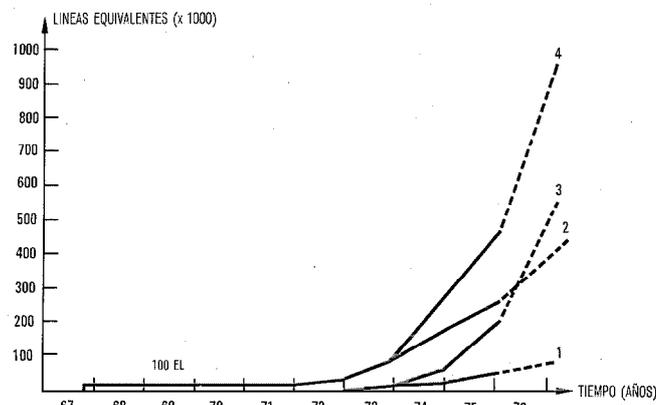


Fig. 1 Evolución del equipo en servicio.

1. Centrales télex
2. Centrales locales (y privadas)
3. Centrales interurbanas
4. Total

\* Marca registrada del sistema ITT.

Considerando el volumen de equipo ya en servicio es oportuno revisar los resultados obtenidos en su funcionamiento, analizando las enseñanzas extraídas de observaciones anteriores.

### Objetivos de fiabilidad y mantenibilidad

La fiabilidad y mantenibilidad se han considerado parámetros muy importantes en el diseño del sistema.

La velocidad de operación de las máquinas electrónicas de tratamiento de datos abrió la posibilidad de aplicar el control común a toda una central de conmutación. Hasta entonces el control común sólo se utilizaba para un limitado número de circuitos, y su extensión a una gran central, capaz de cursar decenas de millares de llamadas por hora, fue considerada como el desafío fundamental en cuanto a la fiabilidad de la conmutación. Un fallo en el equipo de control común produciría la inhabilitación durante largo tiempo de todo el equipo de conmutación que lleva conectado. Ningún fallo en las centrales convencionales, exceptuando grandes averías en la planta de fuerza, podría producir un efecto tan desastroso sobre el servicio.

En consecuencia, al establecer las bases de las especificaciones se dio prioridad a garantizar la continuidad de funcionamiento durante largos periodos. Esta continuidad se especificó como tiempo medio entre fallos (TMEF) y se estimó suficiente un TMEF de 50 años o más, según el tamaño de la central.

Otra manera distinta de especificar los requerimientos de continuidad en el servicio, fue definir la no-disponibilidad del sistema como la relación del tiempo de interrupción al tiempo total en servicio. Se fijaron para esta relación valores del orden de  $5 \times 10^{-6}$  (unas 2,5 horas de interrupción en 50 años). Al redactar las especificaciones se consideró que los fallos de hardware en la unidad de control común serían la fuente principal de interrupciones. También se reconoció que podrían ocurrir interrupciones del servicio de corta duración (menos de 5 minutos) debidas a errores de software, y que en estos casos se aplicarían criterios menos exigentes.

Aparte de los requerimientos generales de fiabilidad antes mencionados, fue necesario definir criterios relacionados directamente con la fiabilidad de la llamada. Se establecieron los tres parámetros siguientes:

- Proporción total de llamadas perturbadas por fallos internos de la central (incluyendo interrupción del sistema), que se restringió a un promedio de 5 en  $10^4$ .
- Fiabilidad en el tratamiento, definida como la probabilidad de que una llamada aceptada sea procesada correctamente. Su complemento, que es la inseguridad en el tratamiento, se especificó a un nivel de 1 en  $10^4$ .
- Fiabilidad de la llamada establecida, definida como la probabilidad de que una llamada establecida se complete correctamente, incluyendo la debida liberación del camino de conexión. Dado que el tratamiento erróneo de una llamada en la fase de conversación se consideró como la peor clase de perturbación, la inseguridad en la llamada establecida se redujo a un nivel de 5 en  $10^5$ . La pérdida de llamadas debida a tratamiento erróneo (inseguridad en el tratamiento) o a desconexión prematura (inseguridad en la llamada establecida) entra a formar

parte de la proporción total de llamadas perturbadas, 5 en  $10^4$ .

Otro requerimiento esencial de fiabilidad se refería a la tasa total de fallos del sistema de conmutación. Independientemente de la localización de éstos, la tasa total de fallos debía ser inferior a 0,2 fallos por 100 líneas equivalentes y por mes.

Con respecto a la mantenibilidad del equipo, la especificación cuantitativa más importante era que el potencial humano total necesario para mantenimiento preventivo y correctivo había de ser inferior a 0,2 horas-hombre por año y por línea equivalente. El tiempo activo de mantenimiento correctivo no debe, por término medio, exceder de media hora por fallo de hardware (tiempo medio de reparación).

La tabla 1 resume las primitivas especificaciones de fiabilidad y mantenibilidad (F/M).

Tabla 1 - Especificaciones originales de fiabilidad y mantenimiento

TMEF del sistema	50 años
No-disponibilidad del sistema	$5 \times 10^{-6}$ (para interrupciones del servicio de larga duración)
Inseguridad en la llamada establecida	$5 \times 10^{-5}$
Inseguridad en el tratamiento	$1 \times 10^{-4}$
Perturbación total de la llamada	$5 \times 10^{-4}$
Tasa total de fallos	0,2 fallos/100 líneas equivalentes por mes
Tiempo medio de reparación	0,5 horas
Mano de obra en mantenimiento	0,2 horas-hombre/línea equivalente por año

### Determinación de la calidad de servicio de una central

#### El problema

Según se indicó anteriormente, los objetivos de calidad de servicio considerados para una central del sistema METACONTA se expresan en función de la no-disponibilidad del sistema, la inseguridad en el tratamiento de la llamada y la inseguridad en la llamada establecida. Se incluyen aquí los efectos de los fallos y del mal funcionamiento de la central sobre la calidad total del servicio, tal como la aprecian los usuarios de la red telefónica. Sin embargo este método no considera otras dos causas de perturbaciones que pueden afectar la calidad aparente del servicio.

- Variaciones de tráfico, a las que la central normalmente reacciona con bloqueo o retraso de los intentos de llamada.
- Comportamiento del entorno de la central, constituido por abonados, red de enlaces y centrales distantes, que pueden ocasionar un tratamiento erróneo de la llamada en la central que se considera.

La determinación de la calidad de servicio aparece, pues, como un problema complejo, que se acomete por dos métodos complementarios: las medidas de campo y los cálculos analíticos.

#### Medidas de campo

Aparte de la necesidad de desarrollar un juego completo de instrumentos de medida, procedimientos y técnicas de

apoyo, la dificultad en este caso estriba en discriminar claramente entre los tres posibles orígenes de la anomalía. La discriminación es difícil por la interdependencia de los fenómenos subyacentes; las variaciones de tráfico, por ejemplo, pueden ocasionar fallos tanto en la central como en su periferia, e inversamente los fallos pueden crear un aumento de tráfico al ocasionar repetidas tentativas de llamada.

El sistema METACONTA se ha diseñado [9] con alta inmunidad contra los fallos y perturbaciones del entorno, estando dotado de los medios de mantenimiento y diagnóstico adecuados para la determinación de las causas de anomalías. Sin embargo, el análisis de los resultados de las medidas de campo no permite una discriminación completa de las causas, y para salvar tales dificultades se utilizaron dos tipos de prueba especiales:

- medida de la precisión de servicio de la central
- medidas de la calidad de servicio frente al usuario.

El primer tipo de pruebas se realiza en la práctica mediante generadores automáticos de llamadas de prueba conectados a la central, midiéndose los porcentajes de llamadas completadas y fallidas. Han de reunirse las siguientes condiciones:

- Las llamadas artificiales de prueba se generan y se procesan sin utilizar elementos de la red exterior, a fin de evitar interferencias con el entorno de la central. Estas llamadas pueden ser interiores a la central, o bien llamadas entrantes o salientes establecidas sobre grupos de enlaces especialmente asignados que simulen la operación de una periferia ideal.
- Las pruebas se realizan en periodos de bajo tráfico (de noche, por ejemplo) para que las llamadas de prueba generadas no interfieran con el tráfico real y degraden el servicio de la central, así como para evitar que los bloqueos y demoras producidos por la normal reacción de la central a las variaciones de tráfico, se interpreten como fallo en el tratamiento de las llamadas.
- Durante la realización de las pruebas no han de aparecer fallos en la central detectados por mensajes de falta, alarmas, etc. Evidentemente, cada fallo tendrá un efecto particular, según su naturaleza, sobre la calidad del servicio. Si las medidas anteriores se hacen en situación de falta, sería preciso acompañar cada resultado del tipo de fallo o fallos encontrado, asignándole un peso igual a la probabilidad de aparición de esa clase de fallo. Esto sería fastidioso, y de todos modos los resultados vendrían influidos por haberse supuesto que las pruebas se verifican en periodos exentos de tráfico.

En tales condiciones puede cuestionarse fundamentalmente la significación y utilidad de estas medidas. La respuesta es, en primer lugar, que debe reconocerse que siempre habrá fallos en la central que no puedan identificarse con los medios de detección existentes, de número y precisión limitados; en segundo lugar, la identificación de algunos de los fallos, cuando ésta es posible, se basa en un proceso de observación estadística que consume un cierto tiempo antes de generar la declaración de la falta (una falta se reconoce como tal solamente cuando su frecuencia sobrepasa un determinado umbral).

En resumen, puede afirmarse que incluso cuando la central se declara sin fallos, se encuentra de hecho en situación

casi permanente de fallo encubierto o incipiente, que podría afectar a la calidad de servicio conseguida. La determinación del impacto de esta situación por medio de las técnicas antes descritas está justificada, en tanto que la verificación de las medidas en periodos de bajo tráfico no desfigure indebidamente los resultados. Esta suposición es razonable para fallos incipientes en el hardware de la central, pero resulta ciertamente más aventurada para fallos incipientes relacionados con el control de la central y, especialmente, con el software. En este caso es, sin embargo, posible la obtención de resultados significativos haciendo operar los generadores automáticos de llamada de manera que el control se encuentre ante una situación que se aproxime a las peores condiciones de tráfico.

Disponemos en consecuencia de un sencillo método para hacer medidas significativas del impacto que toda situación de fallo incipiente produce en la calidad del servicio, dicho en otras palabras, para medir la precisión de servicio de la central. Estas pruebas son de particular interés durante las fases de calificación y pruebas de la central, contribuyendo también al control continuado de los resultados de la central en su modalidad de operación normal.

Los resultados obtenidos actualmente en las diversas centrales METACONTA instaladas en Bélgica, México, Marruecos y Francia se expresan como una tasa global de fallos  $T$ ,

$$T = \frac{(\text{n}^\circ \text{ de llamadas aceptadas, tratadas o liberadas incorrectamente})}{(\text{n}^\circ \text{ de llamadas de prueba})}$$

que generalmente varía entre  $0,5 \times 10^{-4}$  y  $3 \times 10^{-4}$ . Esto se ha comprobado para varios millones de llamadas de prueba, fraccionadas en series de 20.000 a 50.000 llamadas. Debe advertirse que estos valores también incluyen los fallos del propio equipo generador de llamadas.

Para superar algunas de las limitaciones de estas medidas, podemos realizar medidas de calidad de servicio sobre llamadas generadas por abonados en condiciones normales de tráfico y de operación de la central, esto es, con posibilidad de fallos. Se manifiesta nuevamente la dificultad de interpretar resultados que combinan los efectos de varios tipos de faltas.

No obstante lo anterior, son de gran interés las medidas de calidad hechas en estas condiciones, debido al significado que revisten desde el punto de vista del usuario, a quien no importan particularmente los orígenes de un fallo. Por añadidura, si no utilizamos estas medidas para obtener los resultados absolutos en cada instante, sino para seguir la evolución de dichos resultados numéricos durante largos periodos de observación, dispondremos de un método para determinar la calidad de servicio de la central según la aprecia el usuario.

Esta técnica de medición se utilizó en una central METACONTA en funcionamiento en Las Vegas (EE.UU). La figura 2 expone los resultados obtenidos desde el corte en octubre de 1974.

Estos resultados se expresan como tasa total de llamadas perdidas. La evolución de la curva de la figura 2 refleja sin duda una mejora de la calidad del servicio como consecuencia de la eliminación progresiva de fallos no recurrentes.

tes durante el primer período de vida activa de la central. Hay que añadir que los resultados obtenidos al final de 1975 indican claramente que la tasa total de fallos originados por defectos propios de la central es excelente y no excede, probablemente, de 2 ó 3 en  $10^4$ .

#### Métodos analíticos

Estos métodos pueden emplearse para evaluar el impacto numérico de fallos concretos de la central sobre la calidad del servicio. Se aplican particularmente a fallos en el control de la central que ocasionan paradas de ordenador seguidas por recuperación automática. Según sea el tipo de parada considerado, se adoptan usualmente ciertas medidas defensivas para que la recuperación automática se realice en buenas condiciones. A modo de ejemplo, en el caso más frecuente de paradas, esto significa la liberación de un cierto porcentaje de llamadas que estaban en la fase de pre-selección cuando ocurrió el fallo.

Considerando las características de estas medidas defensivas para cada tipo de parada de ordenador, junto con la distribución en frecuencia de las interrupciones observadas en el funcionamiento real, es posible estimar la contribución de estos tipos de fallos a la calidad de servicio de la central. En la tabla 2 se presentan los resultados obtenidos por este método sobre 4 centrales instaladas en Marruecos, México, EE.UU. y Francia durante 12 meses de funcionamiento estable.

Debe tenerse en cuenta que en todos los casos el impacto de las paradas de ordenador sobre la calidad del servicio es extremadamente reducido en comparación con los objetivos totales correspondientes. Por otra parte, los valores de no-disponibilidad del sistema reflejan solamente las paradas de duración corta (menos de 5 minutos) o muy corta (menos de 30 segundos), según se observa cuando uno por

Tabla 2 - Contribución de las paradas de ordenador (de todo género) a la calidad de servicio de la central

No-disponibilidad del sistema (para interrupciones del servicio de corta duración)	$3,6 \times 10^{-5}$
Inseguridad en el tratamiento de la llamada	$6,8 \times 10^{-5}$
Inseguridad en la llamada establecida	$0,15 \times 10^{-5}$

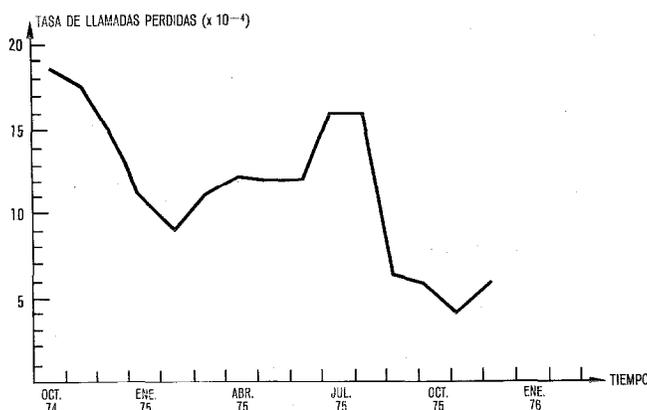


Fig. 2 Evolución de la tasa total de llamadas perdidas en la central METACONTA de Las Vegas (incluyendo las pérdidas producidas por fallo exterior a la central).

lo menos de los ordenadores en fallo no sufre avería definida en el hardware.

Puede utilizarse un método analítico semejante para estimar el impacto de fallos concretos en la periferia telefónica sobre la calidad del servicio, y en especial de fallos en el equipo no duplicado. El problema adquiere en este caso una mayor complejidad, debido a la gran variedad de fallos posibles y efectos que ocasionan. Sin embargo, es posible, por medio de hipótesis adicionales simplificadoras, estimar este impacto sobre la fiabilidad del tratamiento de la llamada en un valor comprendido entre  $2 \times 10^{-5}$  a  $5 \times 10^{-5}$ , incluyendo todas las faltas definidas en la periferia telefónica.

#### Comportamiento hardware

Entre las principales ventajas aducidas para la centralización de las reparaciones se cuentan la reducción en el tiempo fuera de servicio de los circuitos de la central, así como la optimización de los recursos de personal y de la inversión de capital en equipos de prueba. Así pues, en la mayoría de averías en hardware, se analiza el fallo en la central hasta el nivel de la unidad enchufable más pequeña, sustituyéndola simplemente por otra de repuesto. Seguidamente se envía el elemento averiado al centro de reparaciones acompañado de un parte solicitando la reparación. El personal de dicho centro completa este parte con detalles sobre el tipo de componente que resultó defectuoso. Los partes de reparación se mandan a un grupo de estadística, donde son analizados con los objetivos siguientes:

- localizar los puntos débiles e iniciar investigaciones detalladas y posibles acciones correctoras
- actualizar regularmente los ficheros de tasas de fallo tanto para componentes como para unidades enchufables.

Los valores y conclusiones que se presentan a continuación se deducen básicamente de un análisis de estos partes de reparación. Merece destacarse que estos datos solamente pueden conseguirse gracias a la cooperación de los técnicos de mantenimiento de las centrales y del personal de reparación. A este respecto, nunca se insistirá demasiado en que los procedimientos completos de reportar fallos son esenciales.

La figura 3 indica el número de fallos mensuales observados en hardware, según los resultados obtenidos de la observación en 7 centrales: Namur, Juarez, Roissy, El-sene, ST. Agatha Berchem, Rabat y Deurle. El número total de líneas equivalentes operacionales en la muestra tomada es 83.144. El período examinado en cada central fue de un año, durante el cual se acusaron 921 fallos hardware. Esto arroja unos 77 fallos al mes para las líneas equivalentes consideradas, es decir, 0,092 fallos al mes por 100 líneas equivalentes.

Estos resultados demuestran que se ha alcanzado con amplio margen el objetivo de 0,2 fallos al mes por 100 líneas equivalentes. El gráfico indica que el número de fallos fluctúa alrededor del promedio anual, pero la fluctuación es lo suficientemente pequeña como para asegurar que la carga del centro de reparaciones es estable. Como consecuencia de estos resultados tan buenos, ITT ha revisado la tasa total de fallos hardware admitida y ahora ha fijado

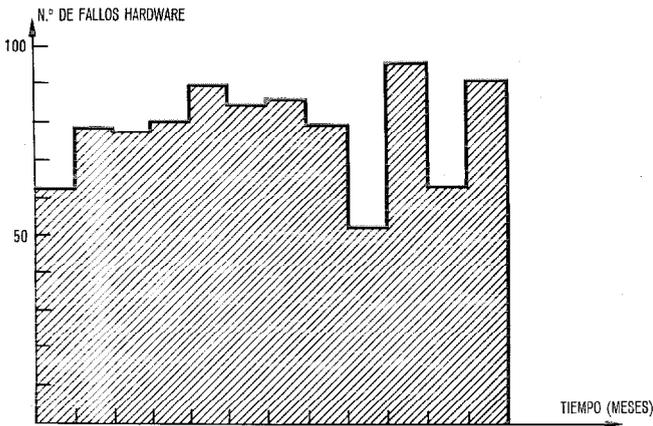


Fig. 3 Fallos hardware por mes (medidos durante 12 meses consecutivos en 7 centrales: Namur, Juarez, Roissy, Elsene, St. Agatha-Berchem, Rabat, Deurle).

para todos los nuevos diseños el conseguir una tasa de fallos total de 0,1 fallos por mes y por 100 líneas equivalentes.

Como se mencionó anteriormente, la mayoría de los fallos a que nos referimos conducen a que una unidad sea sustituida por otra de repuesto, efectuándose la reparación en el taller centralizado. La mayoría de los partes de fallo se confirman por el equipo de prueba del centro de reparación. A veces, sin embargo, las unidades enviadas a reparar aparecen sin fallos ante el equipo de prueba. Este fenómeno plantea un dilema al personal de reparación, ya que tales unidades se han rechazado por fallo. Se verificará una de las siguientes conclusiones:

- el diagnóstico hecho en la central es incorrecto;
- el diagnóstico del equipo de prueba en el taller de reparación es incorrecto;
- el fallo era de carácter transitorio;
- el equipo de prueba no puede reproducir exactamente el entorno operacional.

A menudo es difícil discriminar entre los anteriores casos. De cualquier modo el taller de reparación tiene que asegurarse de que los elementos devueltos al almacén de repuestos no tienen ningún fallo. Por esta razón, la prueba de unidades en las que no se ha descubierto fallo va más allá de las pruebas normales con el equipo de prueba usual.

Para facilitar la decisión en el centro de reparación y reducir al mínimo el coste de las investigaciones adicionales que sean necesarias en tales casos, es importante que en el parte de fallo se incluya un diagnóstico detallado hecho en la misma instalación.

La distribución de averías hardware entre los principales subsistemas difiere de una versión a otra del sistema. La tabla 3 indica los porcentajes medios de fallos en aquellos subsistemas.

Tabla 3 - Distribución aproximada de las averías hardware entre los principales subsistemas

Red + circuitos terminales de la red	60%
Organos de acceso a la red	23%
Control central	9%
Unidades de alimentación derivadas	3%
Otras	5%

Los fallos hardware localizados durante el funcionamiento real pueden clasificarse con arreglo a sus causas. La tendencia es que para las centrales relativamente nuevas (menos de 18 meses en servicio) sólo un 40% de los fallos se deben a la mortalidad normal de los componentes (fallos erráticos de componentes electrónicos y desgaste de componentes electromecánicos). Durante este período, las siguientes causas importantes son los defectos residuales de la fabricación y la instalación. Sin embargo, el porcentaje debido a mortalidad de componentes aumenta a medida que avanza el tiempo. La tabla 4 expone como varían con el tiempo los porcentajes correspondientes a las diversas causas de fallos hardware.

Tabla 4 - Evolución clásica en el tiempo de la distribución en % de las causas de averías hardware

Causas	Primer año de funcionamiento	Funcionamiento estabilizado
Diseño, ingeniería, fabricación e instalación	40%	20%
Entorno anormal y errores humanos de manipulación	15%	10%
Desgaste mecánico y mortalidad normal de componentes	40%	60%
No explicadas	5%	10%

La tasa de fallos de componentes es constante a lo largo de la vida útil de la central. Los defectos residuales de fabricación e instalación contribuyen, entre otras causas, al mayor porcentaje de fallos de la central inmediatamente después del corte. La figura 4 presenta la disminución de la tasa total de fallos con el tiempo en la central META-CONTA de Rabat, Marruecos.

#### Determinación de la tasa de fallos de componentes

El análisis de los fallos de hardware lleva eventualmente a actualizar los ficheros de datos sobre tasas de fallos de los componentes utilizados. Estas tasas de fallo cambian constantemente, refiriéndonos siempre a su determinación estadística. En cualquier momento puede revisarse la experiencia acumulada para realizar una nueva evaluación, y ello se verifica a intervalos regulares. Las experiencias anteriores se combinan con las más recientes informaciones de las centrales en servicio, viniendo la fiabilidad del componente definida por el número total de horas en funcionamiento y el número total de fallos sufridos.

La tasa de fallos de un componente puede ahora expresarse por una función de densidad de probabilidades. Se utiliza una distribución "gamma", caracterizada por dos parámetros. Estos parámetros, en la determinación de la tasa de fallos, son los valores del tiempo total de operación del componente y del número total de fallos. Aunque la forma completa de la distribución solamente se conoce con exactitud si se dan valores a los dos parámetros, es corriente citar sólo uno de ellos al dar la tasa de fallos. Los valores que se citan aquí como evaluaciones de tasas de fallos, corresponden a los puntos de 80% en la distribución "gamma" acumulativa. Siempre que se señala un valor de tasa de fallos, por ejemplo, de  $x$  fits (1 fit es un fallo por  $10^9$

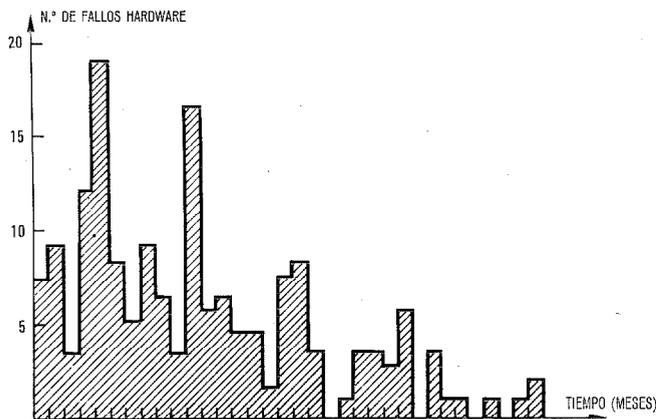


Fig. 4 Evolución en el tiempo del número total de fallos hardware por mes (observados en la central de Rabat).

horas de vida del componente), esto significa que, a la luz de la experiencia anterior, estamos seguros al 80% de que la tasa real de fallos igualará o mejorará la señalada de  $x$  fits. Cuando empezó el desarrollo de sistemas de conmutación electrónica en ITT, la información acerca de tasas de fallos era bastante limitada, pero durante los pocos años últimos se ha conseguido una gran experiencia, disponiéndose actualmente de valores cada vez más exactos de dichas tasas. La tabla 5 resume estos valores para los principales componentes del sistema, conteniendo los datos siguientes:

- tipo de componente
- valor previo al diseño de la tasa de fallos, expresada como estimación aislada
- tasa de fallos previamente reportada [14], expresada con un límite superior de confianza del 80%
- tasa de fallos al principio de 1976, con un 80% de límite superior de confianza
- número de horas de vida de componente (en millones) sobre el que se basan los valores expuestos.

El análisis de los partes de fallo con el objeto de actualizar la información de tasas de fallo, debe hacerse con extremado cuidado. El procedimiento más sencillo sería contabilizar cada componente que se sustituye en el número

total de fallos, sin embargo este análisis sólo permitiría estimaciones groseras. Dado que la finalidad del análisis estadístico debe ser la óptima planificación de las acciones correctoras y una adecuada previsión de la dotación de repuestos a largo plazo, resulta necesaria una investigación mucho más profunda. La tabla 4 indica cómo la población total de componentes sustituidos debe dividirse según las causas del fallo. El aprovisionamiento de repuestos tiene en cuenta toda la información disponible incluyendo la variación a lo largo del tiempo de las contribuciones debidas a los diversos tipos de causas. Solamente aquellas sustituciones que tienen su origen en la fiabilidad intrínseca del componente se utilizan para actualizar la tasa de fallos inherente al mismo.

## Comportamiento software

### Definición de fallo software

Se utiliza este término para describir cualquier funcionamiento incorrecto de la central, con respecto a la especificación, originado por un error de decisión en la unidad central de control (es decir, errores de programación). Un fallo de esta índole es siempre la consecuencia de un error de programación, puesto de manifiesto por una configuración particular de condiciones externas y que puede volver a aparecer si tales condiciones se repiten. Este error lleva consigo una realización incorrecta de las funciones lógicas especificadas en el programa.

Puesto que las condiciones externas al sistema están representadas en el tráfico ofrecido, la probabilidad de un fallo debe ser directamente proporcional al volumen de dicho tráfico (véase Fig. 5).

Un solo error en el software puede provocar varios fallos, pero la corrección de ese error eliminará todos los fallos secundarios, de tal manera que el número de fallos software durante un período determinado disminuirá a lo largo de la vida de la central. Esto no sucede con los fallos de hardware y con los que son debidos a errores humanos de manipulación. El objetivo global para el software es tener una tasa de fallos despreciable en comparación con las que corresponden a otros tipos de fallos.

Tabla 5 - Valores de tasas de fallo de componentes

	Valor previo al diseño*	Reportada previamente** [14]	Determinaciones de tasas de fallos según la red METACONTA en Bélgica (fallos por $10^9$ horas)**	Basada en horas de componentes $\times 10^6$
Circuitos integrados	30	33,5	57	928
Transistores (silicio)	4	30	nnp 49 pnp 19	1.412 288
Contactos de relés "reed"	-	4,55	1,33	24.000
Relés "reed"	-	-	15 a $100^{***}$	1.305
Diodos de silicio	2	1,3	4,55	18.500
Diodos de potencia	20	25	24,6	66
Resistencias	0,2	0,98	0,32	24.500
Condensadores	10	8,2	poliestireno 23,9 mylar 1,53 hoja de poliester 6,12	379 3.610 263

\* Tasas de fallo en fits (por  $10^9$  horas) y 60% de LSC

\*\* Tasas de fallo en fits (por  $10^9$  horas) y 80% de LSC

\*\*\* Según el número de contactos

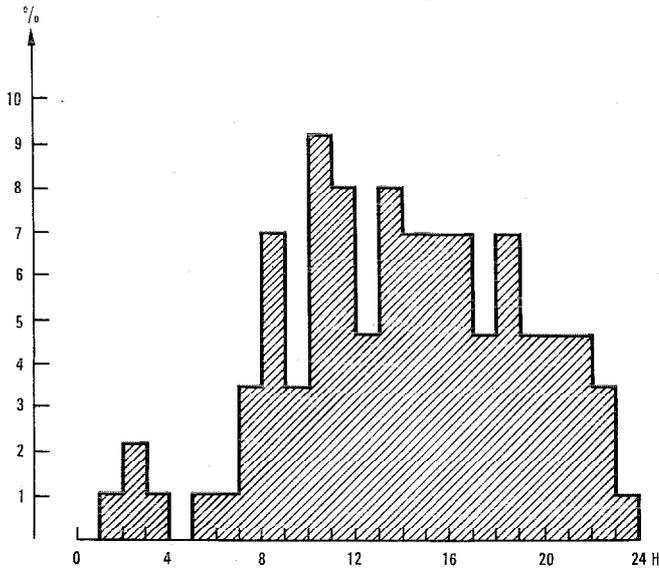


Fig. 5 Distribución horaria de paradas dúplex de ordenador debidas a fallos software.

### Clasificación de los fallos software

Los fallos de software pueden clasificarse según sus consecuencias [13]. Entre las posibles categorías nos concentraremos aquí sobre aquellos que hacen pararse a uno o a ambos ordenadores. Se hace esta restricción ya que, desde el punto de vista de fallos software, estos eventos son los que producen un mayor impacto sobre la tasa de llamadas perdidas.

### Fallos software que hacen pararse a un ordenador

Si un fallo de software hace que un ordenador se pare, toda la carga de trabajo se transfiere al ordenador restante. La única perturbación producida por este tipo de parada es que se liberan las llamadas en fase de preselección (saliente o entrante) o en curso de establecimiento por la máquina que falla. Como los ordenadores operan en la modalidad de reparto de carga, esto implica que se liberan aproximadamente la mitad de las llamadas que están en fase de preselección o de establecimiento en el momento del fallo. Después de la interrupción, el ordenador es recargado y puesto de nuevo en marcha, restableciéndose la operación en carga compartida.

En la figura 6 puede apreciarse cómo varía el número de paradas simplex de ordenador debidas a fallos software durante un período de 12 meses después del corte de una central típica. La figura es un claro testimonio de que la eliminación de las causas de fallos de software reduce el número de paradas de ordenador.

### Fallos software que hacen pararse a los dos ordenadores

Como los ordenadores trabajan inevitablemente juntos hasta cierto nivel (por ejemplo, uno informa al otro de sus decisiones), siempre es posible que errores residuales de la programación hagan pararse a ambos ordenadores, virtualmente al mismo tiempo. Si esto ocurre, hay que elegir

entre dos métodos de recuperación que tienen efectos diferentes sobre la tasa de llamadas perdidas:

- Recuperación rápida, que produce la pérdida de todas las llamadas en fase de preselección y de establecimiento, en ambas máquinas. Todas las llamadas ofrecidas al sistema cuando ningún ordenador está todavía en línea, se retrasan hasta que uno de los ordenadores reanude el tratamiento de llamadas. No se desconectan llamadas en fase de conversación. Según el tipo de máquina, esta interrupción dura un promedio de 8 segundos, 20 segundos ó 2 minutos.
- Recuperación completa, que sucede cuando el fallo es de tal naturaleza que es necesario reanudar el tratamiento de llamadas con la red completamente desocupada. Por término medio una recuperación completa invierte de 4,5 a 5 minutos, que excede al tiempo de la recuperación rápida. El efecto sobre las llamadas en fase de preselección o de establecimiento es el mismo que para el proceso anterior, pero en cambio hay un mayor retraso sobre las llamadas ofrecidas durante la recuperación y se liberan las llamadas establecidas que no han terminado antes de reanudarse el tratamiento. Por el contrario, no sufren perturbación las llamadas que finalizan antes de reiniciarse el tratamiento en los ordenadores.

La figura 7 representa el número de recuperaciones dúplex de ordenadores debidas a fallos software durante 12 meses y en 9 centrales. En este gráfico se mezclan los procedimientos de recuperación rápida y completa. Es interesante advertir, sin embargo, que solamente en el 10% de los casos fueron afectadas llamadas en fase de conversación.

Puede deducirse de las anteriores consideraciones que, dedicando un esfuerzo suficiente a la eliminación de errores en el software, la fiabilidad de éste puede alcanzar cualquier nivel previamente establecido. Por otra parte, el efecto de los errores residuales de programación en la tasa de llamadas perdidas es tan escaso comparado con el debido a otras causas de fallo, que nos podemos preguntar si es realmente útil continuar indefinidamente la depuración del software de una central en servicio.

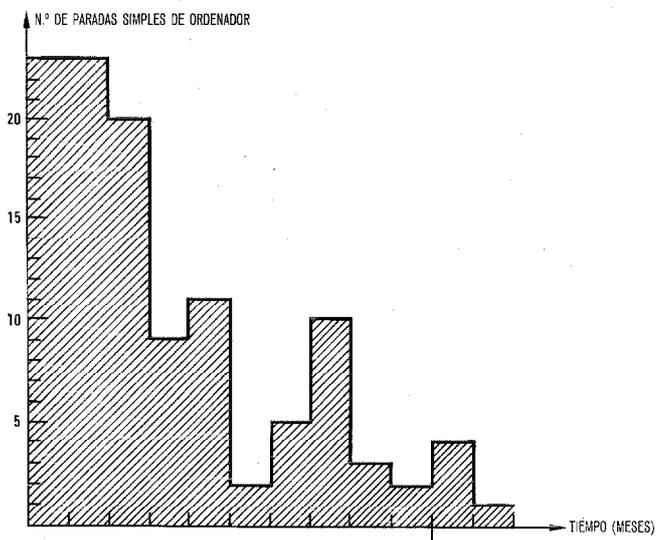


Fig. 6 Evolución típica con el tiempo del número de paradas simplex de ordenador por fallos de software.

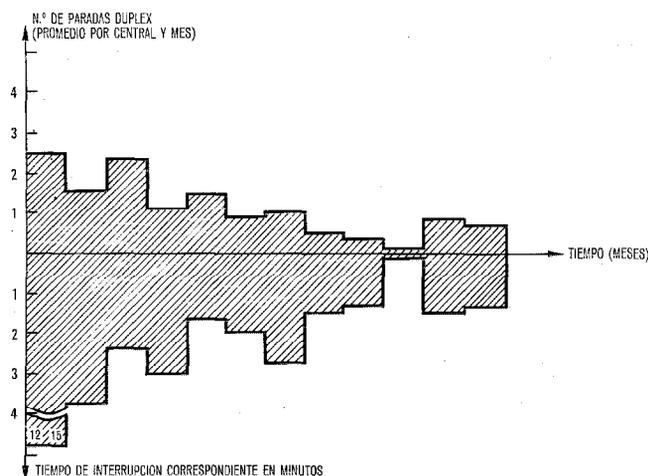


Fig. 7 Evolución del número de paradas dúplex de ordenador debidas al software y tiempo de interrupción correspondiente, medidos durante 12 meses en 9 centrales METACONTA instaladas en Bélgica, Marruecos, Francia, México y EEUU.

## Conclusiones

Los ambiciosos requerimientos de fiabilidad y mantenibilidad definidos hace una década para el nuevo sistema de conmutación METACONTA, han sido todos alcanzados, siendo los resultados en muchos casos superiores a los que se habían proyectado en un principio. Desde el punto de vista del hardware, la tasa total de fallos es muy inferior a la que se había propuesto, lo cual ha determinado que se apliquen criterios más exigentes a los diseños futuros.

La tasa total de llamadas perturbadas, que refleja el efecto de los fallos sobre los abonados, está perfectamente dentro de lo especificado. Se prosiguen sin tregua los esfuerzos para eliminar las causas de pérdidas de llamadas.

Se reconoce que ocurren esporádicamente interrupciones del servicio debidas a errores residuales en el software, pero su contribución al tiempo inútil del sistema es pequeña y solamente influyen de manera despreciable en la pérdida total de llamadas por fallos.

## Agradecimiento

Los autores desean expresar su gratitud a las diferentes administraciones telefónicas por sus esfuerzos en informar sobre el comportamiento del sistema METACONTA en servicio, así como a muchos miembros de las compañías ITT responsables del diseño, por las estimulantes conversaciones que han promovido este trabajo.

## Referencias

- [1] H. H. Adelaar y J. L. Masure: Sistema de conmutación telefónica semielectrónico 10 CX; *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 42 (1967) n° 3, págs. 52-62.
- [2] J. A. Broux: Experiencia inicial del sistema de conmutación semielectrónico 10 C; *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 43 (1968) n° 4, págs. 319-325.
- [3] H. H. Adelaar: The 10-C System, a Stored-Program Controlled Reed Switching System; *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Communication Technology*, 1969, volume COM-17, n° 3, págs. 333-339.
- [4] E. Ekbergh: Sistema de conmutación 11 B; *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 43 (1968) n° 4, págs. 366-370.
- [5] S. Kobus, J. A. de Miguel y A. Régnier: Metaconta L - Control por programa en memoria de matrices con puntos de cruce provistos de autorretención; *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 46 (1971) n° 4, págs. 236-247.
- [6] H. Nordsieck: Editorial - El sistema de conmutación Metaconta; *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 46 (1971) n° 4, págs. 233-235.
- [7] S. Kobus, A. Kruithof y L. Viellevoye: Central Control Philosophy for the Metaconta Telephone Switching System; *International Switching Symposium Record*, Massachusetts Institute of Technology, 6-9 junio 1972.
- [8] J. P. Dartois: Centrales locales Metaconta L de capacidad media; *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 48 (1973) n° 3, págs. 233-243.
- [9] J. P. Dartois, B. Gouars y L. Viellevoye: Seguridad y fiabilidad en las centrales urbanas METACONTA L; *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 50 (1975) n° 3, págs. 194-201.
- [10] A. Kruithof y J. P. Verheyden: El sistema METACONTA L - Centrales terminales: Estructura de los programas de proceso de llamadas; *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 50 (1975) n° 2, págs. 124-135.
- [11] J. Trelut: Aplicación del sistema Metaconta en el Aeropuerto de Roissy; *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 47 (1972) n° 4, págs. 237-243.
- [12] S. Kobus, A. Kruithof, G. de Bruyne y J. Hanssens: Experience with Metaconta Software; *International Switching Symposium Record*, Munich, 9-13 septiembre 1974. Documento 514 (8p).
- [13] R. Danis y J. P. Dartois: Experiencia de campo en la primera Metaconta L. Central local de capacidad media en Rabat; *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 48 (1973) n° 4, págs. 346-361.
- [14] J. A. Broux: Siete años de experiencia en sistemas METACONTA de conmutación; *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 50 (1975) n° 3, págs. 184-193.

**Jean Pierre Dartois** nació en Francia en 1940. Después de lograr su licenciatura en Ciencias en la Universidad de París, ingresó en CGCT en 1966, y fue temporalmente asignado al grupo de investigación de tráfico, primero en el Centro de Investigación y Desarrollo de Standard Eléctrica, S.A., en Madrid y posteriormente en LCT (París).

En enero de 1969 pasó a formar parte del grupo encargado del desarrollo del sistema METACONTA L como responsable de los estudios de tráfico y de los métodos de ingeniería de clientes. Su contribución principal al desarrollo de METACONTA en CGCT fue el diseño y desarrollo de las redes de conmutación.

El Sr. Dartois fue durante dos años, hasta fines de 1976, coordinador del grupo encargado de los problemas de teletráfico en ITT. Actualmente es jefe de la división de Ingeniería de Clientes en la línea de productos de conmutación en CGCT.

**A. C. Davies** nació en Inglaterra en 1918 y actualmente está nacionalizado en Estados Unidos. Se graduó en ingeniería eléctrica en el Imperial College of Science, en Londres. En la Universidad del Estado de Michigan recibió el grado de Master.

Trabajó con el British Post Office hasta 1953, año en que emigró a los Estados Unidos. Allí ingresó en General Telephone System en Texas y después en el Noroeste, cerca de Seattle, trabajando también durante dos años en las oficinas centrales de Nueva York.

En 1967 regresó a Europa, donde fue ingeniero jefe del proyecto AUTOVON para el Departamento de Defensa de los EE.UU. En 1970 pasó al Centro de Investigación y Desarrollo de Standard Eléctrica, S.A., trabajando después con el DECC en París como Director Técnico de Efectividad de Sistemas en 1973. Actualmente desempeña el mismo puesto en el ITC en Bruselas.

**Jean Trelut** nació en 1938 en Le Vésinet, Francia. Recibió el diploma de ingeniero civil en la Ecole Supérieure des Télécommunications en 1961. En 1963 ingresó en LMT, participando en el desarrollo de una red de conmutación basada en relés de contactos sellados con retención magnética, en cooperación con el CNET. Este desarrollo culminó en la realización de la central ARTEMIS.

El Sr. Trelut fue jefe de proyecto en la central de Roissy puesta en servicio en 1972, participando después en el proyecto E 11. Este proyecto terminó con la puesta en servicio de las centrales de Athis Mons en sep-

## 10 años de experiencia

tiembre de 1976 y de Marsella Prado en abril de 1977. Actualmente el Sr. Trelut es responsable de los servicios METACONTA en LMT.

L. Van Os nació en 1946 en Herentals, Bélgica. Estudió en la Universidad de Lovaina, donde se graduó en Ingeniería Eléctrica y Mecánica en 1968.

El Sr. Van Os entró en 1969 en Bell Telephone Manufacturing Company, donde inicialmente participó en las predicciones de fiabilidad para sistemas de conmutación telefónica semi-electrónicos. Desde 1971 es Jefe del Departamento de Efectividad de Sistemas para centrales METACONTA 10C, responsable de las cuestiones de fiabilidad y mantenimiento.

M. Verbeeck nació en 1928 en Ruisbroeck-Sauvegarde, Bélgica. Estudió electrónica en la Universidad de Gante, graduándose como ingeniero electrónico en 1953. Después ingresó en BTM donde trabajó en el laboratorio de conmutación electrónica y participó en el desarrollo de las primeras centrales METACONTA 10C; en 1971 fue nombrado ingeniero jefe del desarrollo del sistema METACONTA 10C.

En 1972, fue nombrado responsable del desarrollo del sistema de conmutación METACONTA 10C, y director de programa para varios proyectos de conmutación electrónica, incluyendo la introducción de la conmutación electrónica en las redes electromecánicas existentes.

Desde 1975 es Jefe de Ingeniería de Desarrollo, responsable del desarrollo de nuevos sistemas telefónicos, en BTM.

## Nuevas realizaciones

### Corte de la central METACONTA 11A de Vaasa, Finlandia,

La Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, ha puesto en servicio satisfactoriamente su primera central METACONTA\* 11A en Finlandia. Inmediatamente tras su fase inicial, esta central de conmutación automática dará servicio a 10.000 abonados de la ciudad de Vaasa; está equipada con dos ordenadores LCT 3200 y con una red de miniconmutadores METABAR\*.

La situación geográfica en el centro de la Compañía Telefónica de Vaasa confiere a esta central múltiples aplicaciones. En efecto, combina las funciones de central local, central pública para servicios especiales, con posibilidad de diálogo con el ordenador extendido a los abonados del área, y de central de tránsito para conexiones con las redes rural, local e interurbana, con conmutación interna a 4 hilos.

Ofrece numerosos servicios a la Compañía, tales como registro completo y facturación con información detallada para el abonado, funcionamiento centralizado de servicios especiales por medio de pupitres equipados con pantallas catódicas, observación de la línea de abonado bajo petición y registro de datos en cinta magnética, así como centralización en un edificio separado de las funciones de explotación, mantenimiento y gestión.

\* Marca registrada del sistema ITT.

Finalmente, esta nueva central de conmutación automática permitirá a la compañía explotadora registrar a medio plazo un incremento continuado de tráfico telefónico debido a las numerosas facilidades de tipo CENTREX que se ofrecen a sus abonados.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

### Tres centrales METACONTA para la red francesa.

En cumplimiento de las decisiones tomadas durante la reunión del Consejo de Ministros restringido celebrada el día 13 de mayo de 1976, relativa a la elección de los sistemas electrónicos espaciales para equipar la red telefónica francesa, Mr. Ségard, Secretario de Estado de Correos y Telecomunicaciones, firmó el día 28 de septiembre último los primeros seis contratos de centrales electrónicas espaciales, tres de ellas encargadas a CGCT. A este respecto, CGCT ha recibido los siguientes pedidos de centrales METACONTA\*.

- 20.000 líneas para París-Michelet
- 20.000 líneas para Lyon-Franklin Gailleton
- 10.000 líneas para Lyon-Lalande.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

\* Marca registrada del sistema ITT.

# La técnica de las posiciones de asistencia manual en el METACONTA 10C

La posición de ayuda manual estudiada para las centrales METACONTA 10C\* permite la conexión directa entre la operadora y el procesador de la unidad de control centralizada de la central. Eso aumenta considerablemente la eficacia de la operadora.

El artículo describe las versiones local y remota del equipo, así como las principales características de su lógica programada.

M. Van Den BOSSCHE

R. HOFMANS

Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes, Bélgica

B. MACKAY

Standard Telephones & Cables Pty., Sidney, Australia

## Introducción

El objetivo principal de la integración de todas las facilidades de operadora, en una central interurbana controlada por ordenador, es la introducción de mejoras que no eran posibles en los sistemas convencionales de cuadros de cordones.

Ejemplos de estas mejoras, basadas todas en las posibilidades de los ordenadores son los siguientes:

- Evitar errores humanos gracias al control centralizado por ordenador.
- Evitar fraudes de operadora gracias al sistema de tarificación y control automático.
- Mayor eficiencia en las funciones de las operadoras; una gran parte del trabajo tradicional de las operadoras se realiza ahora por medio del ordenador.
- Posibilidad de ofrecer facilidades que antes eran prácticamente imposibles: conferencias múltiples, servicios de interceptación y transferencia, servicios de contestación, etc.
- Un sistema de distribución de tráfico que puede ser controlado y ajustado por una supervisora a través de un dispositivo de representación visual y un teletipo.
- Posibilidad de compartir trabajos fuera de las horas punta de una manera sencilla y eficiente. Tal es el caso de los turnos nocturnos y de los fines de semana.
- Posibilidad de situar las mesas de operadora al lado de la central o hasta una distancia de 400 km.
- La introducción de un sistema de diagnóstico que asegura un mantenimiento rápido y eficaz.

## Descripción del sistema

Con la introducción de los sistemas telefónicos automáticos la función de las operadoras se ha ido eliminando de forma gradual. Antes eran las operadoras quienes establecían las distintas conexiones entre abonados de forma manual.

En los sistemas actuales, se llama a la operadora sólo para servicios especiales, tales como llamadas internacionales, llamadas de persona a persona, conferencias múltiples, registro de llamadas, etc.

\* Marca registrada del sistema ITT.

## Tabla de abreviaturas

ACK	- Señal de reconocimiento
BFT	- Circuito probador ocupado/libre
CCT	- Circuitos conectadores
DISC	- Disco (Memoria de)
DMA	- Acceso de memoria a petición
I/O	- Entrada/salida
ITC	- Tráfico entrante
IVN	- Circuito de voz entrante
LAD	- Adaptador de nivel
MD	- Marcador excitador
MDC	- Controlador de dispositivo PAM
MEM	- Memoria
MIC	- Controlador de entrada de PAM
MSI	- Integración de escala media
MTU	- Unidad de memoria magnética de cinta
OAN	- Red de acceso de operadora
OIDR	- Enlace de operadora de petición/inversión del punto de transmisión
OJD	- Enlace llamada operadora
OP	- Posición de operadora
OTC	- Tráfico saliente
OVN	- Circuito de voz saliente
PAM	- Posiciones de asistencia manual
RCVR	- Receptor
SAP	- Comprobación de servicio
SAS	- Posición de valoración del servicio
SD	- Excitador lento
SUT	- Probador de unidad de señal
TC	- Amplificador del circuito de enlace
UCP	- Unidad central de procesamiento
XMIT	- Emisor local

El tratamiento de estas llamadas puede realizarse conjuntamente bajo el control de las Posiciones de Asistencia Manual (PAM).

Estos servicios especiales se ejecutan normalmente de una manera centralizada en la versión local de las centrales interurbanas. Sin embargo, en el sistema actual las consolas de operadora pueden ser controladas en forma remota por la central interurbana hasta una distancia de 400 km. Esta posibilidad de control remoto puede producir un ahorro de personal.

El moderno sistema de Posiciones de Asistencia Manual descrito aquí está asociado con la central de tránsito de 4 hilos METACONTA 10C y es adecuado tanto para tráfico nacional como para tráfico internacional.

Como la central METACONTA 10C usa ordenadores centrales, evidentemente las PAM usan los mismos ordenadores, dotando al sistema de facilidades suplementarias.

## Asistencia manual

El sistema METACONTA PAM consta de:

- un cierto número de consolas de operadora;
- una parte adicional en la red de conmutación;
- una ampliación en la periferia de la Unidad Central de Proceso (UCP).

Se dispone de dos sistemas de operadoras de tráfico:

- Mesas de operadora sin acceso directo a la unidad central de procesamiento.
- Mesas de operadora con acceso directo a la unidad central de procesamiento.

En ambos sistemas el establecimiento de la conexión a la operadora y la subsiguiente conexión al servicio requerido son controlados por el ordenador, por lo que el sistema es totalmente sin cordones.

La consola de operadora con acceso directo tiene la ventaja adicional de que no se necesitan lápices, listas ni archivos.

La operadora y la supervisora pueden permanecer sentadas en sus sitios durante todas las operaciones. Se elimina el rellenar tickets y el sistema puede ser supervisado de una forma total (las equivocaciones y los fraudes son imposibles).

Como la UCP realiza una gran parte del trabajo necesario hay una ganancia en tiempo de aproximadamente un 30%, en la mayoría de los tipos de llamadas, con respecto al sistema sin acceso directo. El equipo adicional necesario para el sistema directo queda compensado por una disminución importante en el número de operadoras que son necesarias para cursar un tráfico determinado.

Al objeto de ofrecer las posibilidades de ampliaciones sucesivas tanto de tráfico como de facilidades, dependiendo de las necesidades progresivas del cliente, y teniendo en cuenta el progreso tecnológico, se ha desarrollado un sistema modular que permite la puesta al día de los distintos subsistemas por separado.

En el diseño de un sistema de este tipo es necesario considerar los siguientes factores:

- La capacidad tiene que ser lo suficientemente grande como para cubrir todas las aplicaciones.
- El concepto de generalidad de su aplicación debe reflejarse en la arquitectura de las posiciones, los circuitos de adaptación, la red de conmutación y el equipo externo.
- Deben crearse subsistemas normalizados para obtener la solución más económica.
- Los conceptos de fiabilidad y mantenimiento deben definirse de forma tal que el sistema total tenga un tiempo de fuera de servicio muy bajo.

### Mesas de operadora sin acceso directo a la unidad central de proceso

Descripción general

(Ver el diagrama de bloques de la Fig. 1)

El abonado que necesita un servicio especial entra en la central de tránsito a través del enlace de llegada ITC y la red de voz de llegada y salida IVN-OVN hasta un enlace de llamada a la operadora OJD que establece la conexión por medio de una red de acceso a operadoras OAN y de un circuito de conexión CCT hasta una operadora libre OP. Se ajustan los niveles de transmisión correctos en ambas direcciones con los amplificadores TC. El control de estos

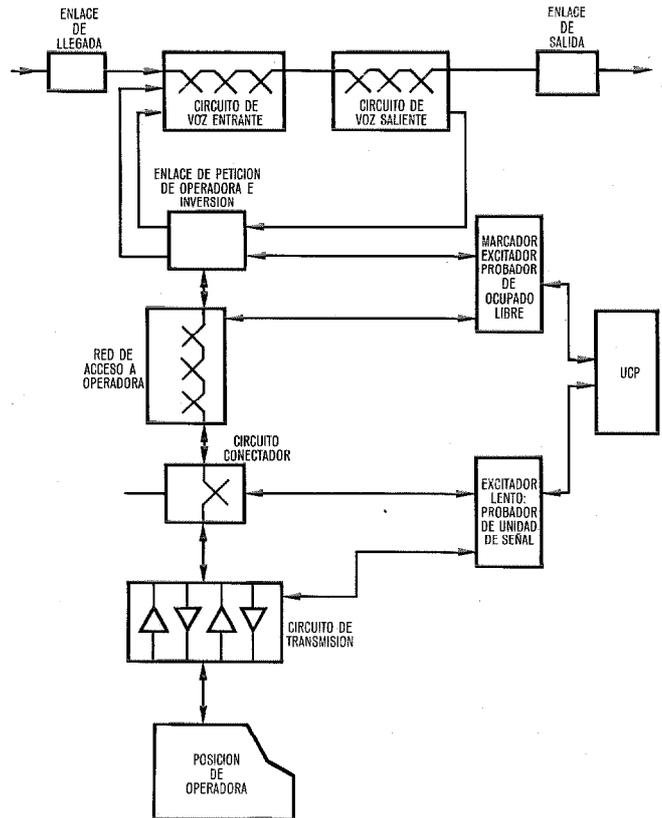


Fig. 1 Consolas de operadora sin acceso directo a la UCP. Esquema de bloques.

distintos circuitos se realiza por el circuito probador de ocupado-libre BFT y la conexión se establece por medio del marcador excitador MD y el distribuidor lento MD.

Los circuitos de control y distribución están duplicados por razones de seguridad.

La operadora, que tiene una consola equipada con un microteléfono auricular y un cierto número de llaves y lámparas, tomará nota de los distintos servicios solicitados y los llevará a efecto.

Una vez que se ha establecido la conexión, la operadora se retirará. Este sistema necesita la intervención de la operadora para el registro y cómputo manual de la llamada, excepto para llamadas directas si se suministra tarificación detallada en la central.

### Ventajas

Este sistema es sin cordones y se ha comprobado que las conexiones pueden realizarse mucho más rápidamente. Es posible un buen sistema de supervisión ya que la supervisora puede controlar las operadoras en su propia consola. Puede también cambiar la programación de trabajos de las operadoras mediante mensajes de teletipo. El mantenimiento no presenta problemas dado que la UCP detecta las averías y las imprime como mensajes.

### Experiencia de campo

En Yugoslavia hay instaladas aproximadamente 182 consolas. En la central de Kragujevac se han instalado y

probado 6 consolas a comienzos de 1977. En Belgrado se han instalado y probado 110 posiciones; está previsto ponerlas en servicio a mediados de 1977. Otras 66 posiciones se encuentran distribuidas en distintas centrales a lo largo del país.

En Indonesia se encuentran en fase de instalación 68 posiciones.

### Mesas de operadoras con acceso directo al procesador central

Descripción general  
(Ver diagrama de bloques Fig. 2)

Las interconexiones entre la PAM y la central se representan en la figura 2. Esta PAM se diferencia de la PAM sin acceso directo a la UCP en que posee una unidad de representación visual con auto-exploración y una unidad de teclado electrónica para el diálogo con la UCP. Posee también discos para almacenar los datos correspondientes a tablas y a llamadas incompletas.

La llamada del abonado es recibida por la operadora en la misma forma que en el sistema directo. La operadora introduce los distintos servicios solicitados por medio de un teclado. Estos servicios se indican simultáneamente en su unidad de representación visual. La UCP lleva a cabo las distintas tareas tales como indicación de la hora, identificación de la operadora, nombre de la central, código de área local, nombre del país, etc., sin la intervención de la operadora. Una vez que esta información está completa, la operadora pulsa las teclas de "proceder con la llamada" y toda esta información es procesada automáticamente por la UCP.

Antes de hacerlo, sin embargo, la UCP comprobará si la operadora ha olvidado algo y si se ha cometido algún fallo. Si es este el caso, aparecerán una serie de signos de interrogación en las posiciones correspondientes de la unidad de representación visual. Sólo se llevará a cabo la llamada una vez que toda la información es correcta y completa. Tan pronto como la conexión quede establecida, la operadora se retirará y toda la información se registrará en disco, hasta 15 minutos después de la llamada, para dar al abonado la posibilidad de preguntar acerca del precio, que habrá sido calculado por la UCP. A continuación, los datos de la llamada se registran en cinta magnética para su procesamiento posterior y la tarificación de los abonados.

Las llamadas que han de ser tratadas de nuevo, tales como llamadas no completadas (llamadas con registro, llamadas retardadas debido a congestión, etc.), y las llamadas completadas con solicitud de precio, se registran en disco y se representan en la unidad de representación visual en momentos establecidos previamente o bajo demanda de una operadora. Esta operadora solamente tiene que pulsar teclas para hacer que la conexión sea procesada por la UCP.

La supervisora puede controlar a las operadoras sin que éstas lo adviertan; para ello se pulsa una tecla y todos los datos de las llamadas cursadas aparecen en su unidad de representación visual. Puede entonces simultáneamente, escuchar la conversación. Además, la supervisora puede ayudar a petición de la operadora y hacerse cargo de la función de una operadora cualquiera.

### Capacidad

La capacidad de un sistema directo en versión local es de 446 operadoras.

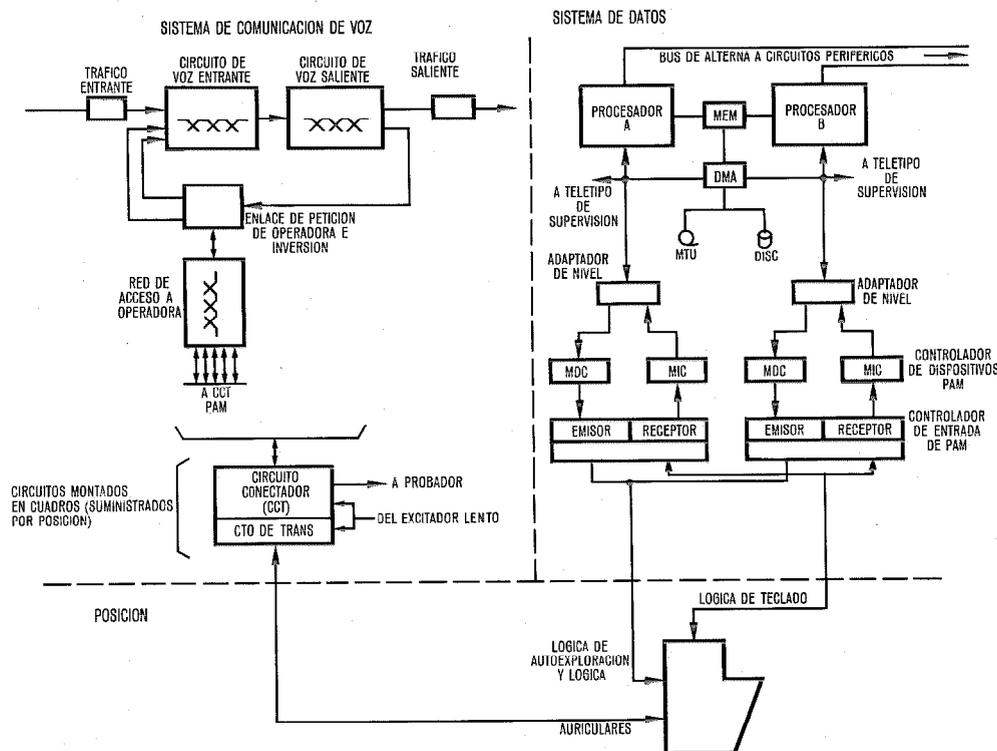


Fig. 2 Consolas de operadora con acceso directo a la UCP. Esquema de bloques.

## Asistencia manual

Para un sistema remoto existen dos posibilidades: el sistema urbano en el que la distancia máxima de las operadoras a la UCP puede ser de 6 km y el sistema rural con una distancia máxima de 400 km.

En ambos casos el límite para el número de consolas es de 960. La experiencia indica que una operadora puede atender una media de 30 a 50 llamadas por hora con lo que se puede tener una idea de las posibilidades de tráfico.

### Consolas especiales

Además de las funciones normales de operadora existen diferentes tareas relacionadas que pueden realizarse en las mismas consolas físicas, pero con diferentes funciones de las llaves y diferente programación. En este área existen consolas para realizar observaciones sobre la calidad del servicio ofrecido al abonado (comprobación del servicio - SAP).

Las consolas de interceptación proporcionan servicios de asistencias así como servicios de registro, sistemas de despertador, etc.

Las consolas de entrenamiento para demostrar y simular llamadas se han diseñado para entrenar operadoras nuevas.

### Experiencia de campo

En Australia (Fig. 3) hay instaladas en el momento actual 400 consolas, por ejemplo en Sidney (versión local) 256 consolas han sido aceptadas por el cliente y puestas en servicio desde principios de 1977 (2 de ellas están en funcionamiento desde hace 3 años y están situadas a 2 km de la UCP).

En Adelaida (versión local) hay 40 consolas que han sido aceptadas oficialmente por la Administración Telefónica Australiana desde primeros de marzo de 1976. Otras 64 consolas (versión local) se han puesto en funcionamiento oficialmente a comienzos de 1977 en Melbourne y se está instalando un sistema local con 30 consolas en Bendigo. Un nuevo logro es el sistema local y remoto para Brisbane, con una capacidad de 200 consolas (a la distancia de 100 km).

### Aspectos técnicos específicos del sistema con acceso directo a la UCP

#### La consola de operadora

La consola está equipada principalmente con tres subsistemas para introducir y representar la información.

Estos son:

- la unidad de representación visual con auto-exploración
- el teclado
- el panel de teclas.

La unidad de representación visual es de auto-exploración con 256 caracteres alfa-numéricos distribuidos en 8 líneas de 32 caracteres. Cada carácter se compone de una combinación de puntos de descarga luminosa, dispuestos en una matriz rectangular de  $7 \times 5$ .

La lógica para la entrada, el borrado de caracteres y una memoria regeneradora para 256 caracteres están contenidas en esta unidad. La figura 4 representa la disposición del panel de visualización.

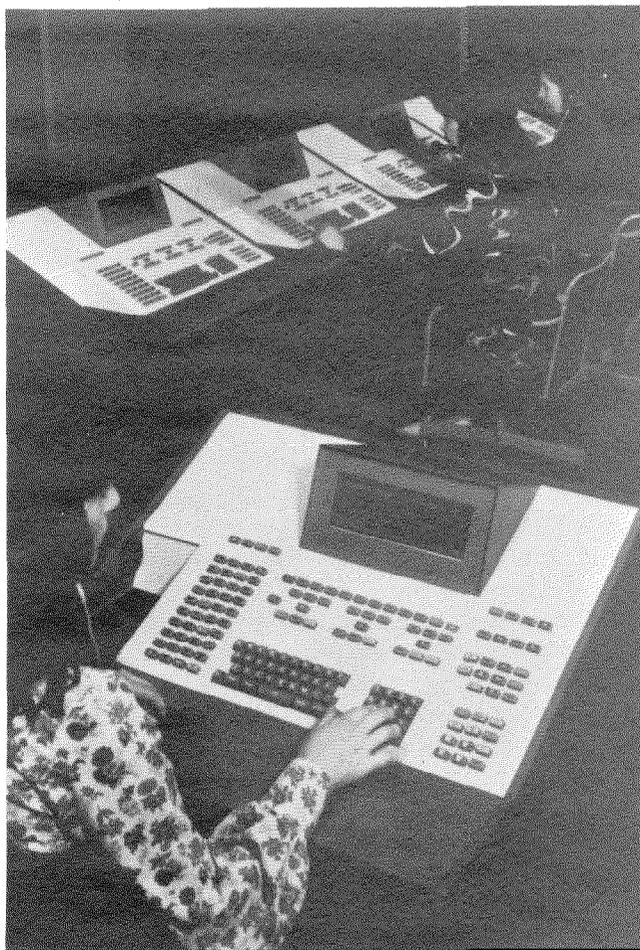


Fig. 3 Vista de una sala de operadoras en una central australiana.

Los conmutadores de teclado son dispositivos de estado sólido, que combinan un generador de efecto Hall, un circuito de excitación y un amplificador, integrados en una única pastilla.

Los conmutadores y los componentes electrónicos asociados están montados en una placa de circuito impreso de doble cara. El teclado usa el código ASC II (8 bits) y posee interbloqueo interno entre dos teclas cualesquiera para todas las teclas de datos.

Este método de interbloqueo permite generar una señal de validación interna cuando una y sólo una tecla está pulsada.

El panel de teclas aloja todas las lámparas y teclas aparte de las del teclado propiamente dicho. Las teclas son de tipo mecánico, de botonera, sin bloqueo, dotadas con 2 contactos de resorte y capaces de montar una lámpara incandescente.

Las teclas están codificadas electrónicamente por circuitos lógicos TTL, con integración a media escala (MSI). Las lámparas se excitan por medio de excitadores de estado sólido TTL.

Los datos que activan los excitadores de las lámparas se almacenan en circuitos de memoria intermedia (formados también por elementos TTL-MSI) que se cargan bajo el control de programación.

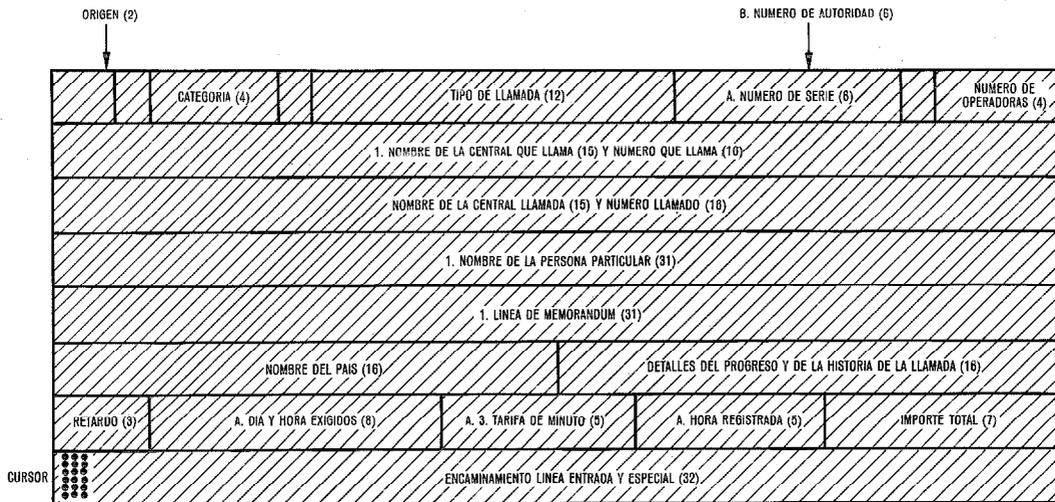


Fig. 4 Esquema de la representación visual. Los números entre paréntesis indican el máximo de caracteres en ese campo.

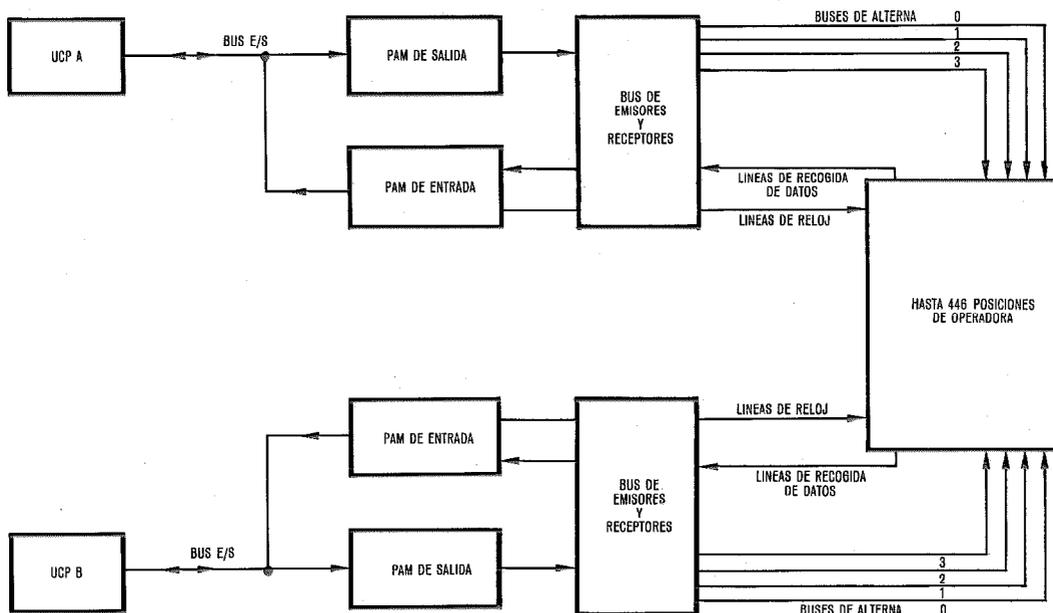


Fig. 5 Control local de PAM. Pueden conectarse hasta 446 posiciones de operadora.

### Organización del sistema PAM

Como se ha dicho anteriormente, las consolas pueden estar situadas cerca de la UCP (máximo 150 metros) o situadas en un emplazamiento distante. Estos dos sistemas se llaman Sistema PAM Local y Sistema PAM Remoto, respectivamente.

#### PAM Local

La figura 5 representa el control de la PAM local. Contiene controladores duplicados, activados por procesadores duplicados. Estos módulos son capaces de controlar hasta 446 consolas. Para lograr un buen rechazo de ruido durante la distribución de las señales y obtener una separación galvánica entre controladores y consolas con objeto de evitar bucles de masa peligrosos, se realiza la comunica-

ción entre los controladores y las consolas a través de un conjunto de "buses" de acoplamiento de corriente alterna duplicados. Estos "buses" de alterna limitan la distancia entre controladores y consolas a 150 metros.

#### PAM Remoto

La figura 6 representa el control de la PAM remota. Una parte del sistema de control se encuentra junto a la UCP y la otra parte en el extremo remoto. El sistema funciona a través de dos pares no cargados (más dos pares redundantes) usando un módulo de transmisión de datos a 40.800 bit/s incluido en el sistema. Esto es aplicable para distancias hasta 6 km.

Para distancias mayores puede usarse un modem normal.

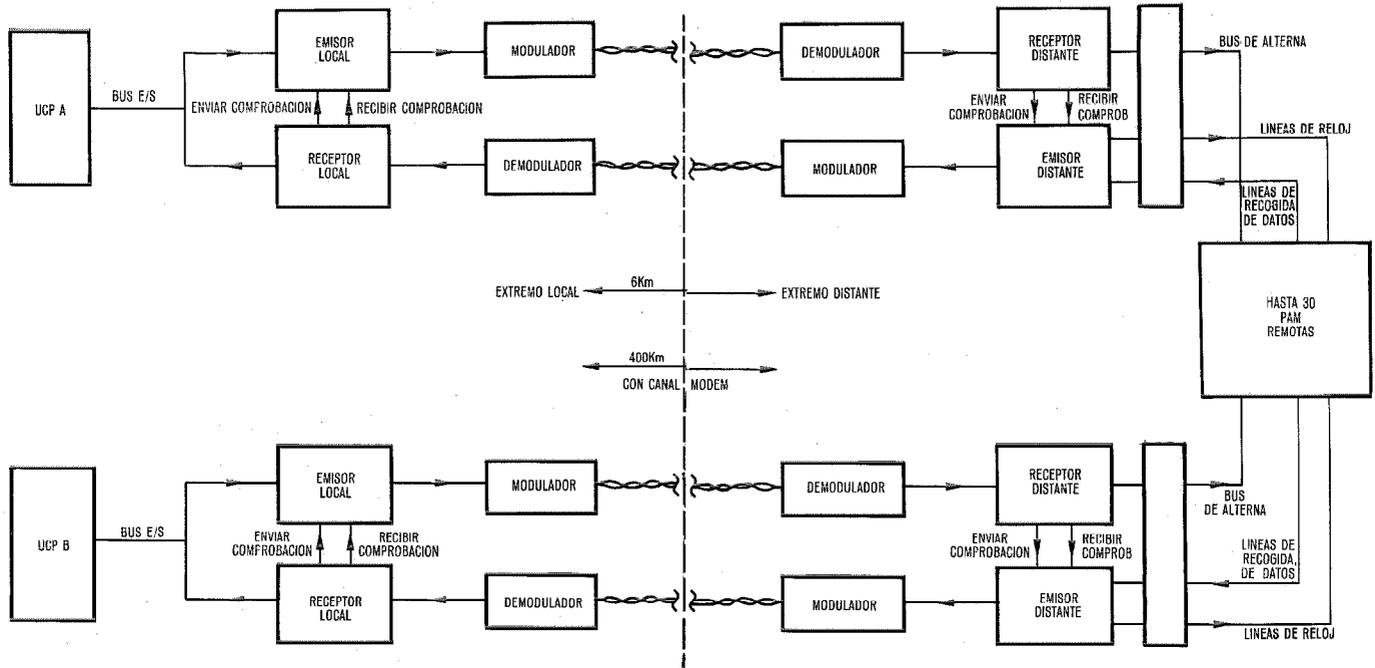


Fig. 6 Control remoto de PAM. Puede controlar hasta 30 posiciones de operadora.

La figura 6 muestra los controladores duplicados en el extremo local, que están interconectados por pares duplicados con los controladores duplicados en el extremo remoto.

Las comunicaciones entre controladores y consolas también se verifican a través de "buses" de acoplamiento de corriente alterna duplicados.

Un control de PAM remoto (llamado también canal remoto) puede gobernar las comunicaciones entre procesadores duplicados y hasta 30 consolas de operadora.

La facilidad de direccionamiento de los controladores es tal que pueden conectarse hasta 32 canales remotos a un ordenador.

**Configuración**

Como quiera que la carga en un "bus" de corriente alterna está limitada a 16 usuarios, las posiciones se disponen en grupos de nueve (Fig. 7) y sólo una se interconecta con el "bus" de corriente alterna (la monitora). Esta consola dispone de circuitos lógicos adicionales para distribuir las

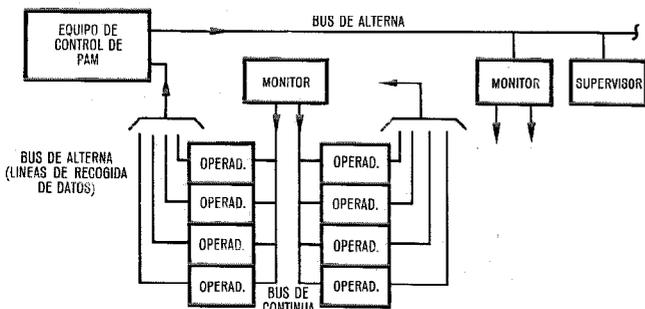


Fig. 7 Grupo vigilado de 9 posiciones. Solamente la monitora tiene interconexión con el bus AC.

señales a las otras consolas del grupo (las operadoras) a través de un "bus" de corriente continua del tipo diferencial de bajo nivel.

Otras posiciones que tienen que ser funcionalmente autónomas, tales como las de supervisión, también se interconectan con el "bus" de corriente alterna.

**Exploración de entrada de PAM**

Para reducir la cantidad de cableado y por lo tanto la cantidad necesaria de excitadores y receptores de "buses" de corriente alterna se emplea un esquema de selección X-Y para seleccionar las posiciones individuales. Para reducir el cableado se ha escogido transmisión serie.

**Codificación de teclado**

En cada posición se instala una placa de circuito impreso lógica conteniendo circuitos TTL-MSI para convertir la salida del teclado y de las demás teclas en una única línea de salida serie. La codificación de esta interconexión serie desde la posición define todas las teclas con un único código de 9 bits. Los datos en serie son trasladados hacia un "bus" de corriente alterna de salida (líneas de recogida de datos) por medio de un reloj que se recibe sobre otro "bus" de corriente alterna (línea de reloj) desde el módulo que controla las entradas.

Como los "buses" de corriente alterna están acoplados por transformador, y como sus características (anchura máxima de impulso igual a 1 microsegundo máximo, ciclo de trabajo 50%) se seleccionó una frecuencia de reloj de 1 MHz y el código de tecla se envía a la línea en un código de modulación de fase autocronometrado, para asegurar como mínimo una transición cada período de reloj.

El primer bit indica si se ha pulsado una tecla. El segundo bit indica si el código es del teclado o del panel de teclas y los otros 7 bits indican qué tecla se ha pulsado.

## Exploración de entrada

Las posiciones individuales son exploradas individualmente en un orden prefijado, cada 10 milisegundos. Como se ha dicho antes, se utiliza un esquema de selección X-Y para seleccionar las posiciones individuales.

En la figura 8 se representa, como ejemplo, un sistema con 9 posiciones.

Como la posición sólo emite datos de salida en respuesta a un reloj, se pueden poner en un "bus" de entrada (línea de recogida de datos) las entradas procedentes de muchas posiciones. Si sólo se envía un reloj, entonces tan sólo responderá una posición en el "bus" de entrada.

Tenemos así una matriz X-Y en la que a una de las posiciones puede accederse excitando el "bus" de reloj al que está conectada y buscando el "bus" de entrada asociado con esa posición.

La selección de un "bus" de entrada y de un "bus" de reloj es controlada por un contador explorador binario de forma que todas las combinaciones de "buses" de entrada y reloj (todas las posiciones) se seleccionan a medida que el contador va contando sobre todos los códigos.

Como se lee la entrada de cada posición cíclicamente, el primer bit (que indica si se ha pulsado una tecla) se compara con una memoria que contiene el primer bit de cada posición en la exploración anterior. Si ha habido cambio con respecto a la exploración anterior, significa que se ha pulsado una nueva llave, con lo que los datos se almacenan en una memoria intermedia. Estos datos consisten en el estado del contador-explorador (que indica la posición) y en los bits recibidos de la posición (que indican qué llave fue pulsada).

Esta memoria intermedia es seguidamente vaciada por el ordenador. Como quiera que el explorador sólo busca el primer bit (que indica si se ha pulsado una llave o no) y como cada posición se explora cada 10 ms, se ha introducido un circuito de protección en todas las posiciones para asegurar que el explorador detectará como dos teclas separadas, el caso en que dos teclas se pulsen dentro de un intervalo muy corto. Esto es especialmente importante en el caso de rebote, vaciado o inversión.

## Sistema remoto. Comprobación de error

Como el sistema remoto utiliza un método de transmisión serie entre los extremos local y remoto, y para no perder demasiado tiempo de ordenador en comprobación y corrección de error, se ha introducido en el equipo remoto un sistema especial de comprobación de error, que resulta especialmente interesante para errores de datos de tipo esporádico.

La figura 9 representa el sistema de detección de errores.

El transmisor local (XMIT) y el receptor remoto (RCVR) llevan la salida a las consolas y el XMIT remoto y el RCVR local llevan la entrada de las consolas. Para todo mensaje de salida, el XMIT local procesa y envía "bytes" de comprobación de error, que son detectados y comprobados por el RCVR remoto.

Por otra parte, para todo mensaje de entrada el XMIT remoto envía su mensaje dos veces, una vez invertido y otra vez en forma directa. Esto proporciona al RCVR local la posibilidad de comprobar los datos realizando una com-

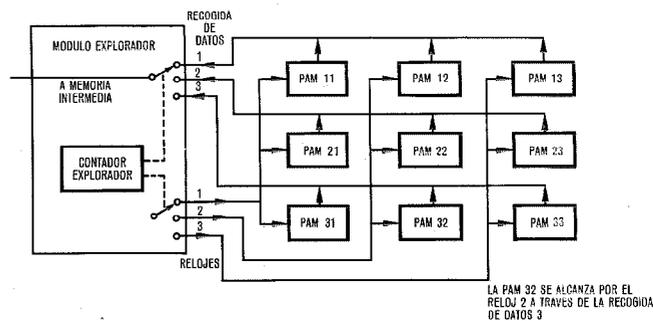


Fig. 8 Exploración de entrada para un sistema de 9 posiciones.

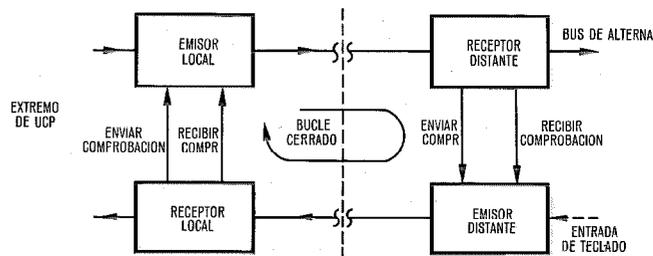


Fig. 9 Comprobación de error en el sistema PAM.

paración bit a bit de los mensajes directo e invertido.

El XMIT local envía también "bytes" de reconocimiento (ACK) para el RCVR local, lo mismo que hace el XMIT remoto para el RCVR remoto.

La transmisión en ambas direcciones toma entonces la forma de un bucle cerrado, como se indica en la figura 9.

Si, por ejemplo, un mensaje se recibe sin error en el terminal remoto, la señal de reconocimiento provoca que el XMIT remoto envíe un código de reconocimiento. Cuando este código es detectado por el RCVR local, la línea RCVD de reconocimiento indica al transmisor local que acepte nuevos datos.

Si no se recibe una señal de reconocimiento dentro del tiempo máximo permitido, el mensaje se transmite de nuevo exactamente como anteriormente. Si existe un fallo en la línea o en la lógica, este ciclo de retransmisión espera una señal de reconocimiento y retransmisión, y se repetirá indefinidamente.

La UCP, sin embargo, detectará un estado ocupado durante este tiempo. Los errores de datos de tipo esporádico son normales y un estado ocupado aislado será ignorado por el programa, pero si se producen varios seguidos se producirá el basculamiento a la parte duplicada. En los errores normales de datos de tipo esporádico la UCP no interviene en absoluto en la comprobación y retransmisión. Esto se hace de forma automática y total por el XMIT y el RCVR.

Los "bytes" de comprobación de error consisten en paridad impar en cada uno de los 8 bits de los "bytes" de datos anteriores.

Con este tipo de comprobación, se necesita un tren de errores de, como mínimo, una longitud de 9 bits antes de que exista posibilidad de un error no detectado. Con tre-

## Asistencia manual

nes de errores más largos que 8 bits, la probabilidad de que un error pase sin detectar es de aproximadamente  $1/256$ , pero como sólo un porcentaje muy pequeño de todos los trenes de errores son de esta longitud, la probabilidad de que un error pase sin detectar es insignificante.

### Medios de mantenimiento

#### Posiciones locales

##### a) General

Ambos ordenadores que tratan entrada/salida tienen sus propios controladores para la entrada y salida de las PAM. Los dos controladores duplicados están conectados a las posiciones cada uno por cables separados de "bus" de corriente alterna. Las duplicaciones son por lo tanto completas hasta las posiciones, que se interconectan con el "bus" de corriente alterna (monitoras, supervisoras). Las posiciones de operadora reciben sus señales de salida de sus propios "buses" de entrada duplicados.

Para cambiar de un equipo al equipo duplicado, se cambia simplemente el estado de programa con lo que los programas de las PAM pasan a ser ejecutados en el otro ordenador. Una pausa de 15 milisegundos es necesaria para permitir la autodesactivación del sistema de entrada original. Se realiza una comprobación de paridad en todas las entradas y salidas del ordenador. Esta comprobación detectará los fallos en el canal entrada/salida y en su cableado, así como muchos tipos de fallos en los controladores de las PAM.

El "bus" de 8 bits de corriente alterna a las posiciones, que lleva la información de lámparas y de autoexploración tiene también una comprobación de paridad. Como la comprobación se hace en la propia lógica de autoexploración y de lámparas, cualquier fallo en el cableado del "bus" de corriente alterna, en los circuitos de conversión de nivel (subcontrolador) de la posición monitora o en las señales del "bus" de corriente continua dentro del grupo monitor será también detectado.

##### b) Prueba en bucle

Cada posición tiene un bit en el mensaje de lámpara y un código del panel de teclas asignados a la característica de "prueba en bucle". El bit de prueba, en lugar de ir a un distribuidor de lámparas va a una puerta que está conectada como un contacto de una tecla del panel de teclas en la matriz de exploración del panel de teclas.

El ordenador puede así probar las posiciones de una manera muy completa enviando sencillamente a la posición un mensaje de lámparas que contenga este bit de prueba y buscando a continuación un mensaje de entrada de aquella posición que contenga el código de prueba especial "en bucle".

Para pasar esta prueba, los registros de datos de lámparas en la posición deben estar cargando en forma adecuada y el explorador del panel de teclados debe funcionar. De hecho, la totalidad de los caminos de entrada y salida deben funcionar.

Como la prueba se dirige a una posición individual el programa puede diagnosticar fallos de cableado probando otras posiciones en el grupo monitor, bien en el mismo "bus" de reloj o en el mismo "bus" de entrada.

Por medio de mensajes de teletipo se indicarán posiciones individuales o grupos de posiciones que fallen repetidamente en la prueba. Si se producen estos fallos múltiples se producirá el cambio automático a la parte duplicada. Un programa de prueba en línea pasará cíclicamente sobre todas las direcciones de posición y llevará a cabo esta prueba siempre que exista tiempo disponible.

#### Posiciones remotas

Además de todas las comprobaciones normales descritas anteriormente para las posiciones locales, las PAM remotas tienen comprobación de error de bloque y retransmisión en ambos canales de datos.

Se envían con cada bloque de mensajes 16 bits redundantes, con lo que, si el ruido en las líneas telefónicas produce un error, el mensaje completo será retransmitido sin ninguna intervención del ordenador. Si se corta la línea o se vuelve muy ruidosa, el programa puede detectarlo y producir el cambio a la parte duplicada e imprimir el mensaje de teletipo adecuado.

### Programas de las PAM

#### Paquetes de programas principales de las PAM

Los programas de control de asistencia manual comprenden cuatro paquetes principales:

- entrada/salida
- programas de tratamiento de teclas
- programas de la red de conmutación de acceso a las operadoras
- control de disco y cinta magnética.

Cada paquete es necesario en momentos diferentes de la conexión de una llamada y se transfiere información entre unos paquetes y otros por medio de memorias intermedias de estado y colas de espera. Los programas de tratamiento de llamadas normales de la central de tránsito detectan las llamadas que necesitan asistencia de operadora y escriben detalles de estas llamadas en colas de espera. Los programas de la red de conmutación de acceso a operadoras (OAN) leen detalles de estas llamadas en la cola de espera y establecen una conexión a través de dicha red hasta una operadora libre. La operadora introduce los detalles de la llamada en un registro de llamada dedicado actuando teclas de control y alfanuméricas en su posición. Los programas de entrada detectan la actuación de estas teclas y llaman al programa de tratamiento de teclas apropiado. La información introducida se almacena en el registro de llamada, y los detalles de las lámparas que deben encenderse o las representaciones visuales con autoexploración que son requeridas, se almacenan en la memoria intermedia de estado de la posición. Los programas de salida leen en las memorias intermedias de estado y encienden las lámparas necesarias o producen la correspondiente visualización en la unidad de representación visual con autoexploración de la operadora.

Una vez que se ha registrado la llamada ésta puede, bien conectarse inmediatamente, o bien registrarse en disco para su presentación posterior. Una vez que se ha establecido la llamada, el registro de la misma se almacena en disco y la operadora queda libre para atender otras llamadas.

### Programas de entrada/salida

Las actuaciones de llaves en una posición son detectadas por un circuito explorador que almacena la dirección de posición y el código de tecla en un registro. Este registro es vaciado cada 10ms por un programa explorador que solicita la ejecución del programa de tratamiento de teclas apropiado, con la dirección de la posición como un parámetro del programa. Los programas de salida proporcionan las activaciones de lámparas y representaciones visuales con autoexploración que sean necesarias al final de la ejecución de cada programa de tratamiento de teclas.

Las pruebas en línea y los programas de diagnóstico que envían una salida y fuerzan una entrada en cada posición una vez por minuto, están incluidos en los programas de entrada/salida. Los fallos pueden detectarse mediante trampas de ordenador, errores de paridad, ausencia de señales de reconocimiento desde las posiciones o temporizaciones de programa. Al detectarse un fallo, los programas de diagnóstico prueban otras posiciones para determinar si el fallo se ha producido en una sola posición o en un "bus" de corriente alterna.

Se toma la acción apropiada para poner una posición fuera de servicio o para conmutar todas las entradas/salidas al dispositivo controlador duplicado del ordenador. Los mensajes de error indican el tipo de fallo, la posición y la acción que ha sido tomada.

### Programas de tratamiento de teclas

Un programa típico de tratamiento de teclas tiene tres funciones básicas:

a) Asegurar que para el tipo de llamada que la operadora está atendiendo, ha sido proporcionada toda la información necesaria para completar la llamada, y que dicha información es válida y está comprendida dentro de unos márgenes especificados.

La información no válida es rechazada por el ordenador, que da una indicación de error a la operadora y la información que falte se indica presentando, por ejemplo, signos de interrogación en el campo adecuado de la unidad de representación visual.

b) Determinar en cada actuación de tecla cual es la acción que se necesita analizando para ello el tipo de llamada, la información suministrada y las teclas actuadas con anterioridad.

Por ejemplo, esta acción puede consistir en presentar información a la operadora, en establecer la conexión de una llamada, en escribir en disco un registro de llamada o simplemente encender una lámpara.

c) Una vez que se ha determinado la acción adecuada, preparar toda la información para los programas de salida para elaborar las órdenes de activación necesarias.

### Traducción número/nombre

Cada número de abonado introducido por la operadora es traducido para representar el nombre de la central, localidad, o país de ese abonado. Al mismo tiempo la tarificación interurbana o internacional es determinada automáticamente. Las tablas para esta traducción se almacenan en disco magnético y para números usados frecuentemente en memoria principal. Se insertan también caracteres especiales para separar el código de área o el código del país del número de abonado o para indicar condiciones especiales tales como horas de servicio restringido o necesidad de operadora de asistencia distante.

### Conclusiones

El sistema de asistencia manual METACONTA 10C alcanza su objetivo fundamental de mejorar la eficiencia de la operadora. Es un sistema que se puede supervisar de una forma completa sin tener que levantarse, que suministra una calidad muy elevada en el establecimiento de llamadas y que redundante en una reducción de los costes de operación de las administraciones telefónicas.

**B. Mackay.** Graduado por la Universidad de Canterbury, Nueva Zelanda, en 1969, con BSC (Hons). Es jefe del equipo de programación en el desarrollo de las posiciones de operadora.

**R. Hofmans.** Graduado en ingeniería eléctrica por la Escuela Técnica Superior de Mechelen en 1969. Entró en BTM en 1970 como ingeniero de circuitos en el Departamento de Conmutación Electrónica y participó en el proyecto de PAM.

**M. Van den Bossche.** Obtuvo el grado de ingeniero en la Escuela Técnica Superior de Gante en 1952. Entró en BTM en 1952 como ingeniero de desarrollo en el grupo de comunicaciones radio.

En 1968 pasó al Departamento de Conmutación de BTM y recientemente fue nombrado jefe de proyecto de PAM de Australia.

# Familia de generadores de llamada y tono

Los dispositivos que suministran las necesarias tensiones de señalización a los sistemas de conmutación telefónica son actualmente en su mayoría de diseño electrónico. La consecución de una fiabilidad elevada en estos dispositivos solamente se consigue si se considera debidamente el complejo entorno eléctrico. El diseño modular permite satisfacer una gama muy amplia de requerimientos.

G. BESZEDICS

ITT Austria, Viena, Austria

## Introducción

En cualquier tipo de red telefónica las instalaciones de conmutación necesitan disponer de medios capaces de enviar señales a los usuarios de equipos periféricos, con el fin de establecer contacto con ellos. Dicho contacto se verifica mediante señales acústicas – generadas eléctricamente por la “máquina de conmutación telefónica” –, que son anteriores al verdadero “funcionamiento”; es decir, a la conversación con el abonado llamado. A estos efectos se utiliza una máquina de llamada en CA para avisar las llamadas entrantes, mientras que para las llamadas salientes – más exactamente para establecer una conexión – se emplean tonos audibles de frecuencia y secuencia bien definidas. La energía requerida para estas funciones se obtiene normalmente de un equipo centralizado, alimentado desde la batería central, que comprende uno o más convertidores que datan de la implantación de los primeros centros electromecánicos de conmutación telefónica automática. Siendo una tendencia universalizada el paso a sistemas modernos de conmutación telefónica que correspondan a los últimos avances de la técnica, será asimismo uno de los principales objetivos la eliminación de órganos que, como eslabones más débiles de una cadena, puedan reducir la vida activa del sistema total.

Especialmente en el caso del equipo que aquí se analiza, cuya influencia sobre el funcionamiento de una central de conmutación es sustancial, es imperativo el empleo de tecnologías modernas. La experiencia alcanzada con esta clase de equipo – en servicio durante años en muchas instalaciones – demuestra que se escogió el desarrollo adecuado. Se describen los resultados obtenidos, presentándose las características de esta familia de equipos.

## Objetivos del desarrollo

Cuando se realizaron los primeros intentos, hace más de 10 años, para sustituir los convertidores rotatorios mecánicos por otros electrónicos, apareció una multitud de dificultades, agravadas por el hecho de haber descuidado inicialmente las condiciones límites que pueden sobrevenir a instalaciones de conmutación en funcionamiento, siendo imposible satisfacer completamente las exigencias de fiabilidad.

Así pues, mientras que se conseguían mejores características de carga y mayor estabilidad de frecuencia, las sobrecargas y sobretensiones producidas por las operaciones de conmutación durante mucho tiempo siguieron ocasionando fallos que se desconocían con los equipos electromecánicos. Esto debilitó considerablemente la competitividad de la nueva tecnología, que de otro modo hubiera ofrecido una permanencia en servicio virtualmente ilimitada.

Análogamente, se realizaron estudios económicos de factibilidad sin tener en cuenta el inevitable desgaste y las roturas de los dispositivos mecánicos y el mayor coste de mantenimiento resultante. Como consecuencia de tales hechos, hubo que analizar y evaluar la experiencia obtenida con equipos similares existentes, con vistas a una nueva generación de equipos que considerara asimismo el entorno eléctrico, de suma complejidad.

## Estructura del sistema\*

El objetivo de desarrollo adoptado como principal para la familia de equipos que se describe seguidamente, fue proporcionar subsistemas normalizados aptos para todos los sistemas de conmutación de ITT. Gracias al diseño modular que permite cualquier combinación deseable de unidades, esta familia de equipos es capaz de satisfacer hasta los muy complejos requerimientos de una gran diversidad de redes telefónicas, diseñadas para condiciones nacionales particulares y que utilizan a menudo señales muy diferentes. Como resultado, se facilita la aproximación gradual a las apropiadas recomendaciones del CCITT. La familia de generadores de corriente de llamada y tono consta esencialmente de

- fuentes de corriente de llamada (generadores de llamada)
- distribuidores de corriente de llamada
- fuentes de señales de tono (generadores de tono)
- órganos de generación de impulsos de señal y temporización
- unidades de supervisión
- órganos para conmutación a equipo de reserva
- equipo auxiliar para adaptación o servicios suplementarios.

Se dispone de unidades modulares en diversas variantes, potencias, tensiones, etc., con objeto de facilitar la adaptación óptima y más económica a los parámetros del sistema: tamaño y capacidad de la central (vease tabla 1).

## Alimentación de corriente de llamada

Mediante amplias investigaciones se demostró que los amplificadores de potencia de BF son los que mejor satisfacen los numerosos requerimientos técnicos y condiciones posibles de operación. Utilizando realimentación, su contenido de armónicos es muy pequeño y las características de carga son buenas, lo cual permite especialmente que puedan resistir interferencias de alta energía en el lado de alimentación y en el de carga. Las variaciones rápidas de carga, con impulsos externos de continua superpuestos, no producen transitorios importantes ni otros problemas

\* 151 ITT 89 100 AAAA Technical Data of the METACONTA ringing and tone generator equipment (Difundido por ITT Austria, Viena).

de regulación. En caso de cortocircuito, la fuente de corriente de llamada debe ser capaz de limitar la disipación de potencia con el fin de evitar daños.

Como puede apreciarse en la tabla 1, se han normalizado tres niveles típicos de potencia: generador de llamada de baja potencia (GLB), generador de llamada (GL) y generador de llamada de alta potencia (GLA). Mayores potencias de salida pueden conseguirse mediante dos unidades en paralelo, si bien debe preferirse la formación de grupos de alimentación.

En todas las unidades modulares se especifica un número relativamente elevado de datos y características técnicas (tabla 2), ya que sus propiedades de transmisión adquieren significado en los sistemas de conmutación de alta calidad.

Tomando como ejemplo el nivel de armónicos, la figura 1 presenta la diferencia típica entre los generadores rotatorios y electrónicos.

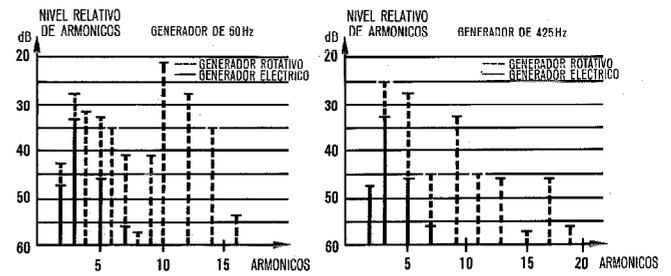


Fig. 1 Niveles relativos de armónicos: diferencia típica entre generadores rotatorios y electrónicos presentada como distribución de armónicos en el espectro.

Tabla 1 – Unidades modulares de generadores de tono y llamada

Unidad	Tipo	Potencia de salida	Variedades	
Generadores de llamada	Generador de llamada de baja potencia (GLB)	12 VA	25 Hz	Otras frecuencias a petición
		18 VA	50 Hz	
	Generador de llamada (GL)	40 VA	25 Hz	
		60 VA	50 Hz	
Generador de llamada de alta potencia (GLA)	80 VA	25 Hz 50 Hz		
Generador de tonos	Generador de tonos (GT)	1 × 2,4 VA	CCITT 160 a 3400 Hz	
	Amplificador de tonos (TA)	2 × 2,7 VA		
	Generador de tonos de baja potencia (GTB)	5 × 0,8 VA	300 a 3400 Hz	
	Generador de tonos de información especial (TIE)	2,7 VA	850, 1400, 1800 Hz (CCITT)	
	Generador de tono modulado	2,7 VA	por ejemplo 400 × 17 Hz	
	Generador de frecuencia doble	2,7 VA	por ejemplo: 350 + 440 Hz 400 + 450 Hz	
	Generador de cómputo de tasación	1,5 VA	10 a 20 kHz (p. ej. 16 kHz)	
	Generador de marcar (GT-M)	1 × 2,7 VA		
Conmutación a reserva	Lógica de conmutación (COL)	COL 1		
		COL 2		
	Unidad de relés para conmutación a reserva (ORC)	COR 1		
		COR 2		
Equipo auxiliar	Temporizador de periodos (TP)			
	Atenuador (AT) (contr. por tempor.)			
	Convertidor CC/CC	50 W	5 V 15 V 48 V 60 V	

## Generadores de llamada

Unidad	Tipo	Variedades	
		Versión	Número de canales
Interruptor de cadencia para la energía de llamada	Interruptor (IS) con transistores en el camino de CC	Simétrico	1, 2, 3, 4, 5
		Asimétrico	
	Interruptor (ISS) con triacs en el camino de CC	Simétrico	1, 2, 3, 4, 5
		Asimétrico	
	Unidad limitadora en el camino de CC		
Interruptor de CC	Interruptor de CC (ICC)	con lógica	1, 2, 3, 4, 5, 6
		sin lógica	
		Tipo de subunidades	Número de subunidades
Supervisión	Unidad de supervisión (SU)	Supervisión de señal llamada (US-L)	Hasta 10 subunidades en diferentes combinaciones
		Supervisión de señal CC (US-S)	
		Supervisión de señal de tono (US-T)	
		Supervisión de tensión llamada (US-V)	
Temporizador	Temporizador (TD)	Generador de onda cuadrada (TD-K)	Hasta 14 subunidades en diferentes combinaciones
		Generador de onda cuadrada con manipulación (TD-L)	
		Generador de onda cuadrada inversa con manipulación (TD-M)	
		Generador de diente de sierra (TD-N)	
		Circuito umbral (TD-P)	
		Generador de código Morse (TD-Q)	
	Unidad combinada (TD + ISS) (temporizador más un interruptor de canal)	TD-K: TD-L TD-M: TD-N TD-P: TD-Q	Hasta 11 subunidades en diferentes combinaciones
Observ.: Todos los tipos disponibles para batería de 48 V y 60 V. Superan a lo normalizado por el CCITT para cualquier frecuencia del margen previsto			

Debido a las altas tensiones de llamada, sus armónicos pueden originar un ruido perceptible en las líneas adyacentes. Para la distribución de la corriente de llamada – que se escalona en el tiempo para aprovechar mejor la energía disponible – se utilizan conmutadores electrónicos, que deben tener capacidad para conmutar toda la potencia de salida del generador, teniendo también en cuenta las componentes continuas de la tensión y la corriente. La figura 2 expone el principio del circuito, que emplea “triacs” para la corriente alterna durante la fase de llamada y un conjunto de transistores limitadores de corriente durante la pausa de la llamada para mantener las corrientes de bucle.

Un máximo de cinco dispositivos de este tipo se combinan para constituir una unidad (tabla 1, interruptor IS), siendo posible la conexión en cascada para atender más fases y, análogamente, un “doble anillo” como es práctica en el B.P.O.

En este contexto se debe señalar que, en comparación con los contactos metálicos – y particularmente con las lengüetas (reed) – estos dispositivos electrónicos resisten mejor cargas impulsivas importantes, que son inevitable en la conexión periódica a líneas de cable.

Para determinar el tamaño del generador requerido, el Anexo contiene una regla sencilla de dimensionamiento basada en los parámetros funcionales más importantes. Este método puede modificarse y completarse para otros sistemas.

### Señales de tono

El cambio de convertidores mecánicos a circuitos electrónicos para la generación de señales de tono nos lleva a idénticas mejoras que en el caso de generadores de corriente de llamada. Sin embargo, si no se toman precaucio-

Tabla 2 – Características y condiciones de funcionamiento de los generadores de tono

Requerimientos de alimentación			Características	Generador de tono GT	Generador de tono de marcar GT-M
Tensión nominal	48 V CC	60 V CC	Potencia de salida, valor nominal	2,7 VA	
Límites normales	44 a 56 V	54 a 72 V	Potencia de salida, valor máximo de sobrecarga (lleva protección incorporada)	3,3 VA	
Límites ampliados (rebajando la potencia de salida de los generadores)	42 a 56 V	–	Voltaje de salida, valores nominales (otros a petición)	5 V <sub>ef</sub> ó 10 V <sub>ef</sub>	
Voltajes dinámicos perturbadores que pueden tolerarse del lado de la batería: Impulsos hasta de 1 ms de duración Escalones hasta un tiempo de ascenso nulo dentro de los límites de tensión normales	25 V 6 V	36 V 8 V	Rendimiento (incluyendo todos los circuitos requeridos, fusibles, etc.)	33%	
			Frecuencias nominales	160 Hz 250 Hz 300 Hz 350 Hz	400/425/450 Hz 600 Hz 900/925/950 Hz 1000 Hz
			(otras a petición)		
Condiciones ambientales			Máxima desviación de frecuencia	± 2,5%*	
Temperatura			Distorsión (0 a 3,4 kHz): Voltaje de salida Voltaje de salida síncrono	menos de 5% menos de 5%	menos de 1% menos de 5%
Temperatura ambiente Margen de temperatura ampliado (no más del 1% de la vida activa y sin exceder de 5 horas seguidas)	+ 5 a + 40 °C –10 a + 50 °C		Armónicos superiores a 3,4 kHz	menos de 10 mV <sub>ef</sub>	
Máxima temperatura ambiente de trabajo dentro del bastidor con intercambio de calor equilibrado	+ 65 °C		CC admisible en devanados de salida	ninguna	
Temperatura de almacenamiento (depósito y transporte) por 5 días, 2 veces al año, sin ciclos periódicos de temperatura	– 40 a 85 °C		Tiempo de arranque (desde conexión hasta alcanzar el 90% del voltaje nominal a plena carga)	<0,85 s	
Choque térmico	15 °C en 5 min		4 salidas para excitación síncrona de amplificadores adicionales, aproximadamente	1,2 V <sub>ef</sub> a 4 kΩ cada una	
Humedad: Condensación nula Humedad relativa durante el funcionamiento no excederá de disminución progresivamente hasta Humedad relativa en almacenamiento no excederá de disminuirá progresivamente hasta	70% de + 5 a + 30 °C 35% a 40 °C 95% de –40 a + 25 °C 10% a + 70 °C		Entradas en la puerta: Condición “señal” – entrada conectada a potencial “0”; corriente en la puerta Condición “no-señal” – entrada aislada; voltaje de salida Condición “no-señal” – atenuación de la puerta controlada Voltaje de saturación de la puerta Margen de frecuencia de los impulsos de la puerta	<200 μA –9 V ± 15% >60 dB <1,5 V 0 a 10 Hz	No hay puerta
Vibraciones admisibles durante el funcionamiento (no más de 6 horas)	0,5 g de 5 a 55 Hz		Corriente de rizado generada por el generador de tono y superpuesta a la alimentación en CC de entrada (valor sofométrico)	<1 mA	
Presión atmosférica Presión catastrófica	530 a 1080 mbar 5 veces la presión atmosférica normal		Impedancia en la banda de conversación para 5 V de salida y condición “no señal”	<2,5 Ω	
Transporte: Transporte aéreo	Sólo en espacios con aire acondicionado		Diafonía en el período de silencio (condición de reposo)	<–60 dB**	
La unidad embalada se puede dejar caer sobre un ángulo. Máxima altura de caída La unidad embalada puede volcarse sobre una de las aristas Puede ejercerse una presión uniformemente distribuida entre caras paralelas del embalaje Esta presión no debe exceder de Durante un tiempo no superior a	750 mm 1,96 k Nm <sup>-2</sup> (0,02 kp/cm <sup>2</sup> ) 5 min		Intensidad tolerable de campo magnético perturbador del ambiente en la banda de conversación en la banda de 0 a 300 Hz	4 Am <sup>-1</sup> 16 Am <sup>-1</sup>	
			Valor de TMEF a 25 °C, programado por IIT	78 años	

\* Equipo extra (por ejemplo botonera) 0,5%.

\*\* Diafonía por las fuentes de señal.

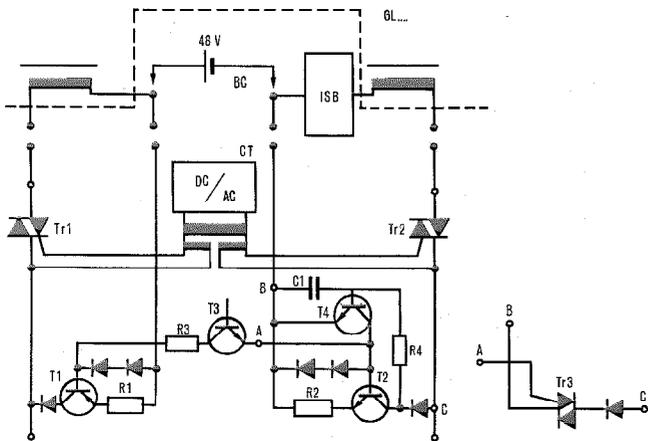


Fig. 2 Interruptor IS.  
Sección de circuito para cada fase.

- GL - generador de llamada
- BC - batería central
- ISb - limitador de corriente continua durante la fase de llamada
- Tr1, Tr2 - triac para temporización de la llamada
- CT - control del triac
- T1 a T4 - camino de CC con limitación de corriente durante la pausa de la llamada
- ABC - variante con un triac (Tr3) que no utiliza limitación de corriente

nes especiales pueden presentarse dos efectos indeseados: modulación mutua en la carga cuando se emplea una fuente común para señales diferentes, y distorsiones debidas a la brusca conmutación "todo-nada" de un tono común a varios circuitos de carga.

Para evitar estas desventajas, las fuentes de tono de esta familia de generadores están dotadas de salidas independientes para cada señal. La temporización de la señal se realiza en el generador por medio de un interruptor analógico de tiempo de subida definido. Merced al grado de realimentación se asegura una impedancia de salida muy baja (Fig. 3) también durante las pausas de la señal. De ello resulta que no son necesarias medidas para evitar el peligro de diafonía por las fuentes de señal. La tabla 1 enumera las fuentes de señal de tono normales (GT, AT). Así, de un generador de tono (GT) y un amplificador (AT) con dos salidas, pueden obtenerse tres señales independientes de la misma frecuencia, supuesto que se aplican las señales de control correspondientes. El espacio requerido corresponde al de dos placas de circuito impreso.

El diseño modular del sistema permite realizar todas las variantes utilizadas en los diferentes países, incluso generadores de frecuencia doble con superposición aditiva o multiplicativa. Los generadores de tono de información especial (según recomienda el CCITT) proporcionan secuencias de tonos programables internamente.

Para obtener señales en virtualmente cualquier secuencia deseable, se requieren unidades de señalización y temporización del tipo descrito en la sección siguiente. Si se dispone de impulsos de temporización de nivel lógico normal, suministrados por otras fuentes, estas unidades no serán necesarias. En los sistemas más antiguos, estos impulsos pueden también obtenerse de los temporizadores a relés.

### Impulsos de señal y temporización

Con objeto de obtener secuencias de impulsos aplicables a la temporización general, así como al control de los generadores de tono, se ha elegido un diseño basado en subunidades modulares.

Considerando las distintas secuencias de impulsos requeridas, podríamos llegar a la conclusión de que el establecimiento de un programa matricial completo que cubra hasta los más breves impulsos básicos, sería lo más conveniente desde el punto de vista técnico, ya que permitiría seleccionar el programa de impulsos deseado. Desde el ángulo económico, no obstante, ésta no será en modo alguno la solución óptima, a menos que fuera posible la utilización múltiple del programa de impulsos. Normalmente una administración tiene un programa de impulsos definido, por lo cual no se necesita prever modificaciones. Esta afirmación será también válida si fructifican los esfuerzos aplicados de modo general en pro de la normalización.

La solución propuesta para esta familia de equipos consiste en una combinación de generación de impulsos analógica y digital. La figura 4 presenta el principio básico: un voltaje en diente de sierra se lleva a través de una red de resistencias a una cadena de amplificadores operacionales cuyas entradas están polarizadas más allá del corte a diferentes potenciales, con lo que se producen impulsos de diferentes duraciones que dependen de la diferencia de polarización entre las entradas inversa y no-inversa, cuyo tamaño viene determinado por los umbrales de ambos amplificadores. El intervalo entre impulsos lo define el nivel CC de referencia y el que define el período del diente de sierra. De esta manera puede realizarse cualquier combi-

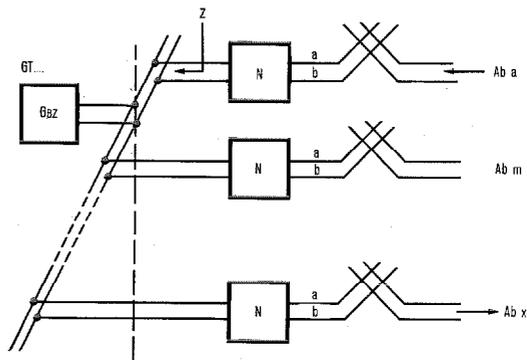
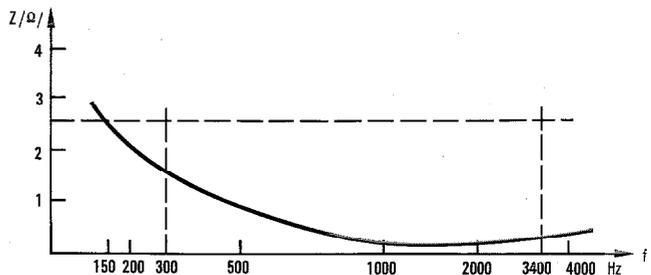


Fig. 3 Diafonía entre las fuentes de señal.

- GBZ - generador de señal de ocupado, impedancia... Z
  - N - red de acoplamiento, atenuación... a
  - Ab<sub>a...x</sub> - abonado
  - a<sub>1</sub> - atenuación abonado - generador
  - a<sub>2</sub> - atenuación generador - abonado
  - a<sub>d</sub> - atenuación de diafonía
- Corrientemente:  $a_1 < a$ ;  $a_d = a_1 + a_2 \geq 60 \text{ dB}$   $a_2 \approx a$

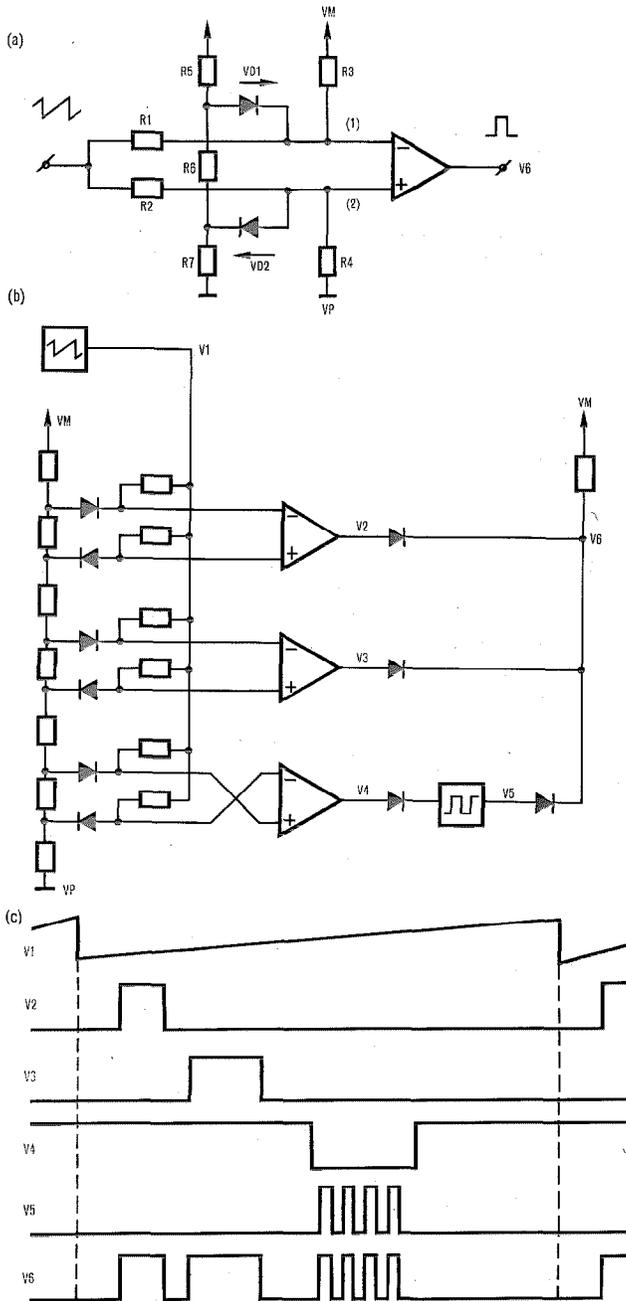


Fig. 4 Generación de impulsos (combinación de analógica y digital).  
 a) "circuito ventana"  
 b) diagrama de bloques para obtención de las formas de impulsos  $V_2$  a  $V_5$ .  
 c) diagrama de las tensiones  $V_2$  a  $V_5$ .

nación de programas de impulsos y se cumplen ampliamente los requerimientos de precisión de las señales de tono. La tabla 1 indica que se dispone de 14 subunidades diferentes para formar combinaciones modulares con el fin de obtener distintas configuraciones de impulsos. Para períodos de muy larga duración se utilizan circuitos contadores sencillos.

La experiencia ha demostrado que los impulsos utilizados en funciones generales de control de la central deben ser generados independientemente de las señales de tono.

Un programa completo de señales de tono puede corrientemente ser contenido en una placa enchufable de cir-

cuito impreso, siendo virtualmente ilimitado el número de combinaciones. La figura 4 muestra una configuración de impulsos compleja con relaciones no enteras de impulso a pausa. La salida  $V_6$  recoge todas las variaciones de tensión desde  $V_2$  hasta  $V_5$ .

**Fiabilidad**

En el estado actual de la tecnología, no puede concebirse un equipo centralizado que no esté duplicado. Cuando una unidad de supervisión que controla el nivel de potencia, registra un fallo, inicia la conmutación a otro equipo, generalmente en reserva activa. Las unidades que se emplean para este fin (COL1 y COL2 en la tabla 1) operan según principios distintos para cumplir con los diversos requerimientos del sistema. Por ejemplo, para una alimentación dividida (empleo de lógica de conmutación COL/2./48) se aplica un método de cierta complejidad que, sin embargo, asegura la máxima fiabilidad. Desde luego, la conmutación no se realiza para breves señales de fallo.

La fiabilidad viene también expresada por los valores del TMEF determinados para cada unidad:

- Generador de corriente de llamada GL: TMEF de 53 años
- Generador de tonos GT: TMEF de 78 años
- Temporizador TD: TMEF de 180 años
- Interruptor ISS: TMEF de 41 años

Quando está justificado económicamente, estos resultados se consiguen funcionando con un margen de seguridad, es decir, haciendo que ciertos componentes operen por debajo de su carga nominal. Como ejemplo, una reducción del 50% al 10% en la carga nominal duplica la vida del componente.

**Práctica de equipos**

Todas las unidades de esta familia se han diseñado de acuerdo con la práctica UNISWEP\*, compatible con la ISEP\*. Las unidades pesadas están sustentadas en armazones adecuados y, una vez extraídas del lugar en que se alojan, son accesibles por todas sus caras. Las dimensiones de las placas de circuito impreso enchufables son de 8 x 100 módulos. Los cuadros pueden albergar cualquier combinación funcional, según el número de unidades requeridas, pudiendo extenderse y disponerse en varios cuadros si así se desea.

Las investigaciones sobre compatibilidad electromagnética revelaron que existe un alto grado de libertad en la colocación y que pueden satisfacerse los requerimientos ambientales de la mayoría de las administraciones.

La figura 5 muestra un grupo de equipos de llamada y tono desarrollado por ITT Austria. Las unidades modulares duplicadas están interconectadas según las exigencias del cliente y alojadas dentro de un doble armazón. Pueden también suministrarse unidades individuales, por ejemplo, para aplicaciones muy descentralizadas.

**Conclusiones**

Durante la importante transición desde los generadores de señal electromecánicos a los totalmente electrónicos,

\* Marca registrada del sistema ITT

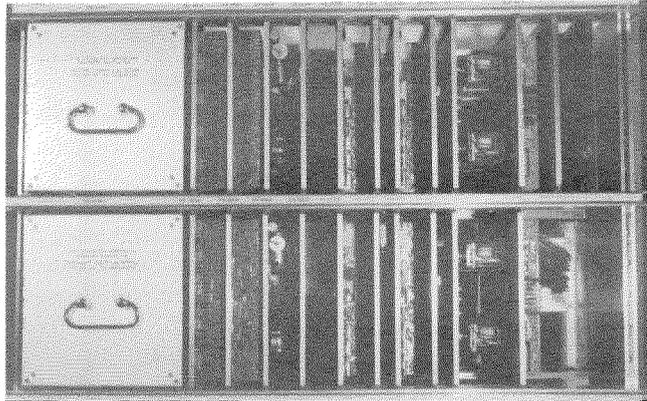


Fig. 5 Grupo de equipos de llamada y tono, duplicado como ejemplo de un diseño bajo pedido específico.

multitud de problemas técnicos tuvieron que ser resueltos para asegurar que el equipo podía utilizarse en casi todos los sistemas y satisfacer requerimientos muy contrapuestos. Se ha realizado un diseño modular, atendiendo especialmente a las severas exigencias de transmisión de los sistemas de conmutación telefónica modernos.

El objetivo perseguido era conseguir la fiabilidad y adaptabilidad máximas, así como establecer normas técnicas nuevas, de larga duración.

La experiencia con los nuevos equipos generadores de tono y de llamada ha demostrado que todos estos objetivos se han alcanzado.

**Anexo**

**Determinación de la potencia de llamada requerida**

Primeramente se determina la potencia de llamada media y a continuación, basándose en la distribución de pro-

babilidades para una  $p$  que puede llegar hasta 0,0002, la potencia máxima o de pico.

$$P_r = P_s \cdot S \frac{y \cdot s_y}{t_c} \left( \frac{t_r}{n} + t_{ro} \right)$$

donde:

- $P_s$  – potencia por abonado
- $S$  – número de líneas de abonados atendidas por la central
- $y$  – intensidad de tráfico por abonado
- $s_y$  – relación de tráfico entrada/salida
- $t_c$  – duración media de la llamada
- $t_r$  – tiempo medio de envío de llamada
- $t_{ro}$  – duración del primer envío de corriente
- $n$  – número de grupos de envío de corriente de llamada
- $n_p$  – número de fases de llamada posibles. (tabla 3 únicamente)

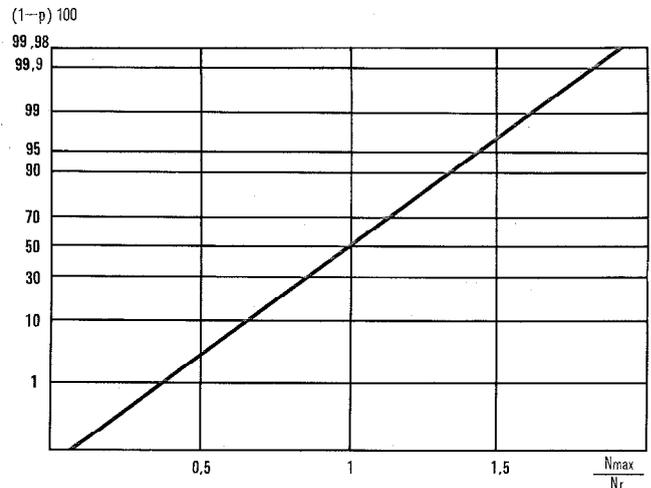


Fig. 6 Diagrama de distribución simplificado.

Tabla 3 – Ejemplos de aplicación

Parámetro	Central rural	Central local mediana	Central local grande	Condiciones
$S$	2000 líneas	6000 líneas	20.000 líneas	$P_s = 1,2 \text{ W}$  ejemplo: impulso de llamada 1 s periodo de pausa 5 s  * carga no distribuida entre todas las fases de llamada posibles  $p$ depende del comportamiento del abonado $P_{max}$ este valor puede caer dentro de la zona de sobrecarga
$y$	0,078 E/línea	0,135 E/línea	0,165 E/línea	
$s_y$	0,51	0,48	0,48	
$t_c$	120 s	120 s	150 s	
$t_r$	$3 \cdot (1 + 5) = 18 \text{ s}$	$3 \cdot (1,33 + 2,67) = 12 \text{ s}$	$3 \cdot (1 + 4) = 15 \text{ s}$	
$t_{ro}$	1 s	1,33 s	0,6 s	
$n$	2*	3	5	
$n_p$	6	3	5	
$P_r$	7,96 W	20,7 W	45,6 W	
$p$	0,0002	0,001	0,005	
$P_{max}$	13,3 W	37,3 W	76,2 W	
Tipo recomendado	SRG	RG	PRG	

Gesa Beszedics nació en 1918 en Viena, Austria, donde estudió en una escuela de ingeniería. En 1939 se graduó ingeniero de telecomunicaciones. Después de trabajar durante unos años en radar y contramedidas electrónicas, ingresó como ingeniero de desarrollo, en 1946, en la Telephon und Telegraphenfabriks-AG, Czeija, Nissl & Co., la actual ITT Austria. Primeramente trabajó en ingeniería de transmisores y amplifica-

dores, participando en varios proyectos – especialmente transmisores y estudios de radiodifusión – para la Empresa de Radiodifusión austriaca. En los años siguientes se dedicó a diversos problemas del campo de la electrónica, incluyendo en 1970 el proyecto de equipado electrónico para sistemas de conmutación. Desde 1975 el Sr. Beszedics se ocupa en proyectos especiales de telecomunicación.

# Desarrollo y aplicación de software a los sistemas de conmutación de mensajes

Cada vez se van instalando más sistemas de conmutación de mensajes, los cuales van desde los que son relativamente estándar a los altamente especializados. Se requiere, por tanto, una amplia gama de técnicas para la producción de programas, desde la generación de programas al desarrollo de paquetes de software especiales.

M. T. L. HILLS

ITT Business Systems Group, Cockfosters, Reino Unido

## Introducción

Desde 1957, la División de Sistemas de datos de ITT Business Systems Group (Reino Unido) ha producido distintos tipos de sistemas de conmutación de mensajes. En 1967 se puso en servicio la primera central de conmutación de mensajes basada en un ordenador. Desde entonces pasan de 100.

Dentro de la familia de sistemas ITT existentes, el más pequeño es el sistema 600 ADX\* que puede manejar hasta 36 líneas telegráficas dúplex, además de las unidades de presentación visual para supervisión. El escalón siguiente en la escala de tamaños está ocupada por el sistema 6400 ADX [1], que puede manejar hasta 200 líneas, dentro de una amplia gama de formatos y opciones, tales como funcionamiento dual para mejorar la fiabilidad, archivo y recuperación de mensajes, etc. El mayor sistema es el 6500 ADX, que es capaz de manejar hasta 500 líneas, con una amplia variedad de funciones especiales.

Al ser muy amplia la gama de necesidades, mientras que algunos productos utilizan un paquete de software normalizado con, quizás, algunos cambios insignificantes, otros (generalmente los de mayor tamaño) requieren el desarrollo de nuevos paquetes para cada aplicación específica.

El software representa en conjunto un porcentaje apreciable del coste del producto. Por ello, la eficacia de la producción del software es fundamental, tanto desde el punto de vista comercial como de satisfacción del cliente.

En general se necesitan dos tipos de herramientas y métodos: uno para la producción de software para paquetes normalizados y otro para la producción de copias de los paquetes de software normalizados. Las herramientas y métodos usados para producir el paquete normalizado se usan también en el desarrollo de paquetes de software para aplicaciones especiales.

Los métodos y herramientas abarcan tres aspectos fundamentales: diseño y puesta a punto del software, medios de grabado y generación de productos.

## Desarrollo y producción de paquetes de software

### Diseño y puesta a punto del software

Este proceso se puede desglosar en 4 etapas: especificación del sistema, diseño del sistema de software, producción y prueba de programas, y prueba del sistema.

### Especificación del sistema

La primera etapa en el desarrollo de un producto es la elaboración de una especificación de diseño del sistema (EDS). Este documento incluye una descripción funcional

Tabla de abreviaturas

ADX	- Central de datos automática
DSD	- División de Sistemas de Datos
EDS	- especificación de diseño del sistema

del sistema, considerado como producto que se entrega al cliente. También ha de especificar cuales son los objetivos a alcanzar en lo que se refiere a costes y a los métodos de producción.

### Diseño del sistema de software

Una vez que se ha completado la EDS, comienza el diseño detallado del software. Esta tarea la lleva a cabo un equipo pequeño, pero muy experto.

Los resultados del trabajo de este equipo son las descripciones de las funciones y diseño de cada subsistema, diagramas globales de flujo de datos que muestran la relación entre las estructuras de datos y los programas para el sistema en su conjunto y para los subsistemas, especificaciones de la estructura de los datos, y diagramas de referencias cruzadas entre programas y datos.

Durante esta fase tienen lugar abundantes intercambios de ideas y revisiones de diseño, durante los cuales los miembros del equipo revisan el diseño realizado por uno de ellos y recomiendan las modificaciones necesarias.

### Producción y prueba de programas

La producción de programas se basa fundamentalmente en técnicas de programación estructurada. Casi todos los programas producidos son de vida muy larga, de ahí la importancia de que puedan comprenderse y modificarse fácilmente por programadores que no hayan sido sus autores. Uno de los elementos primordiales en la comprensión de un programa es la claridad del flujo lógico a lo largo del programa. Una forma de conseguirla, hoy día universalmente aceptada, es la restricción de las secuencias permitidas a solo tres básicamente: secuencia sencilla, bucle iterativo y alternativa. Estas tres estructuras se caracterizan por tener un único punto de entrada y un único punto de salida (Fig. 1). Combinando adecuadamente estas estructuras se pueden lograr funciones todo lo complejas que se quiera (Fig. 2). Este concepto de combinación permite completar el flujo de control de alto nivel en una o dos páginas de código. Los niveles inferiores de control se realizan luego como subrutinas o procedimientos.

La función y estructura del programa se describe primero mediante un lenguaje de diseño. Este lenguaje incorpora las estructuras básicas de programación. La función del programa se describe mediante nombres descriptivos

\* Marca registrada del sistema ITT

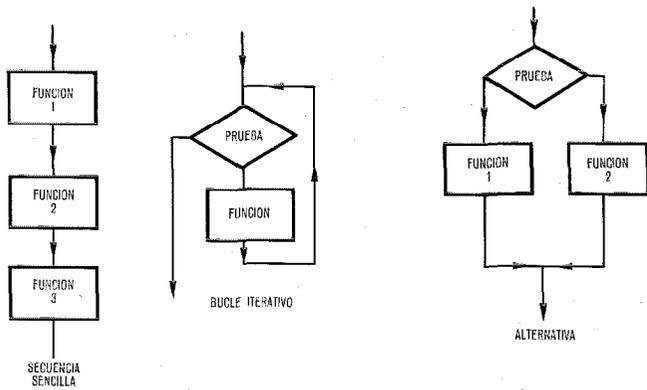


Fig. 1 Estructura con entrada y salida únicas.

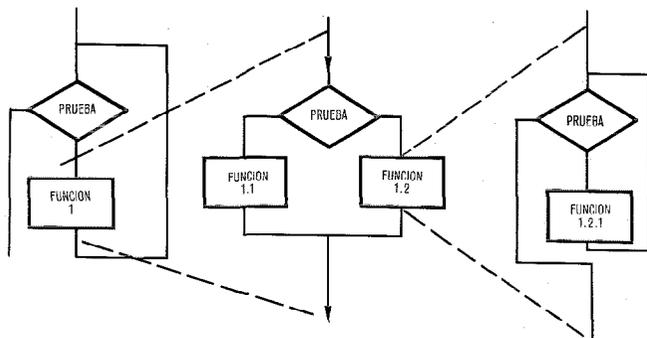


Fig. 2 Concepto de combinación de estructuras.

de procedimiento. Se produce a continuación un código fuente a partir del diseño y se almacena en el mismo archivo. Todo cambio que requiera cambios del diseño se introduce primero en el lenguaje de diseño y luego en el código.

Hemos utilizado con éxito el código "assembler" para la realización de programas. Sin embargo los nuevos productos utilizan ESPL 1, un lenguaje de alto nivel desarrollado por ITT para su utilización en sistemas de conmutación telefónica y de mensajes [2]. Este lenguaje permite expresar de una forma directa los elementos de la programación estructurada. El lenguaje ESPL 1 ofrece también otras ventajas tales como facilidad de uso, rapidez en la codificación y flexibilidad de las estructuras de datos. Así, por ejemplo, a veces hay que cambiar la disposición de los datos durante el desarrollo de un programa. Si se accede a los datos mediante programas en lenguaje "assembler", este cambio requeriría importantes modificaciones en los programas, mientras que en el caso de ESPL 1 hemos realizado importantes modificaciones de la estructura de datos con un impacto mínimo en el código del programa.

Una vez que el programa ha sido codificado y compilado sin errores de sintaxis, es leído por otro miembro del equipo para verificar que cumple la especificación, no contiene errores de codificación, y está escrito y comentado de una forma comprensible. Esta forma de trabajo implica una disciplina, pero una vez que se dispone de tiempo para la lectura de códigos y se ha introducido este tipo de técnica, los programadores están de acuerdo en que es muy útil para evitar errores, fomentar la producción de programas comprensibles, y garantizar una mayor inteligibi-

lidad de la mayor parte del sistema para cualquier programador. Un error de programa que tardaría tres meses en ser subsanado durante la prueba del sistema, se detectó y corrigió en un solo día cuando se introdujo esta técnica en DSD.

Prueba del sistema

Antes de realizar ningún ensayo se prepara un plan de pruebas. Este plan especificará los métodos de prueba que se han de usar y establecerá especificaciones de datos de prueba pertinentes para cada uno de los programas y subsistemas funcionales. Las pruebas se clasifican en cuatro tipos:

- funcionales: para garantizar que el subsistema funciona correctamente ante informaciones de entrada especificadas;
- de comportamiento: para asegurarse de que el sistema es capaz de manejar el tráfico para el que ha sido previsto;
- críticas: pruebas diseñadas con un profundo conocimiento del sistema y cuyo fin es probar áreas que podrían originar problemas;
- de regresión: pruebas realizadas tras la adición de una nueva función y cuya misión es comprobar que todas las funciones anteriores siguen funcionando correctamente.

Los programas se prueban por unidades, dentro de un entorno realista, cargándolos junto con el sistema operativo y un programa de pruebas que establece los datos de prueba y permite la inspección de los datos tras la ejecución de la prueba. Una vez que el autor del programa ha quedado satisfecho, muestra el programa a otro miembro del equipo, denominado controlador de programación, el cual se asegurará de que las pruebas se han llevado a cabo satisfactoriamente y autorizará su incorporación al paquete.

A continuación se carga y prueba un conjunto de programas que sea capaz de realizar una operación completa sencilla, por ejemplo, conmutar un mensaje único. Este conjunto formará luego la base sobre la que se irán añadiendo más y más funciones. Se sigue usando el programa director, sobre todo para estar seguros de que las estructuras de datos son las correctas al final de cada prueba ejecutada. Esto es particularmente importante en el caso de órganos comunes tales como celdas de la memoria principal y bloques en los discos, en los que un ensamble incorrecto puede dar lugar a fallos funcionales tras muchas horas de funcionamiento del sistema.

Durante la etapa de pruebas del sistema se usan generadores automáticos de pruebas, los cuales suelen ser a su vez otros sistemas controlados por ordenador, que generan secuencias de mensajes bien definidas, que se envían al sistema en prueba. De esta forma los sistemas en prueba han de soportar cargas de tráfico realistas, durante largos periodos, garantizándose así una gran fiabilidad antes de que el sistema entre realmente en producción.

Otro departamento, especializado en comunicaciones, lleva a cabo una prueba funcional completa del sistema. Se garantiza así que el sistema funciona de acuerdo con la EDS.

## Medios de trabajo

Un funcionamiento productivo requiere las facilidades de apoyo adecuadas. Estas facilidades constan de dos componentes básicos: soporte de software y organización a través de la cual se accede a él.

Los recursos disponibles para la gestión de datos en los ordenadores de tiempo real que usamos (máquinas "objeto") no son los adecuados para facilitar la tarea de desarrollo de programas. La tendencia hacia procesadores "objeto" más pequeños y más especializados no hace sino indicar que este problema se agravará. Por todo ello, DSD está trasladando sus funciones de apoyo a un ordenador de gran tamaño, al cual nos referiremos como ordenador o sistema central ("host"), al cual se puede acceder desde distintos puntos mediante terminales remotos de entrada de trabajo (remote job entry). El fichero fuente se maneja mediante un programa especial, el cual proporciona mucho más control de los ficheros fuente que los recursos de que se disponía anteriormente. Para los sistemas de conmutación de mensajes se dispone de programas ensambladores, ESPL 1, compiladores y de carga. Se puede producir una cinta magnética que contenga un paquete dispuesto para ser cargado en la máquina objeto sin que sea necesaria ninguna intervención para reorganizar los ficheros o manejar las cintas.

Pasando ahora a los aspectos de organización, los programadores no consumen su tiempo en actividades administrativas, existiendo "ayudantes de programación". El ayudante de programación desempeña principalmente dos funciones. La primera es asegurarse de que toda la documentación del proyecto se mecanografía y archiva correctamente; la segunda es actuar como interlocutor entre los programadores y el ordenador central. El ayudante de programación organiza la perforación de los programas (sobre cinta de papel o tarjeta), el envío de trabajos al ordenador y la posterior distribución de las salidas del ordenador. Incluso puede realizar pruebas de regresión sin involucrar al programador.

De acuerdo con la experiencia habida, se puede estimar que un ayudante equivale a dos programadores junior en un equipo de 10 a 12 programadores.

## Generación de producto

Ciertos productos controlados mediante programas de ordenador son tan simples que no se requieren modificaciones de los datos y de los programas de un producto al siguiente. Todos los sistemas que produce DSD requieren, por el contrario, en mayor o menor grado, parametrización, generación de tablas de tamaño variado con datos pertinentes a la instalación del cliente, y la inclusión o exclusión de ciertos programas que realizan funciones específicas. Puede incluso ser necesaria una prueba funcional del paquete parametrizado, a fin de comprobar su comportamiento.

## Productos de gran volumen

Según el tipo de productos de que se trate, se pueden adoptar distintas normas. En el caso de productos de gran volumen de producción se excluyen hasta los cambios parametrizados de un programa para cada instalación; se su-

ministra una serie de paquetes y se utiliza el más adecuado en la instalación de que se trate. Las tablas de datos del cliente se generan mediante un sistema central (host) y se combinan con el paquete normalizado para así dar como resultado el programa del cliente.

## Sistemas pequeños

En el caso de un sistema pequeño, con un reducido número de datos del cliente, se puede producir un programa conversacional que se ejecuta en la máquina objeto y que permite al usuario especificar información de encaminamiento, velocidades en línea y datos similares.

## Sistemas grandes

Para los sistemas de conmutación de mensajes de gran tamaño, se parametrizan tanto los programas como los datos incluidos en un sistema determinado. Las posibilidades de manipulación del archivo del sistema central (host) son adecuadas para la modificación de programas. Una potente herramienta para la generación de tablas es un lenguaje especial para proceso de series de datos. Con ello, el establecimiento de las tablas lleva ahora sólo una parte del tiempo que anteriormente se necesitaba, por dos razones: reducción de la entrada manual, y producción de un conjunto coherente de tablas, con lo que ya no aparecen fallos enmascarados debidos a incoherencias. Además el cliente ha de poder modificar las tablas incluidas en el sistema cuando cambia su configuración de líneas. Esta necesidad se satisface con el programa de generación de tablas.

## Sistemas especiales

El software normalizado puede que no incluya todas las funciones necesarias en el sistema de un cliente. En tal caso, se han de desarrollar programas de aplicación especiales que se interconectan con los paquetes normalizados. Para tales desarrollos se recurre a métodos similares a los usados para el desarrollo básico del producto.

## Experiencia

La experiencia obtenida en el uso de estas técnicas sirve para poner de manifiesto su auténtico valor. Por ejemplo, los sistemas 6400 ADX para la policía de la R.F. de Alemania se produjeron utilizando dichas técnicas. Cada uno de los sistemas constituye un nudo en la red de comunicaciones de la policía, cubriendo todo el territorio de la R.F. de Alemania. Fueron necesarios un nuevo formato de mensajes incluyendo direcciones en lenguaje ordinario y un complicado mecanismo de preparación de mensajes. La utilización de una etapa formal de diseño, seguida por el uso de programación estructurada y unas pruebas cuidadosamente planificadas permitieron obtener un primer sistema en la fecha prevista. Durante los primeros 10 meses de funcionamiento apareció un fallo de software. Hubo también dos incidentes aislados que pudieron haber tenido su origen en el software. El tamaño del paquete era de 100.000 palabras de instrucciones assembler y tablas fijas. La documentación quedó completada cuatro semanas después de la aceptación. Un aspecto interesante en este proyecto fue la forma de utilización del sistema de produc-

## Programación en conmutación

ción: los ficheros de desarrollo se almacenaron en un ordenador, al cual se llegaba a través de un terminal instalado en Cockfosters. Las pruebas se llevaron a cabo dentro de la factoría. Una reproducción exacta de todo el hardware se entregó al cliente y se instaló en el primero de los lugares elegidos, en la R.F. de Alemania, junto con un terminal que comunicaba directamente con el mismo ordenador en el Reino Unido. De esta forma se mantuvo un único juego de archivos de programa, a los que se podría llegar desde cualquiera de los dos sitios. Se consiguió así una gran flexibilidad y eficacia en el trabajo en los dos lugares, ya que cualquier falta hallada era rápidamente trasladada al experto adecuado, dondequiera que éste estuviera, disponiéndose rápidamente de la solución en ambos lugares, y permitiendo hacer el doble de pruebas en un periodo dado.

Ya se han recibido pedidos para 9 sistemas más para la red de la policía de la R.F. de Alemania. Todos ellos tendrán el mismo paquete de programación, estableciéndose automáticamente las tablas adecuadas.

El sistema 600 ADX, del cual ya se han hecho más de 80 instalaciones, fue el primer producto desarrollado por DSD en el que se usó un conjunto de programas común para todos los sistemas. Una de las ventajas más significativas, derivadas de este hecho, es que la mayoría de estos sistemas se pueden instalar en un plazo de tiempo muy corto. La tasa de fallos del software ha llegado a niveles muy bajos. La flexibilidad del diseño original ha quedado demostrada, ya que en los 6 años transcurridos desde la primera instalación se han podido introducir sin ninguna dificultad muchas mejoras al paquete primitivo.

### Planes futuros

La industria de software es todavía joven, y aunque durante su corta vida se han aprendido muchas lecciones, existen todavía muchas áreas en las que se pueden hacer notables progresos.

La programación estructurada ofrece una solución adecuada a los problemas de especificación de programas y de codificación de módulos a partir de tal especificación. Las áreas en las que aun se precisa avanzar son la especificación, diseño, prueba y control del software de un producto a lo largo de las etapas de desarrollo, instalación y mantenimiento.

En lo que se refiere a especificación del problema, se están desarrollando lenguajes específicos para el tipo de problema tratado. Este tipo de lenguaje es un lenguaje formal en el cual se puede expresar la solución al problema. De esta manera los diseñadores del sistema y los programadores pueden discutir en común la especificación. A continuación se compila y ejecuta la especificación. La especificación y el programa que la cumple son así una única cosa.

Se están investigando lenguajes de alto nivel que tengan en cuenta el paralelismo implícito en la ejecución de un sistema completo en tiempo real sobre un dispositivo serie, tal como un procesador. Mediante compiladores que produzcan códigos para ejecutar en una máquina "host", los programas y los sistemas se podrán probar en un entorno de fácil construcción y en el que se pueda supervisar cualquier aspecto de la ejecución. El paquete de software se ejecutará en la máquina objeto tan solo con fines de verificación.

Son evidentes los problemas de control de una gama de productos de software en evolución. Se piensa que el problema de control puede aliviarse en gran medida manteniendo los ficheros fuente en un sistema en el que el manejo de datos sea simple. Esto lleva de nuevo al uso de un potente sistema de ordenador host.

### Conclusiones

Durante los últimos 10 años, la División de Sistemas de Datos de ITT ha demostrado que puede desarrollar y entregar sistemas de software de variada complejidad. Se conocen bien cuales son los problemas de producción de software y se han adoptado métodos eficaces para superarlos.

Se ha acometido con éxito la producción en serie de productos con complejos paquetes de software.

Otros desarrollos en marcha habrán de mejorar más aun la eficacia y la precisión con que las tareas de software han de llevarse a cabo.

### Agradecimiento

El autor desea expresar su agradecimiento a sus colegas que han producido y llevado a la práctica las ideas contenidas en este artículo, y en particular, a S.G. Dowsett, cuyo informe sobre el proyecto para la policía de la R.F. de Alemania ha constituido una inapreciable fuente de información.

### Referencias

- [1] R. H. Steadman y D. C. McDouall: Sistema de comunicación 6400 ADX basado en ordenadores para una agencia de prensa alemana; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 49 (1974) n° 4, págs. 459-466.
- [2] D. Combelic: Experiencias en el desarrollo y aceptación del ESPL-1 - Comunicación de ITT presentada en el ISS-76 en Kyoto.

**Martin T. L. Hills** nació en Londres en 1941. En 1962 obtuvo su licenciatura en Física en la Universidad de Oxford. Ingresó en ITT DSD en 1967, trabajando como jefe de proyecto para el software de un sistema de conmutación telefónica. Desde 1970 es programador jefe en DSD.

# Características atenuación/temperatura de los sistemas submarinos de 14MHz de STC

Un detallado análisis de la tendencia de la atenuación a aumentar en los sistemas submarinos del Mar del Norte, ha demostrado que dicho fenómeno se debe a una lenta evolución cíclica de las temperaturas en la plataforma continental europea, y no a un envejecimiento del cable.

C. S. PARFREE

Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Reino Unido

## Introducción

La atenuación de un sistema submarino de telecomunicación depende de la temperatura global del sistema, la cual viene determinada por el entorno marino en que el cable está sumergido, siguiendo una ley de variación de tipo estacional. Para mantener constante el valor de la atenuación del sistema, los repetidores terminales llevan incorporado un equipo de igualación variable con la temperatura, el cual incluye un cierto número de redes eléctricas diseñadas para proporcionar una característica atenuación/frecuencia que se adapte a la del cable, realizándose diariamente el ajuste.

A finales de 1974 el British Post Office (BPO) notó una tendencia hacia mayores atenuaciones, superpuestas a la variación estacional, en los sistemas instalados en el Mar del Norte (véase la Fig. 1). En aquel entonces se atribuyó el fenómeno a un cambio en las características del sistema, y se le denominó "envejecimiento del cable". Numerosas teorías intentaron explicar este "envejecimiento", la mayoría de las cuales partían de la base de suponer algún tipo de contaminación durante la fabricación del cable o durante su permanencia en el lecho marino.

Este artículo estudia cómo ha variado la atenuación del sistema de 14 MHz Reino Unido - Alemania 4 y compara

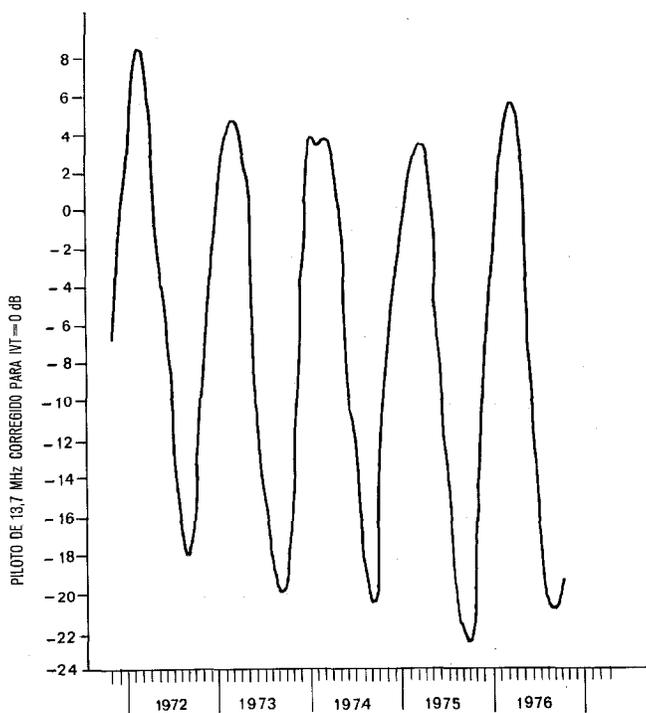


Fig. 1 Datos del BPO de atenuación de inserción para el sistema submarino Reino Unido - Alemania 4, de 1972 a 1976.

## Tabla de abreviaturas

CIEM	- Consejo Internacional para la Exploración del Mar
IVT	- igualación variable con la temperatura
RT	- repetidor terminal

su comportamiento con las temperaturas del mar, demostrándose que la variación de la atenuación es una consecuencia de las variaciones cíclicas de temperatura en la plataforma continental europea, alcanzándose un máximo en el Mar del Norte durante el período 1974-1975.

## Características hidrográficas del Mar del Norte

Hace mucho tiempo que se vienen midiendo la salinidad y la temperatura del Mar del Norte. Casi todos los análisis modernos se basan en los datos recogidos a partir de 1902. En general los análisis se hacen sobre períodos de tiempo largos, de unos 50 años, con el fin de averiguar la evolución a largo plazo del clima en la plataforma continental europea. Hoy día se sabe que el Mar del Norte está sujeto a unos movimientos del agua bastante complejos. Las corrientes en alta mar vienen condicionadas por los vientos y las corrientes procedentes del Océano Atlántico, mientras que en las cercanías de las costas, el factor dominante es el aporte de agua desde las masas continentales del Reino Unido y del Continente.

Más recientemente, los expertos en hidrografía han empezado a interesarse cada vez más en la evolución a corto plazo de la temperatura y salinidad del mar, ya que se ha puesto de manifiesto que estos factores afectan notablemente al rendimiento de las explotaciones pesqueras.

## Datos básicos

### Atenuación

Dentro de su programa general de supervisión, el BPO obtiene para todos los sistemas las curvas de pérdida de inserción en función del tiempo. En la figura 1 aparece un ejemplo correspondiente al sistema Reino Unido - Alemania 4, en el cual aparecen claramente los efectos de los cambios estacionales de la temperatura. El "envejecimiento" viene dado por el progresivo aumento, a largo plazo, de la atenuación de inserción. En este estudio se han obtenido de los datos del BPO las atenuaciones mensuales medias y se han comparado con las temperaturas medias del sistema.

### Temperatura

El Consejo Internacional para la Exploración del Mar (CIEM), dentro de su programa internacional de observa-

ción de la evolución del Mar del Norte, ha publicado mapas con las isotermas en el lecho marino para la mayoría de los meses entre agosto de 1969 y diciembre de 1974. Los datos utilizados para la confección de los mapas se obtuvieron mediante medidas en la superficie, desde transbordadores y otros buques ligeros, y medidas de la temperatura en el fondo del mar, desde buques oceanográficos. En aquellas regiones en las que de antemano se conocía que el agua estaba bien batida en profundidad, y cuando no se disponía de los datos del fondo, se utilizó la temperatura superficial en la preparación de los mapas. En la figura 2 aparece un ejemplo de las isotermas para el lecho marino (correspondientes a marzo de 1974). Sobre ellas se ha superpuesto el trazado del sistema Reino Unido - Alemania 4.

Normalmente los mapas se publican con 20 meses de retraso debido a los problemas de adquisición de datos y su posterior análisis. No obstante ya se dispone de los mapas correspondientes a febrero de 1975 y febrero de 1976, dado que estos interesan especialmente a las organizaciones que siguen de cerca la evolución de las reservas pesqueras.

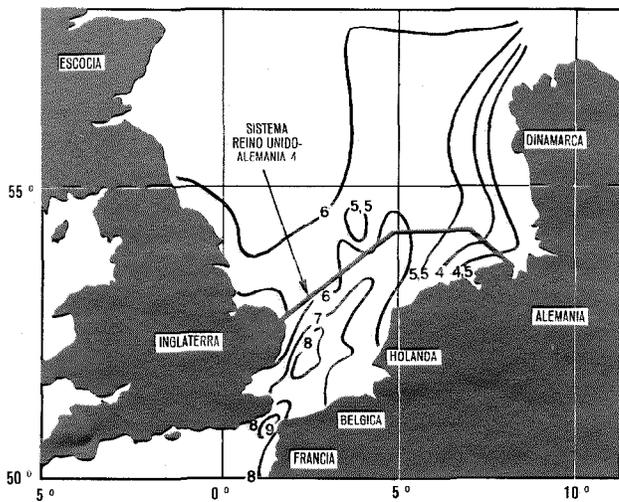


Fig. 2 Mapa simplificado de isotermas del CIEM para marzo de 1974, mostrando las temperaturas del fondo del mar en °C. Sobre ellas se ha superpuesto el trazado del sistema submarino Reino Unido - Alemania 4.

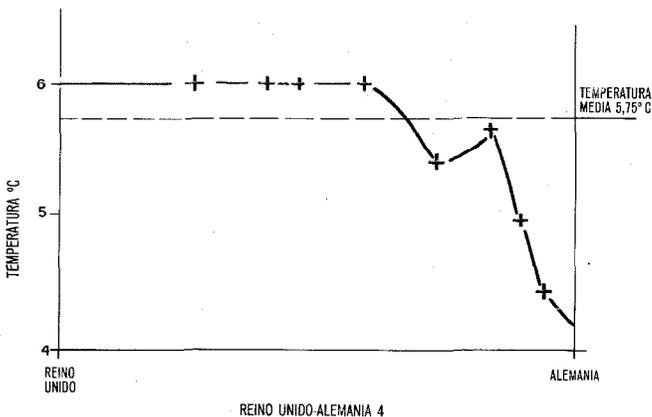


Fig. 3 Perfil de temperatura del fondo del mar del CIEM para el sistema Reino Unido - Alemania 4, marzo 1974.

**Método de análisis**

**Determinación de la temperatura del cable**

Se superpuso el trazado de los cables del Mar del Norte sobre las isotermas de CIEM, para cada año estudiado. A partir de los mapas así modificados, se obtuvo el perfil de temperaturas de la ruta de cable, para cada mes (Fig. 3), y la temperatura media mensual resultante.

**Correlación de los datos de temperatura y atenuación**

Se llevaron a un gráfico los valores medios mensuales de la atenuación de inserción y de la temperatura (Fig. 4), ajustando posteriormente una recta a la nube de puntos, mediante métodos de regresión lineal.

Con esta información se levantaron las curvas de la figura 5, representando los valores de la temperatura y de la atenuación en función del tiempo. La línea de trazo continuo une los puntos correspondientes a la atenuación.

**Determinación de la tendencia de la atenuación de inserción**

La gráfica de la figura 5 muestra una buena correlación entre la temperatura y los cambios de atenuación. Se realizó a continuación un gráfico de diferencias, para eliminar las variaciones periódicas de la atenuación y poder poner de manifiesto las posibles pequeñas variaciones de la atenuación de inserción. Se calculó la atenuación teórica para cada temperatura a partir de la relación lineal de la figura 4, cuyo valor se restó de la atenuación medida. La diferencia de atenuación resultante se representa en función del tiempo en la figura 6.

**Análisis del sistema Reino Unido - Alemania 4, basado en la temperatura**

Los datos de temperatura y atenuación aparecen en la figura 5. La correlación entre ambas variables es muy buena durante todo el período de tiempo para el cual se dispone

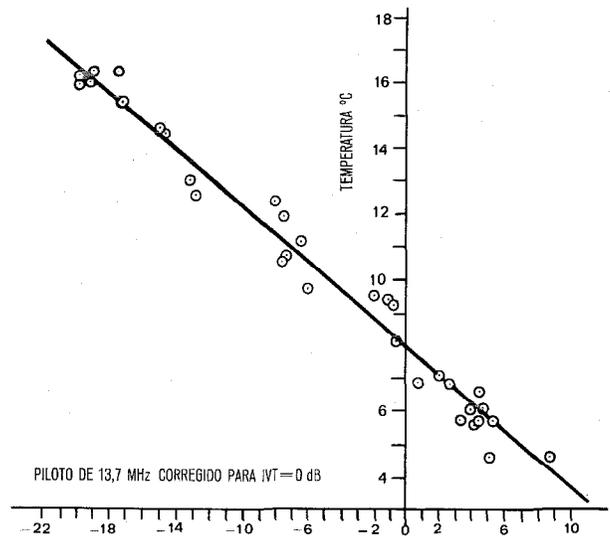


Fig. 4 Correlación atenuación - temperatura para el sistema Reino Unido - Alemania 4 (datos del CIEM).

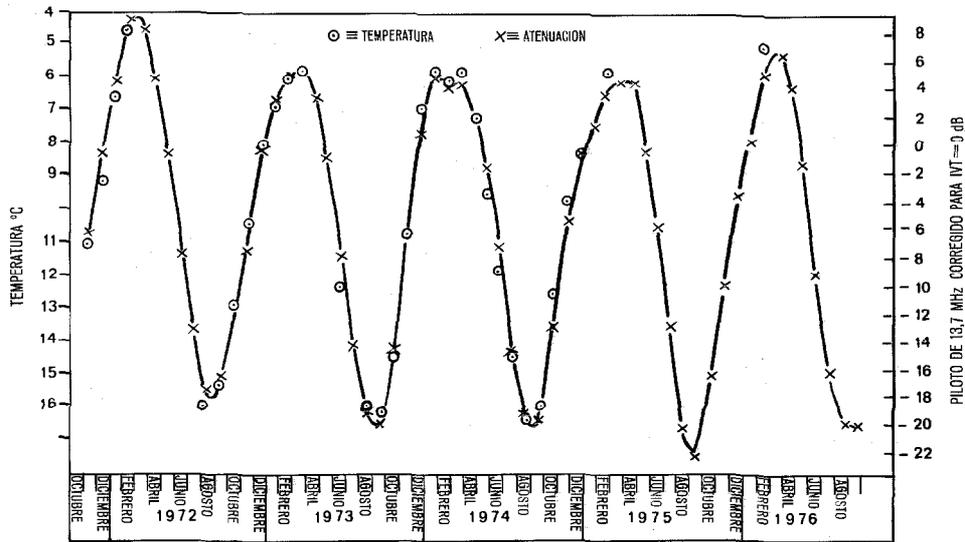


Fig. 5 Temperatura del fondo del mar y atenuación del Reino Unido - Alemania 4 en función del tiempo.

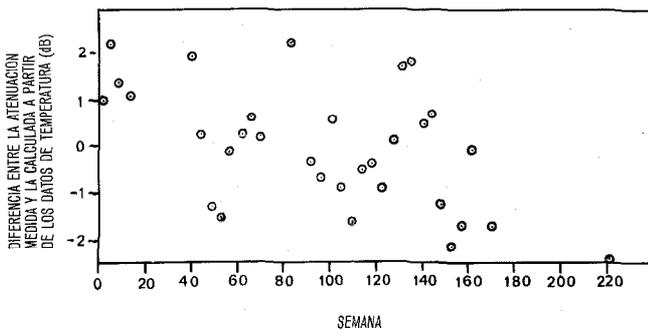


Fig. 6 Gráfico de las diferencias entre las atenuaciones medidas y calculadas, utilizando los datos de temperatura del fondo del mar; no aparecen tendencias residuales en la atenuación.

de datos de temperatura. Se pone también de manifiesto que las atenuaciones relativamente altas registradas en febrero de 1974, se corresponden con las variaciones habidas en la temperatura. Este efecto indica que, con datos fiables, el método de análisis es sensible a cambios de temperatura y atenuación muy pequeños. El gráfico de diferencias (Fig. 6) no muestra ninguna tendencia residual en la atenuación.

**Otros Sistemas**

Se han llevado a cabo estudios similares al aquí descrito para los sistemas Reino Unido - Guernsey 3, Reino Unido - Bélgica 3 y Reino Unido - Dinamarca 2, cubriendo así prácticamente todo el Mar del Norte. En todos los casos el fenómeno de "envejecimiento" queda explicado por las variaciones a largo plazo de la temperatura.

**Características voltaje/corriente de los sistemas submarinos de telecomunicación**

Otros trabajos anteriores [1, 2] en 1906 y 1954 intentaron correlacionar los valores de resistencia de los cables telegráficos con las temperaturas del fondo del mar, pero los

resultados no fueron de gran valor debido a la carencia de datos fiables.

En el trabajo presente se ha podido llegar a una determinación bastante precisa de la temperatura media del cable submarino Reino Unido - Alemania 4, brindando así la oportunidad de correlacionar la temperatura del sistema y la resistencia.

El personal de las estaciones en ambos extremos del sistema decide diariamente el voltaje necesario para mantener constante el nivel de corriente de línea. Desde 1974, tanto el voltaje como la corriente se han ido anotando en cada extremo dentro de un 0,02%, aunque con anterioridad el personal del lado alemán anotaba estos parámetros sólo dentro de un 0,1%. El BPO ha suministrado copias de las lecturas diarias de corriente y voltaje, las cuales se han analizado en STL.

Los valores de resistencia obtenidos se han normalizado para una sección de cable más un repetidor, y se representan en la figura 7, junto con las temperaturas obtenidas de

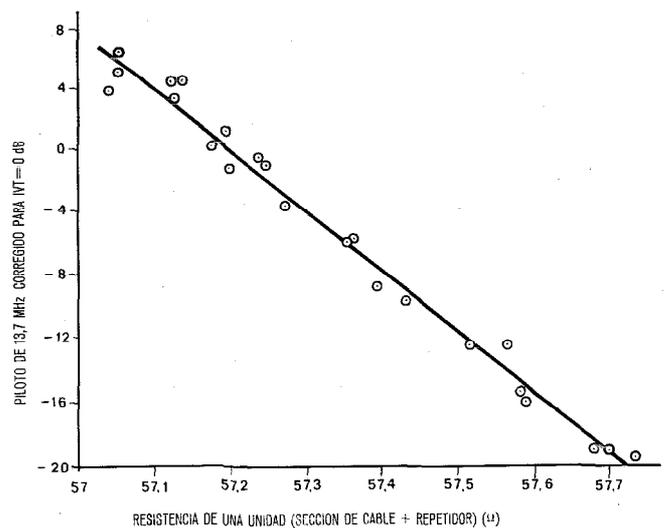


Fig. 7 Correlación entre la temperatura del fondo del mar y la resistencia de una sección de cable más un repetidor.

## Características de cables

las isotermas del CIEM. La recta trazada se obtiene mediante regresión lineal. Utilizando la relación representada por esta línea recta se han construido los ejes de la figura 8, representando a continuación la temperatura y la resistencia en función del tiempo. La línea continúa uno los puntos correspondientes a la resistencia, mientras que los segmentos verticales representan los datos de partida  $\pm 1$  desviación típica, pero no la precisión absoluta de la determinación. El pobre ajuste obtenido antes de 1974 se atribuye a la imprecisión de los datos de entrada para dicho período, mientras que desde finales de 1974 a 1976 se obtiene un buen ajuste, confirmando la impresión de que desde 1974/1975 han ido descendiendo las temperaturas del fondo del mar en esta región. La figura 9 muestra la atenuación en función de la resistencia del sistema para el período de septiembre de 1974 a agosto de 1976, poniéndose de manifiesto cuán útil puede resultar la resistencia para vigilar el funcionamiento del sistema.

### Coefficiente de variación de la atenuación con la temperatura

En nuestro estudio hemos considerado más de 800 millas náuticas de cable durante un período de 18 años-sistema, incluyendo más de 100 determinaciones de temperatura media y de variaciones de la atenuación media.

El coeficiente de variación de la atenuación con la temperatura para los sistemas analizados se puede obtener representando la variación de atenuación por unidad de variación de temperatura ( $\text{dB } ^\circ\text{C}^{-1}$ ) en función de la atenuación total del sistema. Se obtiene así una línea recta que pasa por el origen, y cuya pendiente ( $1,17 \times 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ ) es el coeficiente de variación de la atenuación con la temperatura, a 13,7MHz (Fig. 10).

### Conclusiones

Se han analizado las variaciones de atenuación de 4 sistemas de 14 MHz de STC, tendidos en el Mar del Norte y

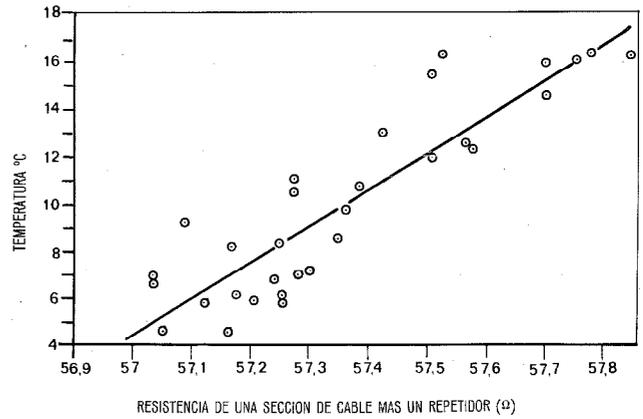


Fig. 9 Correlación entre la atenuación y la resistencia del sistema. Período septiembre 1974 - agosto 1976.

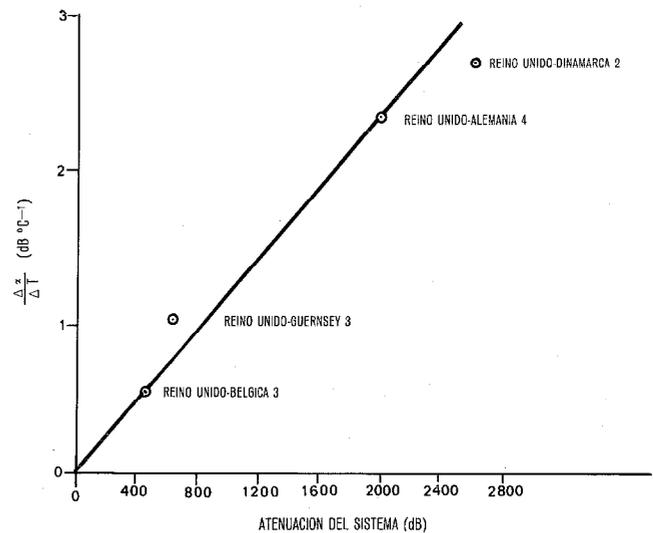


Fig. 10 Coeficiente de temperatura en función de la atenuación total para los sistemas de 14 MHz del Mar del Norte y Canal de la Mancha.

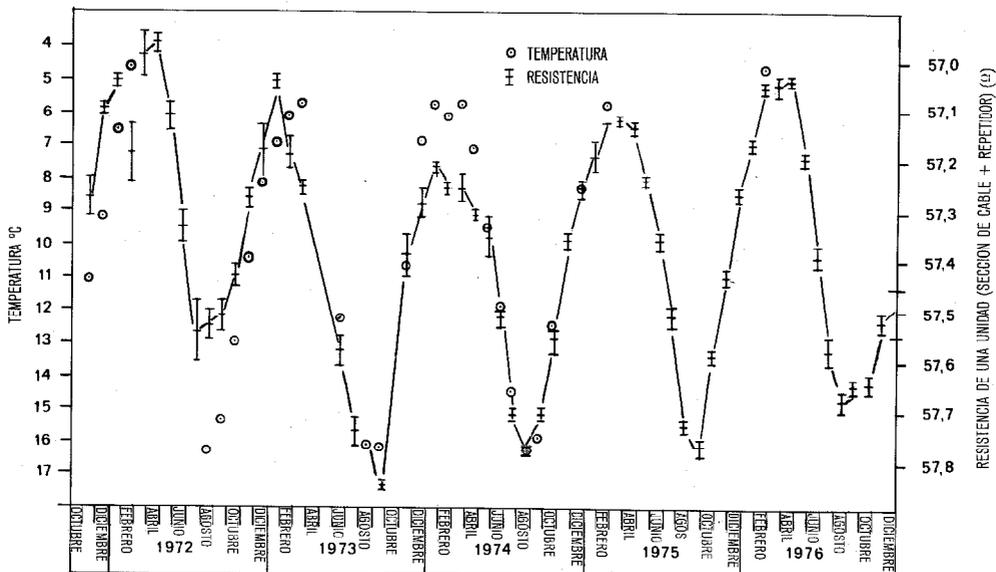


Fig. 8 Gráfico de la resistencia y la temperatura entre 1972 y 1976.

en el Canal de la Mancha, comparándolas con los valores de temperatura media del sistema. Estos últimos se obtuvieron a partir de las temperaturas de la superficie y del fondo del mar.

Ha quedado demostrado que el llamado "envejecimiento del cable" no es tal, sino que el fenómeno se debe a un aumento gradual de la temperatura del mar desde 1972 a 1974/75. Las temperaturas del mar han descendido desde 1974/75 a 1976/77, reflejándose en una disminución de la atenuación de los sistemas tendidos en el Mar del Norte.

El estudio ha demostrado también que una medida precisa de la resistencia total del sistema en corriente continua proporciona un método sencillo para supervisar la temperatura media del sistema, y, por tanto, se puede correlacionar con las variaciones de atenuación.

Basándose en los datos correspondientes a más de 800 millas náuticas, se ha hallado que el coeficiente de variación de la atenuación con la temperatura es  $1,17 \times 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ , a 13,7 MHz.

## Nuevas realizaciones

### Convertidor CC/CC de 15 W.

Una nueva gama de convertidores CC/CC ha sido diseñada por la División de Productos Eléctricos de ITT Components Group Europe. Estos convertidores formarán parte de la gama de productos Powercard ya establecida y las especificaciones y conceptos de diseño son similares a los de las fuentes de alimentación CA/CC ya existentes.

El primero de la gama es un dispositivo de 15 W, disponible en 6 opciones normalizadas con 24 ó 50 V de entrada, tensiones de salida de 5, 12 ó 24 V y corrientes de salida de 0,6 A, 1,2 A y 3 A. La tensión de salida puede ajustarse dentro de  $\pm 10\%$  del valor nominal, y puede mantenerse dentro de  $\pm 2\%$  del valor nominal. El rendimiento total es como mínimo del 50% a plena carga.

Desarrollados fundamentalmente como fuentes de alimentación de bajo coste para circuitos integrados digitales y lineales donde la fuente de alimentación sea una batería, estas unidades son también adecuadas para muchas aplicaciones donde se necesita obtener una tensión continua, aislada eléctricamente, a partir de una fuente de CC. Las características incluyen la posibilidad de funcionamiento de dos unidades en paralelo o en serie, y completa protección contra sobretensiones, caídas de tensión y sobrecorrientes. Además se han tomado precauciones especiales para limitar los problemas debidos al ruido de la línea de alimentación y a la realimentación del ruido.

ITT Components Group Europe, Reino Unido

### Agradecimiento

Se desea agradecer al BPO el haber proporcionado libre acceso a sus archivos de mantenimiento de sistemas submarinos y su permiso para publicar este artículo.

Hay que dar las gracias también a la Srta. Bugden, del Servicio Británico de Datos Oceanográficos, que proporcionó los mapas de isotermas; y al Sr. J. Smeds, del CIEM, quien nos ayudó con útiles discusiones y datos adicionales.

### Referencias

- [1] M. Knudsen: Presentación de datos de la Compañía Great Northern Telegraph Cable a una reunión del Consejo Internacional para la Exploración del Mar (CIEM), el 2 de marzo 1906.
- [2] F. Hermann: Sea Bottom Temperatures as Derived from Resistance Measurements from Telegraph Cables; Presentación al Comité Hidrográfico del CIEM, 1954, n° 63.

Colin S. Parfree nació en Epping (Inglaterra) en 1946. Se graduó en Física Aplicada en el Northern Polytechnic (Londres), ingresando en STL en 1968, en un equipo dedicado a investigaciones en alta presión. Durante los últimos 3 años, ha estado trabajando en el desarrollo de sistemas de telecomunicación sumergidos.

### Sistema de línea digital de 500 Mbit/s.

Bajo un reciente contrato procedente del British Post Office (BPO), la División de Transmisión de STC está realizando un estudio de viabilidad de un sistema de transmisión capaz de transmitir simultáneamente unas 8000 conversaciones telefónicas sobre los cables coaxiales ya existentes. En la práctica, se piensa que el sistema no esté dedicado completamente a tráfico telefónico, sino que podría llevar también servicios tales como televisión en color y datos.

Este sistema de transmisión digital, diseñado para funcionar a velocidades de 400 a 600 Mbit/s, será un paso más en los planes del BPO para establecer una red de transmisión TDM (Múltiplex por división en el tiempo) en el Reino Unido. El estudio se centrará en todos los aspectos de un sistema de línea digital que funcione a una velocidad de 3 ó 4 veces 140 Mbit/s sobre los pares de cables coaxiales de 4,4 ó 9,5 mm existentes.

Este contrato sigue a otro contrato, cumplido satisfactoriamente, para el desarrollo y prueba de campo de un sistema de 120 Mbit/s que fue terminado en 1974, y los subsiguientes contratos de fabricación de los primeros sistemas de 120 Mbit/s.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

# Filtros activos para equipos de traslación de canal

Los filtros RC activos han llegado a ser cada vez más una alternativa técnica y económica frente a los filtros LC clásicos para muchas aplicaciones, debido a técnicas de diseño mejoradas y al progreso tecnológico. Ejemplos en el campo de los sistemas FDM muestran las posibilidades actuales.

R. THIMM

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, República Federal de Alemania

## Introducción

Los filtros juegan un papel importante en los sistemas de transmisión FDM, constituyen un factor determinante en relación con los costes y el funcionamiento técnico de estos sistemas. Hasta hace pocos años, los filtros utilizados específicamente en los equipos de traslación de canal en Alemania eran exclusivamente del tipo LC. Recientemente, estos filtros van sustituyéndose en una proporción continuamente creciente por filtros electromecánicos [1]. En paralelo con este desarrollo, se ha discutido durante cierto tiempo, hasta qué grado los filtros activos RC se pueden emplear en sistemas múltiplex de frecuencias portadoras [2]. Las razones para su adopción son las esperadas ventajas en términos de costes y espacio ocupado, el menor peso y las características eléctricas mejoradas de los filtros activos en comparación con los filtros de tipo convencional. En general, estas ventajas sólo pueden obtenerse si se fabrican los filtros en grandes cantidades con tecnología de película delgada o película gruesa.

Los filtros activos utilizados hasta ahora han mostrado poca adaptabilidad para su aplicación a sistemas FDM [3, 4], en los que los primeros requisitos son alta selectividad y estabilidad con el tiempo. Actualmente, una nueva técnica de diseño parece ofrecer la posibilidad de realizar tales filtros también como redes activas según han mostrado las primeras investigaciones [5, 6, 7]. Estos filtros se construyen a partir de convertidores de impedancia. Como infraestructura de esta técnica de diseño está siempre una red en escalera LC que tiene baja sensibilidad a las tolerancias en la banda de paso. Estos filtros de reactancia pueden convertirse en circuitos activos bien sea directamente o después de una transformación de impedancia. Los convertidores de impedancia requeridos se pueden construir, de una manera sencilla, con la ayuda de amplificadores operacionales, que ofrece la industria de componentes en grandes cantidades a precios aceptables. En cuanto a la posibilidad de realización de los filtros activos, se ofrece una técnica de modulación de pregrupo, como la empleada en los equipos de traslación de canal anteriores utilizando filtros LC, o una técnica de premodulación utilizando una banda de frecuencias de 4 kHz en el margen de 8 kHz a 24 kHz. Cuanto más baja sea esta banda de frecuencias elegida, más sencilla es la realización de los filtros activos de canal, aunque esto es a base de costes más altos en los filtros de grupo del grupo primario. Por otra parte, frecuencias de canal más altas aumentan las dificultades propias de la realización de los filtros activos, mientras que el diseño de los filtros de grupo se simplifica. La banda de frecuencias de 16 kHz a 20 kHz se puede tomar como un compromiso aceptable para un sistema de premodulación.

Para cubrir ambas posibilidades – técnicas de premodulación y de modulación de pregrupo – se eligió el canal de posición más alta de frecuencias del anterior sistema de modulación de pregrupo para realizar las investigaciones descritas en lo que sigue; en particular, el canal que ocupa la banda de frecuencias de 20 kHz a 24 kHz. Esto implica los requisitos más exigentes en relación con el filtro activo de canal. Los filtros necesarios para el establecimiento de un canal de este tipo se diseñaron y construyeron con componentes activos. Se realizaron asimismo una serie de medidas sobre el canal completo.

## Realización de filtros activos con convertidores de impedancia

El convertidor de impedancia

El convertidor de impedancia es un cuadripolo que, cuando se le termina una de sus entradas con una impedancia  $Z_L(p)$ , presenta una impedancia de entrada  $Z_E(p)$ , proporcional a  $Z_L(p)$ , en la otra entrada a todas las frecuencias [8], es decir:

$$Z_E(p) = K(p) Z_L(p) \quad \text{donde } p = j\omega. \quad (1)$$

La relación de transferencia  $K(p)$  es un parámetro del sistema dado por el convertidor. Para la caracterización del convertidor se utiliza la representación simbólica que se muestra en la figura 1.

Se han publicado muchos circuitos que representan las características de funcionamiento citadas anteriormente. El circuito mostrado en la figura 2a es particularmente adecuado para la realización de filtros activos [9, 10] requiriendo un amplificador dual operacional, un condensador y 3 resistencias. En el supuesto de utilizar un amplificador operacional ideal, este convertidor tiene la relación de transferencia:

$$K(p) = pT \quad \text{donde } T = R_1 C_1 \quad (2)$$

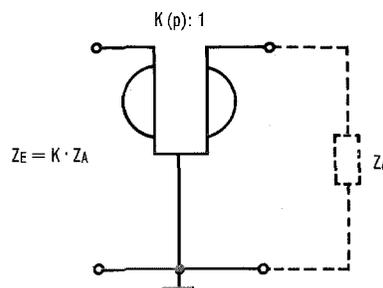


Fig. 1 Símbolo para un convertidor de impedancia.  
 $K$  - relación de transferencia  
 $Z_E$  - impedancia de entrada  
 $Z_A$  - impedancia de carga  
 $p$  -  $j\omega$ .

Si este convertor se termina con la resistencia  $R_2$  (Fig. 2b), de acuerdo con las ecuaciones (1) y (2), se obtiene una impedancia de entrada:

$$Z_E(p) = pL_0 \quad \text{donde } L_0 = R_1R_2C_1 \quad (3a)$$

que corresponde precisamente a la impedancia de una bobina.

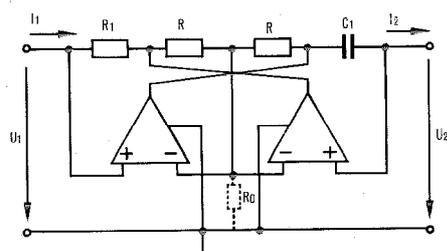
Cuando se carga el convertor inverso, de relación de transferencia  $1/K(p)$ , con el condensador  $C_2$  (Fig. 2c), se obtiene una impedancia de entrada:

$$Z_E(p) = \frac{1}{p^2D_0} \quad \text{donde } D_0 = R_1C_1C_2 \quad (3b)$$

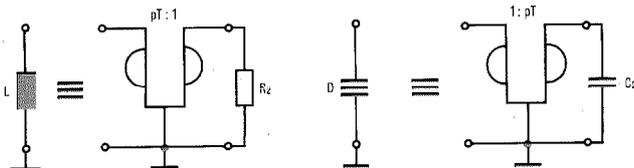
El elemento  $D_0$  se denomina supercondensador y juega un papel importante en el diseño de filtros activos. Una característica de los elementos citados anteriormente merece mención especial: las tensiones de suministro de los amplificadores operacionales requieren que la transferencia del convertor se realice al potencial medio de estas dos tensiones. Con una fuente de alimentación simétrica, el potencial medio es el potencial cero de la fuente, de forma que, como se muestra en la figura 2, solamente pueden realizarse elementos con un lado a masa. Esto básicamente no representa limitación alguna en el diseño de filtros activos.

En la realización práctica del convertor debe siempre tenerse en cuenta que se producirán desviaciones respecto de lo que aquí se considera un comportamiento ideal. La razón de estas desviaciones debe encontrarse sobre todo en los amplificadores operacionales, específicamente en su ganancia finita y dependiente de la frecuencia que, para los amplificadores operacionales compensados en fase tiene la forma:

$$A(p) = \frac{A_0 \omega_0}{p + \omega_0} \quad \text{donde } \omega_0 = 2\pi f_0. \quad (4)$$



(a)



(b)

(c)

Fig. 2 Circuitos convertidores de impedancia;  $T = R_1C_1$

- a) Circuito convertor de impedancia utilizado
- b) Circuito simulador de una bobina conectada a masa  $L_0 = R_1R_2C_1$ .
- c) Circuito para realizar un supercondensador  $D_0 = R_1C_1C_2$ .  
 $T = R_1C_1$ ,  $p = j\omega$ .

$A_0$  es la ganancia en continua y  $f_0 = f_T/A_0$  siendo  $f_T$  la frecuencia de tránsito. Comparado con la influencia de esta ganancia, la influencia de las impedancias de entrada (impedancia de entrada diferencial  $R_D$ , e impedancia de entrada de modo común  $R_C$ ) y de la impedancia de salida  $R_A$  del amplificador operacional sobre el convertor se puede despreciar, mientras las impedancias del circuito  $R, R_1, R_2$  (ver Fig. 2) satisfagan la desigualdad:

$$R_A \ll (R, R_1, R_2) \ll (R_D, R_C).$$

Las ecuaciones de diseño que se dan en lo que sigue tienen esta condición en cuenta.

Un análisis del circuito convertor de la figura 2a en el supuesto de que ambos amplificadores operacionales tengan la misma ganancia, de acuerdo con la ecuación (4), conduce al circuito equivalente de la figura 3a. Además, en un convertor ideal se producen las siguientes magnitudes parásitas:

$$G_p = \frac{2}{A_0 R_1} \left( 1 + \frac{f^2}{A_0 f_0^2} \right)$$

$$C_p = \frac{2}{A_0 \omega_0 R_1}$$

$$C_s = \frac{A_0 C_1}{2} \left( 1 + \frac{f^2}{A_0 f_0^2} \right)^{-1}$$

$$R_s = \frac{2}{A_0 \omega_0 C_1}$$

Del esquema de este convertor, de acuerdo con las figuras 2a y 2b, se obtienen los circuitos equivalentes que se muestran en las figuras 3b y 3c, para la inductancia simulada o el supercondensador:

$$R_v = \frac{2R_1}{A_0} \left( 1 + \frac{f^2}{A_0 f_0^2} \right) \left( 1 - \frac{4\omega^2}{A_0 \omega_0} C_1 R_2 \right)$$

$$L = L_0 \left( 1 + \frac{2}{A_0 \omega_0 C_1 R_2} \right)$$

$$C_v = \frac{2C_1}{A_0} \left( 1 + \frac{f^2}{A_0 f_0^2} \right) \left( 1 - \frac{4\omega^2}{A_0 \omega_0} C_2 R_1 \right)$$

$$D = D_0 \left( 1 + \frac{2}{A_0 \omega_0 C_2 R_1} \right)$$

Esto plantea la cuestión de la especificación conveniente de los elementos no ideales indicados, para minimizar la influencia de los elementos parásitos. El diseño optimizado del convertor se da en [7]. Para los dipolos, es decir, la bobina simulada y el supercondensador, el factor de calidad representa en sí mismo un criterio para el diseño óptimo. El factor de calidad se define como la relación entre la cantidad deseada del elemento en consideración y la cantidad indeseada. El diseño se optimiza si se maximiza el factor de calidad. En detalle esto significa que el factor de calidad de la bobina simulada (Fig. 3b) con la impedancia  $Z_L$  se puede definir por

$$Q_L = \frac{Im Z_L}{Re Z_L}$$

mientras que para el supercondensador (Fig. 3c) con la admitancia  $Y_D$  el resultado es

$$Q_D = \frac{Re Y_D}{Im Y_D}$$

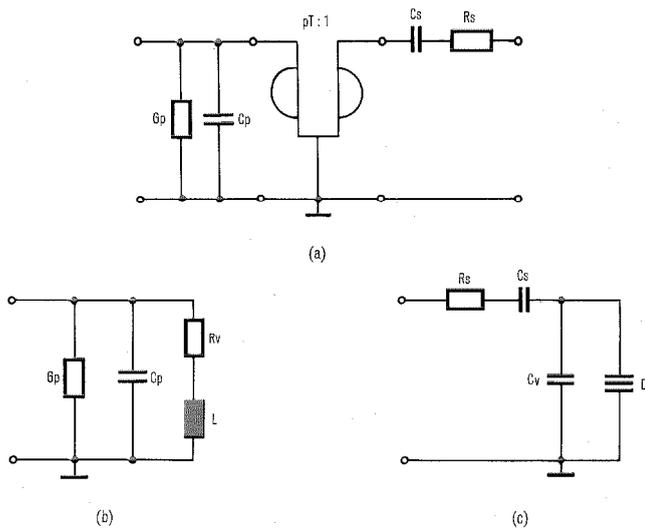


Fig. 3 Circuitos equivalentes para elementos no ideales.

- a) Conversor de impedancia
- b) Bobina simulada
- c) Supercondensador.

Una investigación de estas dos funciones [7] muestra que, a una frecuencia dada  $f_k$ , se puede obtener un factor de calidad máximo si se observan las relaciones entre los elementos del conversor establecidas en la tabla 1.

Tabla 1 - Ecuaciones para diseño óptimo de elementos conversores

Bobina simulada	Supercondensador
$R_1 = \omega_k L \left( 1 + \frac{2}{A_0} \frac{f_k}{f_0} \right)$	$C_1 = \omega_k D \left( 1 + \frac{2}{A_0} \frac{f_k}{f_0} \right)$
$C_1 = \frac{1}{\omega_k R_2} \left( 1 - \frac{4}{A_0} \frac{f_k}{f_0} \right)$	$R_1 = \frac{1}{\omega_k C_2} \left( 1 - \frac{4}{A_0} \frac{f_k}{f_0} \right)$

Para la frecuencia "crítica"  $f_k$  se elegirá un valor adecuado para el cual un factor de calidad alto sea de primera importancia. Este es el caso en el que la sensibilidad del filtro a las tolerancias es máxima y, por lo tanto, las tolerancias de los componentes producen máximas distorsiones de atenuación. Como se ha señalado en [11], esto ocurrirá a aquella frecuencia para la cual la curva de atenuación tiene la pendiente más fuerte y el retardo de grupo tiene un máximo.

Normalmente se trata de una frecuencia que en el caso de filtros paso bajo y paso alto está en la proximidad de la frecuencia de corte y en el caso de filtros paso banda, en la proximidad de la frecuencia de corte que presente la curva de atenuación más escarpada.

Técnicas de diseño

El punto de arranque para el diseño de un filtro RC activo con conversores de impedancia es un circuito en escalera LC, procesado adecuadamente, que tenga la característica de transferencia requerida. La descripción que sigue se res-

tringe a filtros que tengan solamente una banda de paso, lo que cubre los tipos de filtros más corrientemente utilizados, tales como los filtros paso banda, paso bajo y paso alto. El proceso de obtener tal filtro LC puede siempre controlarse, con ayuda de la técnica de diseño por las pérdidas de inserción, de tal manera que las estructuras resultantes consten de dos partes (Fig. 4 a). En una parte, todas las bobinas están puestas a masa, siendo la sección paso alto. En la otra, todos los condensadores están conectados a masa, por lo tanto, forma la sección paso bajo. Las bobinas conectadas a masa de la sección paso alto pueden realizarse directamente mediante el elemento conversor mostrado en la figura 2b. Para la sección paso bajo es aplicable la transformación propuesta por Bruton [12]. Con este método, cada impedancia de la sección paso bajo, incluida la impedancia de terminación adyacente (ver Fig. 4 a) se multiplica por el factor  $1/pT$ , donde  $T > 0$ . Una bobina de inductancia  $L$  se transforma según este proceso en una resistencia  $L/T$ , una resistencia  $R$  en un condensador de capacidad  $C = T/R$  y un condensador de capacidad  $C$  en un supercondensador de valor  $D = CT$ . Para la adaptación de impedancias entre la sección paso alto y la sección paso bajo transformada, se requiere un conversor del tipo indi-

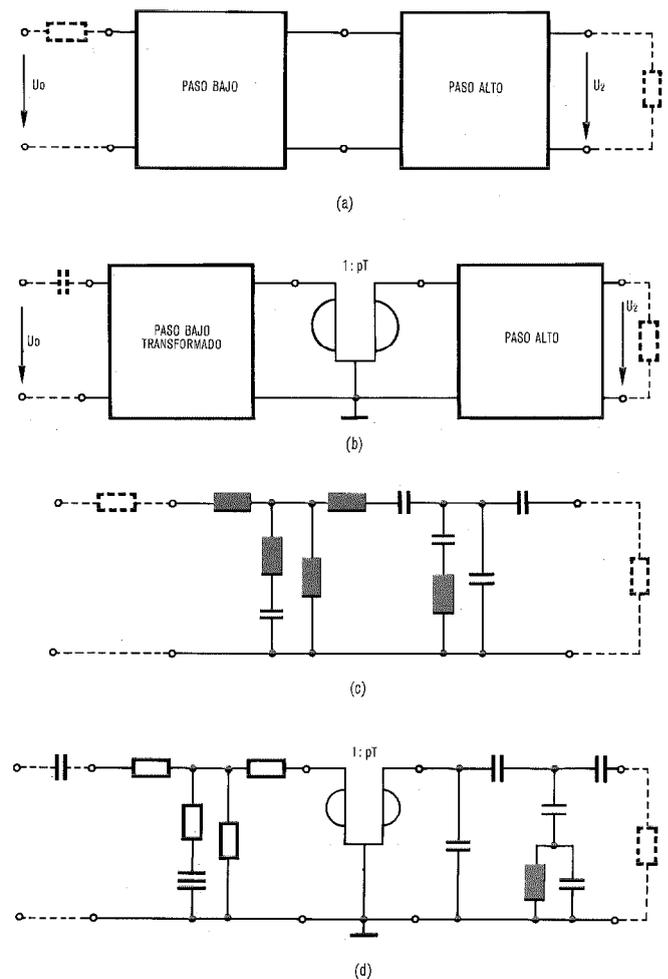


Fig. 4 Realización de filtros RC activos con una banda de paso.

- a) Estructura básica LC
- b) Estructura activa con conversor de impedancia
- c) Ejemplo con elementos pasivos
- d) Realización activa de c) con elementos conversores.

cado en la figura 4b. Puede probarse fácilmente que las dos estructuras (Fig. 4a y 4b) tienen la misma función de transferencia de tensión:

$$H(p) = U_2/U_0 \quad (5)$$

La figura 4c muestra un filtro paso banda como ejemplo de la técnica descrita y la figura 4d la estructura preferida para la realización mediante convertidores de impedancia.

Con tipos de filtro particulares esta técnica todavía puede simplificarse. Por ejemplo, los filtros paso alto y los paso banda que tengan un solo polo de pérdidas en la banda superior de atenuación (para  $\omega = \infty$ ), se pueden diseñar de tal manera que solo existan bobinas conectadas a masa, es decir, se omite la sección paso bajo. Los filtros paso bajo así como los paso banda que tengan solamente un polo de pérdidas en la banda de atenuación inferior, para  $\omega = 0$ , pueden siempre diseñarse de forma que sólo existan condensadores conectados a masa, es decir, se omite la sección paso alto. En este caso, es conveniente someter a la transformación de Bruton no solamente el filtro sino también las impedancias de terminación (si se tienen), de forma que se omite el convertidor mostrado en la figura 4b.

Todas las consideraciones hechas hasta ahora sobre el diseño de filtros activos se refieren al uso del convertidor ideal. En la práctica, hay siempre que tener en cuenta que el convertidor no es ideal. Para evitar distorsiones de la característica de transmisión del filtro activo en todo lo posible, es adecuado diseñar la infraestructura de la red LC de tal manera que junto con los elementos a simular por los convertidores se compensen los elementos parásitos. En la referencia [7] se hacen las consideraciones adecuadas.

### Diseño, construcción y medida de los filtros activos para un equipo de traslación de canal

Se han diseñado y construido el filtro paso bajo de canal de conversación y el filtro paso banda de canal para el canal 20kHz-24kHz del equipo de traslación de canal (ver Fig. 8). Uno de los objetivos del diseño fue realizar los filtros de la vía de transmisión y de la de recepción de tal manera que en la banda de paso (paso bajo + paso banda), verifique el esquema de tolerancia de 1/10 del CCITT, y en todo el canal (transmisión + recepción) el esquema de tolerancia de 1/5 del CCITT. Las especificaciones de la banda eliminada de los filtros se han elegido de manera que los mismos filtros se pueden utilizar en los circuitos de transmisión y de recepción.

#### Filtro paso bajo del canal de conversación

En el diseño de este filtro se supusieron los requisitos dados en la figura 5c para la banda eliminada. En la banda de paso entre 0,3kHz y 3,4kHz, se aceptó un rizado de 0,2 dB para la realización de los cálculos. En el margen de frecuencias por debajo de 0,3 kHz no existen requisitos de atenuación. Para la realización del filtro activo resultó conveniente [7] realizar la atenuación especificada mediante un filtro paso banda con un polo en  $\omega = 0$ .

Puede demostrarse fácilmente que los requisitos especificados se pueden verificar con la estructura LC de la figura 5a. De acuerdo con la técnica de diseño descrita, el fil-

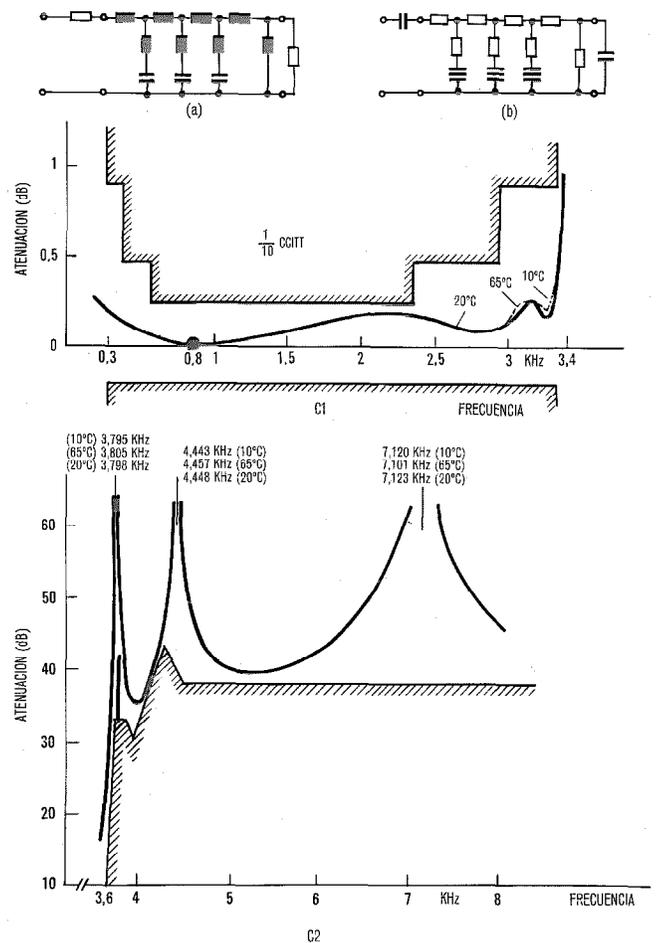


Fig. 5 Filtro paso bajo de canal de conversación.

- Estructura LC básica
- Circuito activo conveniente
- Respuesta medida del filtro en la banda de paso (c<sub>1</sub>) y en la banda de atenuación (c<sub>2</sub>). Las frecuencias de pérdidas especificadas muestran el pequeño efecto de temperatura.

tro activo tiene entonces la forma que se muestra en la figura 5b. Los supercondensadores se diseñaron siguiendo las reglas de diseño dadas en la tabla 1, habiéndose determinado como frecuencia crítica  $f_k = 3,4$  kHz. Para la realización del filtro, las capacitancias se configuraron con condensadores normalizados lo más próximos posible a los valores calculados. Puesto que se consideró la realización de este filtro en tecnología híbrida de película delgada, se realizaron varios análisis de tolerancia para asegurar que se puede realizar el ajuste del filtro mediante el simple incremento de algunos valores de resistencia.

En el Centro de Investigación de Standard Elektrik Lorenz, compañía alemana de ITT, se realizó una versión del filtro en película delgada. Una película delgada de nitruro de tántalo fue reactivamente depositada por vaporización al vacío sobre un sustrato cerámico. Las resistencias necesarias se realizaron con esta película. El circuito de conductores se realizó mediante depósito de vapor de níquel. A continuación se ajustaron las resistencias a los valores calculados, con una precisión del 0,5%, por anodización. Sobre este elemento, se montaron mediante soldadura por refusión condensadores de pastilla cerámica (ceramic chip)

## Filtros RC activos

del tipo NPO, así como amplificadores operacionales del tipo 1458, encapsulados según una técnica especial desarrollada por SEL [13].

La figura 6 muestra el filtro híbrido realizado en película delgada. En la parte inferior de la figura se puede ver el circuito sin encapsular. En el centro del circuito están claramente visibles las tres pastillas de los amplificadores operacionales duales encapsuladas en vidrio opaco. En la parte superior de la figura se ve el filtro encapsulado. Para la encapsulación se empleó un método de sinterizado o aglutinamiento rotacional que utiliza un polvo con una base de resina epoxy. El volumen del filtro es de  $38 \times 24 \times 3$  mm.

En la figura 5c se muestran las curvas de atenuación medidas en el filtro, con los valores de atenuación referidos a la atenuación a 800 kHz. La alineación funcional del circuito no fue necesaria. Como puede verse en las figuras, los requisitos de atenuación en el margen de temperatura entre  $10^\circ\text{C}$  y  $65^\circ\text{C}$  se verificaron totalmente. La temperatura tiene solamente una influencia despreciable sobre la curva de atenuación, como puede claramente apreciarse por el pequeño desplazamiento de las frecuencias de pérdidas, lo que significa una baja sensibilidad de tolerancia del filtro, y muestra también que el acoplamiento de los coeficientes de temperatura de las resistencias de película delgada y de los condensadores de pastilla se realizó con éxito.

A la tensión de suministro de los amplificadores operacionales de  $\pm 5\text{V}$ , se determinaron las características de funcionamiento indicadas en la tabla 2. Merece la pena también mencionar que el nivel de ruido es 19 dB menor que el de un filtro convencional [7]. Esto se debe al excelente funcionamiento respecto al ruido de las resistencias de película delgada ya que se utilizaron los mismos tipos de amplificadores operacionales en ambas realizaciones.

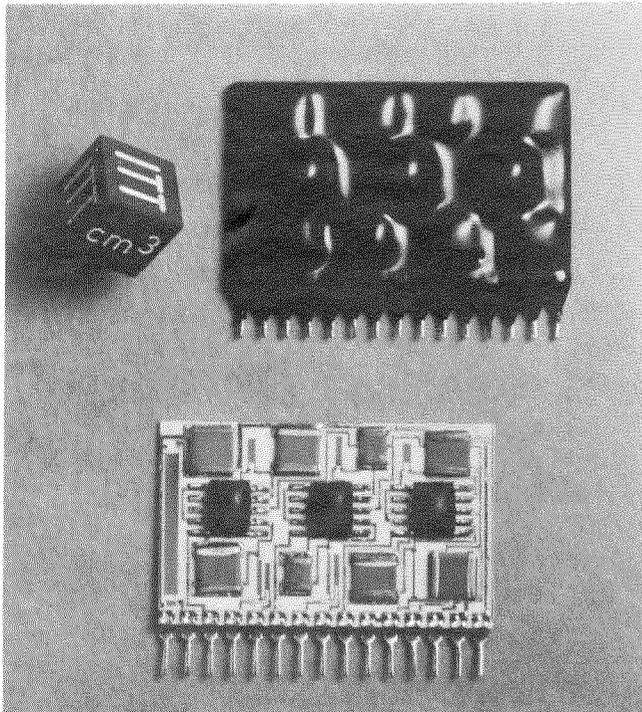


Fig. 6 Fotografía de una realización híbrida en película delgada del filtro paso bajo de un canal de conversión.

Tabla 2 - Datos característicos medidos en el filtro híbrido de película delgada

Consumo de potencia	40mW
Punto de sobrecarga	0,6 V
Distorsión de armónicos	> 80 dB
Ruido	- 94 dBmp
Margen dinámico	86 dB

## Filtro paso banda de canal

Para el estudio matemático del diseño del filtro se partió de los requisitos de atenuación mostrados en la figura 7b. En la banda de atenuación superior solamente se establecieron los requisitos para el filtro paso banda que no podían realizarse con el filtro paso bajo, es decir, la atenuación de los productos de modulación durante la traslación de la banda de conversación con la frecuencia portadora doble. De acuerdo con esto, el filtro paso banda debe alcanzar una atenuación de 31 dB a 36,6 kHz. En la banda de paso de 20,3 kHz a 23,4 kHz se aceptó un rizado de 0,2 dB para el cálculo. La figura 7a muestra el circuito LC que se puede diseñar para que verifique estos requisitos específicos. En la banda de atenuación superior, el circuito tiene solamente un polo para  $\omega = \infty$ , que es suficiente para satisfacer el requisito de atenuación a 36,6 kHz. El resultado es

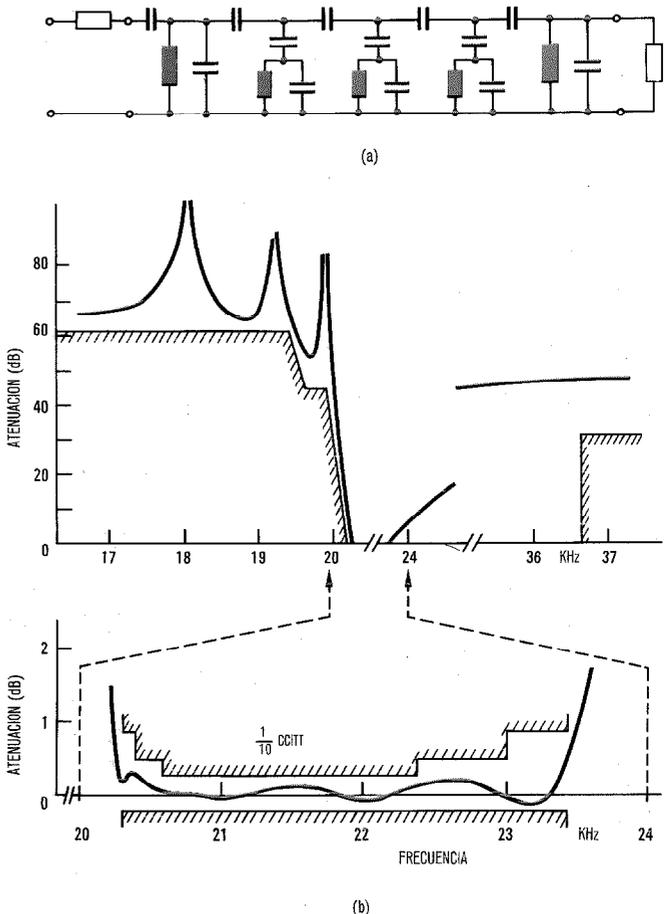


Fig. 7 Filtro paso banda de canal.

- Estructura LC básica con bobinas conectadas a masa que puede realizarse de acuerdo con la figura 2b).
- Respuesta del filtro en las bandas de atenuación y de paso.

la realización de un circuito formado exclusivamente por bobinas conectadas a masa en la forma indicada.

Las bobinas a simular pueden diseñarse de acuerdo con los datos dados en la tabla 1, suponiendo  $f_k = 20,3 \text{ kHz}$  como frecuencia crítica. El filtro se construyó de forma convencional con resistencias de película de carbón y condensadores de mica del 1% de tolerancia. Se utilizó como amplificador operacional el tipo 1458. Una primera medida, después del ajuste de los polos, mostró que no se verificaban las especificaciones en la banda de paso. La razón de este defecto resultó ser el efecto parásito producido por los amplificadores operacionales no ideales. Como puede verse en el circuito equivalente del inductor simulado (Fig. 3b), el condensador parásito  $C_p$  puede incorporarse en el condensador colocado en paralelo con cada bobina (Fig. 7a), lo que se ha tenido en consideración en el diseño del filtro. En la primera medida no se consideraron las resistencias parásitas  $G_p$  y  $R_v$  en el inductor simulado, lo que puede compensarse según el método descrito en [7], insertando una resistencia óhmica  $R_0$  de valor adecuado, como se ha indicado en la figura 2a, entre las entradas inversoras comunes de los amplificadores operacionales y masa. El incremento resultante en el factor de calidad de la bobina simulada es suficiente para verificar los requisitos de atenuación de la banda de paso sin afectar a los polos previamente alineados. En la figura 7b se muestran los resultados obtenidos.

Mediante este método es posible ajustar inicialmente los polos de forma que los requisitos de la banda de atenuación del filtro se verifiquen normalmente. En un segundo paso se pueden cumplir los requisitos de la banda de paso, si es necesario, con la ayuda de las resistencias de compensación.

En la tabla 3 se muestran algunos datos característicos del filtro obtenidos por medida. Los amplificadores operacionales se alimentaron durante la medida con una tensión de suministro de +5V y de -5V.

La versión híbrida en película delgada de este filtro tiene un volumen de  $50,3 \times 24,5 \times 3 \text{ mm}$ .

Tabla 3 - Datos característicos del filtro paso banda de canal obtenidos por medida

Consumo de potencia	145 mW
Punto de sobrecarga	0,8 V
Distorsión de armónicos	> 80 dB
Ruido	-100 dBmp
Margen dinámico	90 dB

### Equipo de traslación de canal utilizando filtros activos

#### Diseño

El canal de conversación que ocupa la banda de 20 a 24 kHz se ha ajustado con los filtros descritos en las secciones anteriores, no incluyendo en este estudio el canal de señalización. La figura 8 muestra el diagrama de bloques simplificado de los circuitos de transmisión y recepción del canal, así como un diagrama de niveles posibles. Este diagrama toma en consideración los requisitos existentes en los interfaces externos, tales como los niveles máximos en

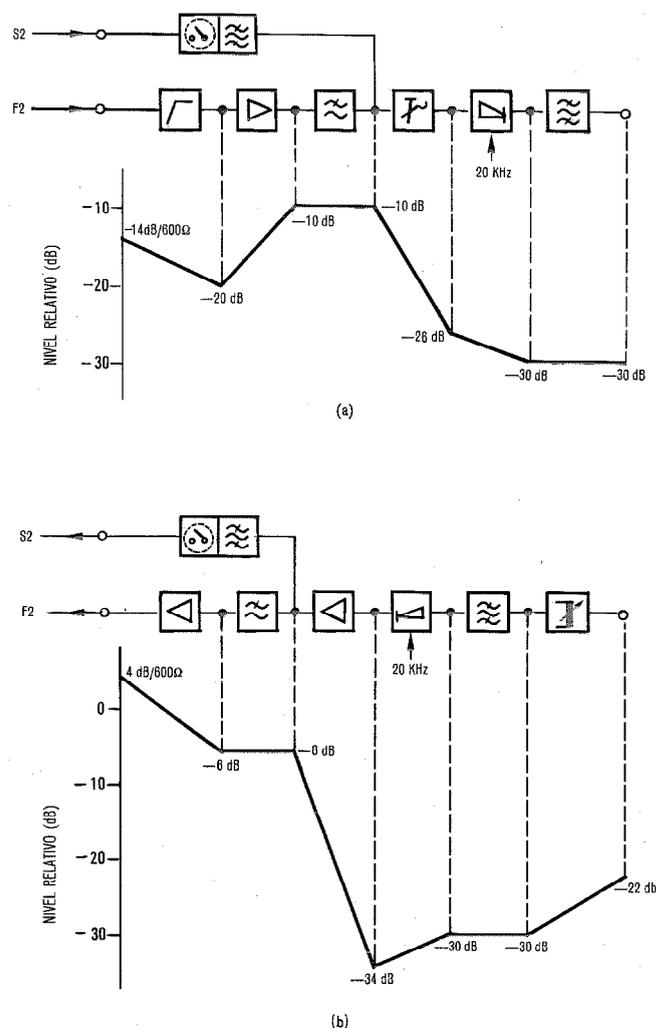


Fig. 8 Diagrama de bloques de una traslación de canal con filtros activos y diagrama de niveles.  
 a) Circuito de transmisión  
 b) Circuito de recepción  
 F2 - conversación S2 - señalización

los moduladores. Más aún, se supone que la relación señal-ruido de los filtros es mejor que 75 dB. Para la modulación se ha utilizado el módulo 1496 que representa un modulador equilibrado activo.

El modulador y los filtros se alimentaron con tensiones de +12V y -12V CC. Se eligió la amplitud de la portadora suficientemente grande para asegurar una manipulación en onda cuadrada de la tensión de la señal y mantener también los efectos de las variaciones de la amplitud de portadora sobre la señal modulada en un valor despreciable.

#### Resultados medidos

La figura 9 muestra la curva de atenuación global medida para el conjunto de los circuitos de transmisión y recepción (bucle de canal) que verifica el diagrama del CCITT de 1/5 de tolerancia. La potencia de ruido se mide en el bucle de canal, a una frecuencia central de 1,7 kHz ponderada sofométricamente.

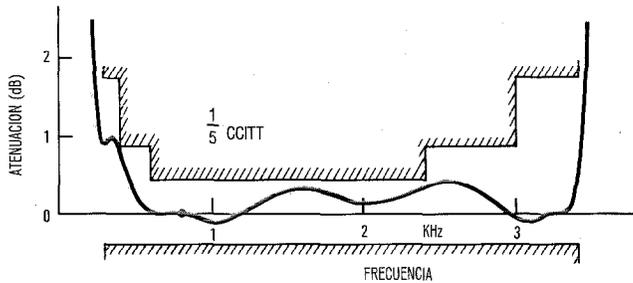


Fig. 9 Bucle de canal, atenuación global.

**Conclusiones**

Los filtros activos RC de que trata este informe verifican todos los requisitos. Mientras que el filtro paso bajo del canal de conversación, realizado en tecnología híbrida de película delgada, tiene unas características eléctricas excelentes, el filtro paso banda de canal activo, construido según la tecnología convencional tiene unas características considerablemente inferiores. La razón de esto se encuentra fundamentalmente en la relativa baja calidad de los amplificadores operacionales baratos del tipo 1458 utilizados, cuyas ganancias habían caído a menos de 100 en la banda de paso del filtro paso banda del canal. Cuando se utiliza un amplificador operacional con mejor característica de ganancia se puede mejorar considerablemente también el comportamiento del paso banda del canal. Se trata, desde luego, de una cuestión de costes. Un análisis inicial de costes ha mostrado que los filtros activos en el diseño convencional utilizando los componentes descritos son comparables en sus costes con los filtros LC correspondientes. Para una realización híbrida en película delgada de estos filtros los costes serían ligeramente superiores en el momento actual.

Desde el punto de vista de la fiabilidad, los filtros activos son todavía inferiores a las versiones pasivas en estos momentos, ya que los amplificadores operacionales tiene un ritmo de fallos relativamente alto comparado con los elementos pasivos. Menos crítica es la estabilidad a largo plazo de los filtros activos. Puesto que las bobinas simuladas o los supercondensadores se determinan, en la primera aproximación, por los elementos pasivos utilizados, son éstos los componentes principales en la determinación de la estabilidad del filtro a largo plazo.

Los filtros activos diseñados según el sistema mencionado se han venido utilizando con éxito durante un cierto tiempo en SEL. Un sistema de transmisión de datos para una red télex (ED1000) contiene un filtro de este tipo que está en producción desde 1975. El "Receptor Digital de Teclado" (Digital push button receiver) de SEL [14] utiliza tres de tales filtros activos que están en fabricación desde

1976. Ultimamente, se fabrica un filtro de piloto con una frecuencia central de 3 kHz y una anchura de banda de 70 Hz a 3 dB para el sistema de portadoras Z12.

**Referencias**

- [1] W. Haas: La tecnología del equipo de canales con filtros electromecánicos; Comunicaciones Eléctricas, 1973, volumen 48, n° 1 y 2, págs. 17-21.
- [2] W. Haas: Möglichkeiten des Ersatzes von Induktivitäten und LC-Schwingkreisen in zukünftigen Systemen der Multiplextechnik; Frequenz, septiembre 1965, volumen 19, n° 9, págs. 297-307.
- [3] K. Yakuwa, S. Okuda y M. Yanagi: Development of New Channel Bandpass Filters; Proceeding of the International Symposium on Circuits and System, San Francisco 22-25 abril 1974. Nueva York, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1974, págs. 100-105.
- [4] H. Kurosawa, A. Iwata e I. Miyata: Hybrid-Integrated RC Active Channel Filter; Review of the Electrical Communication Laboratories, mayo-junio 1975, volumen 23, n° 5-6, págs. 411-428.
- [5] J. Valihora, J. T. Lim y L. T. Bruton: The Feasibility of Active Filtering in Frequency Division Multiplex Systems; Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems, San Francisco, 22-25 abril 1974, Nueva York, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1974, págs. 121-125.
- [6] A. Antoniou y K. S. Naidu: A Compensation Technique for a Gyrator and its Use in the Design of a Channel Bank Filter; Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Circuits and Systems, abril 1975, volumen CAS-22, n° 4, págs. 316-323.
- [7] R. Thimm: Entwurf aktiver RC-Filter mit nichtidealen Impedanzkonvertern; Archiv für Elektrotechnik, noviembre 1976, volumen 58, n° 5, págs. 245-258.
- [8] A. Antoniou: Realization of Gyrators Using Operational Amplifiers and their Use in RC-Active Network Synthesis; Institution of Electrical Engineers Proceedings, noviembre 1969, volumen 116, n° 11, págs. 1838-1850.
- [9] R. Thimm: Realization of Active Bandpass Filters Using Nonideal Impedance Converters; Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems, Munich, 27-29 abril 1976, Nueva York, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1976, págs. 73-77.
- [10] H. Kampfenkel: Eigenschaften von aktiv realisierten Induktivitäten und Überkapazitäten und der Ausgleich von Frequenzgangfehlern; Frequenz, agosto 1976, volumen 30, n° 8, págs. 220-228.
- [11] M. L. Blostein: Sensitivity Analysis of Parasitic Effects in Resistance-Terminated LC-Two-Ports; Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Circuit Theory, marzo 1967, volumen CT-14, n° 1, págs. 21-25.
- [12] L. T. Bruton: Network Transfer Functions Using the Concept of Frequency-Dependent Negative Resistance; Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Circuit Theory, Agosto 1969, volumen CT-16, n° 3, págs. 406-408.
- [13] H. Reiner: Eine neue Methode zur Verkapselung von Halbleiter-Bauelementen; Proceedings of the 7th International Congress on Microelectronics, Munich, 1976, págs. 175-176.
- [14] W. D. Ohl y G. A. W. Rahmig: Un receptor para señalización por botonera utilizando detección de frecuencia digital; Comunicaciones Eléctricas, 1976, volumen 51, n° 3, págs. 192-195.

Rainer Thimm nació en 1939. Estudió ingeniería eléctrica en la Universidad de Stuttgart y se graduó en 1967 como Ingeniero Diplomado. Desde 1967 hasta 1974 fue profesor adjunto en la Universidad de Stuttgart donde obtuvo el grado de Dr. Ingeniero en 1972. En 1974 se incorporó a SEL donde actualmente es director de proyecto encargado del desarrollo de filtros para sistemas de portadoras.

# Representación de las imágenes de radar en pantallas de TV en color

La representación de las imágenes de radar en pantallas de TV requiere el almacenamiento de las mismas y una transformación de coordenadas (convertidor de exploración).

Hasta ahora, se han utilizado convertidores de exploración analógicos consistentes en un tubo de rayos catódicos con rejilla de almacenamiento. Pero debido al impetuoso desarrollo de las memorias MOS, pueden ahora diseñarse convertidores de exploración digitales que adicionalmente hacen posible la presentación de imágenes de radar en monitores de TV en color.

G. SCHMIDT

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, República Federal de Alemania

## Introducción

Los ecos de un radar de impulsos, de exploración circular se representan, ordinariamente, en tubos de rayos catódicos. Los tubos están recubiertos con fósforos de larga persistencia, de manera que las señales permanecen visibles durante, por lo menos, un giro de antena (con duración desde algunos segundos hasta minutos). El brillo de estos fósforos, especialmente el brillo de su imagen persistente, es tan bajo que las imágenes tienen que evaluarse en habitaciones completamente oscuras. Por consiguiente, el personal que evalúa estas imágenes está expuesto a una cierta tensión, además de la dificultad que entraña su función real de controlador. Una solución para este problema es la representación de las señales de radar en pantallas de TV. La presentación en TV tiene una frecuencia de repetición de, por ejemplo, 50Hz, lo que resulta en una ausencia de parpadeo, imágenes claras que pueden ser evaluadas en habitaciones normalmente iluminadas. Para presentar las señales de radar en pantallas de TV, es necesario almacenar estas señales, ya que los ecos de radar que se reciben en la antena como resultado de los impulsos de emisión, forman un barrido cuya representación es una línea recta desde el centro de la pantalla hasta el borde (Fig. 1). Durante el giro de la antena, se generan nuevos barridos, que se componen con la imagen de radar en forma de abanico. Por otra parte, se forma una señal de TV mediante la exploración de TV (deflexión de línea horizontal y deflexión vertical). Es decir, una imagen de radar tiene la estructura de un sistema de coordenadas polares ( $\rho/\theta$ ), y una imagen de TV tiene la estructura de un sistema en coordenadas cartesianas ( $X/Y$ ). Esta diferencia implica la utilización de una memoria de imagen y de una lógica para la transformación de coordenadas para que las señales de radar puedan representarse en pantallas de TV. Esta memoria, juntamente con la lógica mencionada, reciben el nombre de convertidor de exploración.

Hasta la fecha, los convertidores de exploración se han realizado en técnica analógica. Un convertidor de exploración analógico consta de un tubo de rayos catódicos con una rejilla de almacenamiento. Los ecos recibidos por el radar modulan la intensidad de un haz de electrones que, al mismo tiempo, es desviado radialmente por el sistema de deflexión del tubo de rayos catódicos desde el centro de la pantalla hasta el borde. La dirección de la deflexión corresponde al ángulo acimutal de la antena de radar. En consecuencia, se genera y almacena una imagen de carga en la rejilla de almacenamiento del tubo de rayos catódicos,

## Tabla de abreviaturas

D/A	- digital/analógico
MOS	- metal - óxido - semiconductor
MTI	- indicación de objetivo móvil
NMOS	- MOS de canal $n$
PPI	- indicador de posición en el plano
RAM	- memoria de acceso aleatorio

dando una copia real de los ecos del radar. La imagen de carga almacenada se explora mediante un haz de electrones que es conducido sobre la rejilla de almacenamiento línea por línea (trama de TV) y es modulado por la carga de la rejilla de almacenamiento. La modulación del haz de electrones controla la señal de video de un monitor de TV cuya deflexión está sincronizada con la deflexión del tubo de memoria. Por consiguiente, la imagen de radar queda representada en una pantalla de TV. Los convertidores de exploración analógicos tienen la desventaja de que (condicionados por las limitaciones de la rejilla de almacenamiento) la resolución es baja y la presentación de las escalas grises está limitada. Además, es necesario un elevado coste para la realización técnica y el mantenimiento, y sólo se obtienen cortos periodos de vida.

En los últimos años ha aumentado la densidad de bits de las memorias MOS. Al mismo tiempo, ha disminuido el coste por bitio, de manera que esta clase de memorias cobra cada día mayor interés en aplicaciones como memorias de imagen en convertidores de exploración digital. Los

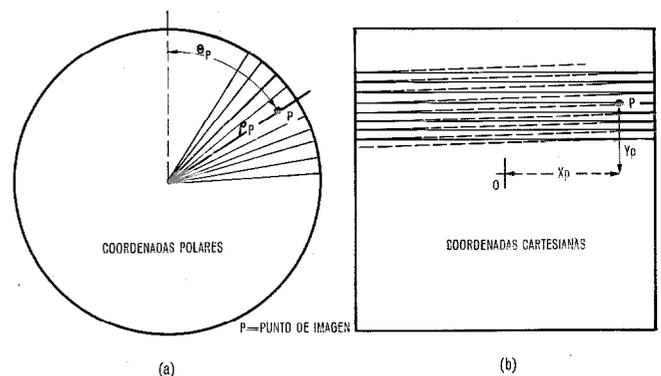


Fig. 1 Principio de las representaciones de radar y de TV

- a) Estructura de la imagen de radar
- b) Estructura de la imagen de TV
- $P$  - punto de imagen
- $X_p, Y_p$  - coordenadas cartesianas
- $\theta_p, \rho_p$  - coordenadas polares

## Imágenes radar

convertidores de exploración digital tienen la ventaja de que puede conseguirse una alta resolución y buena representación de las escalas de grises sin limitación técnica. Además, mediante el uso de monitores de TV en color pueden caracterizarse con colores diferentes diversas categorías de información, tales como ecos de radares primarios y secundarios.

### Idea del sistema

La figura 2 muestra un diagrama de bloques del convertidor de exploración digital. La señal de video analógico del radar primario se digitaliza mediante un convertidor analógico/digital y se almacena en una memoria intermedia. De un ángulo de antena ( $\Delta\theta$ ), se integran varios barridos en la memoria de integración. La salida de la memoria de integración se mezcla con la señal del radar secundario y con la información adicional (tal como las marcas de distancias) para obtener una combinación de bits en el mezclador de video. La combinación de bits se graba en la memoria de imagen. Las direcciones de grabación de la memoria de imagen se obtienen de la rotación de antena (dada la posición real de la antena) en un convertidor de coordenadas. El control de TV genera las direcciones de lectura y lee línea tras línea la memoria de la imagen. La combinación de bits extraída de la memoria de imagen se decodifica y da las señales de video de TV en los colores rojo, verde y azul para el monitor de color de TV. Además, se generan las señales de sincronismo para la sincronización vertical y horizontal. Desde el panel de operador

puede controlarse el brillo de las diferentes categorías de información y la imagen puede ampliarse en la pantalla o puede descentrarse. En el panel de operador se puede seleccionar un marcador de objetivos generando una marcación de alcance variable y un barrido variable. La entrada de la memoria de integración puede conmutarse al MTI (Moving Target Indication = indicación de objetivo móvil). Información adicional visual, explorada por una cámara de TV (por ejemplo, un mapa) puede superponerse a la imagen de radar como una información auxiliar.

### Unidades funcionales

#### Convertidor analógico/digital

Las características más sobresalientes del convertidor analógico/digital son la velocidad de conversión y el número de bits. La velocidad de conversión depende de la resolución de alcance del radar. Si la duración del impulso del radar es  $1 \mu s$ , correspondiente a intervalos de distancia de 150m, al menos dos conversiones deben tener lugar dentro de este período, de manera que se capture cada eco. Por tanto, la frecuencia de conversión debe ser 2 MHz. El número de escalas grises que debe tener la representación, determina el número de bits. Si los objetivos han de representarse por 10 grados de brillo diferentes, el número de bits del convertidor debe ser al menos 4.

#### Memoria tampón

Las señales digitalizadas de los elementos próximos siguen unas a otras en tiempo real a la salida del convertidor

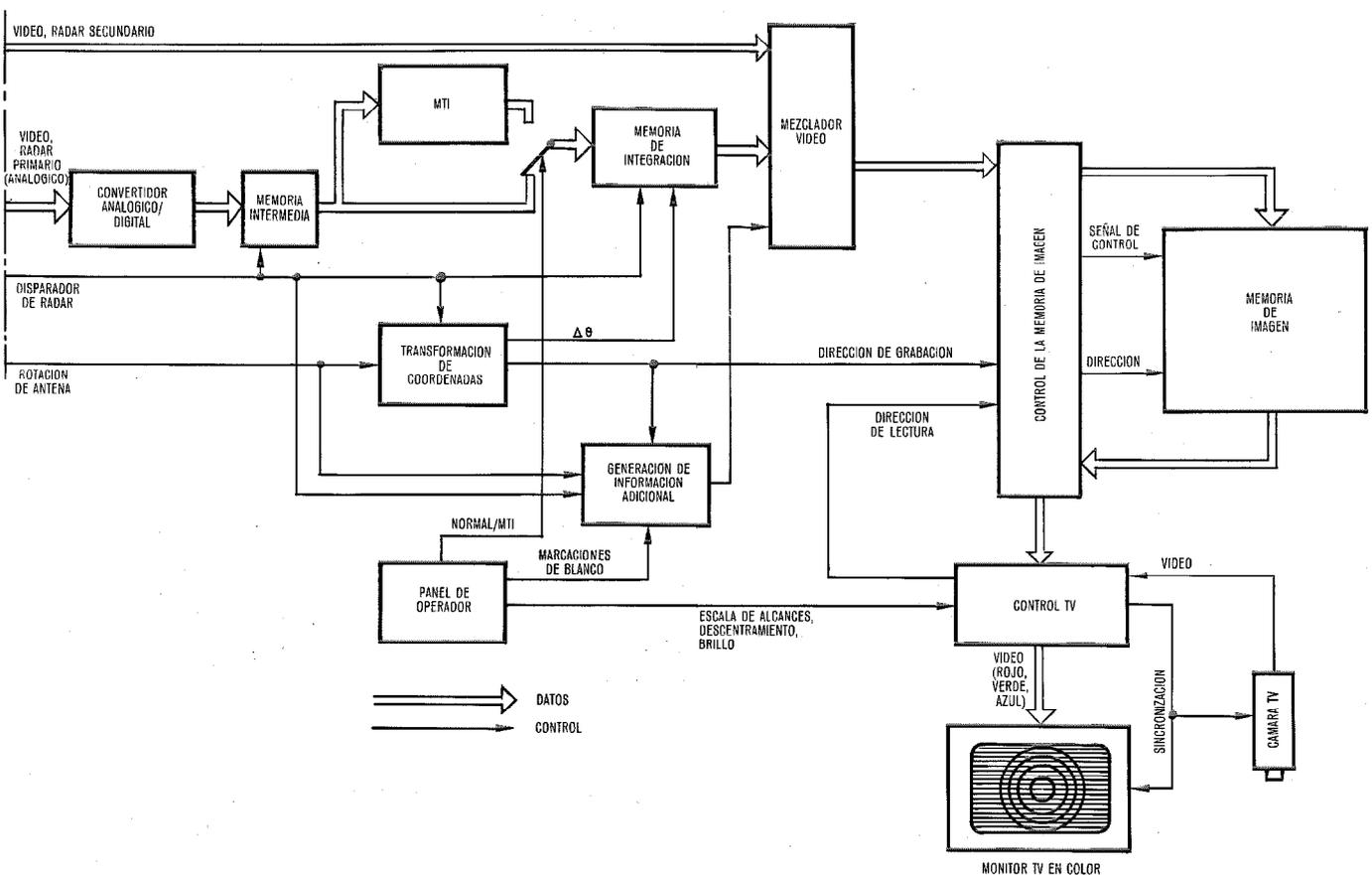


Fig. 2 Diagramas de bloques del convertidor de exploración digital.

MTI - indicación de objetivo móvil  $\Delta\theta$  - pequeña rotación de antena que da el ángulo en el que se integran los ecos de radar.

analógico/digital, es decir, la velocidad siguiente es la misma que la de la entrada del receptor del radar. En radares de alta resolución la velocidad es alta y el tiempo disponible para procesar un elemento de distancia es corto. Usando una memoria intermedia se puede efectuar una transformación temporal de modo que el tiempo muerto del radar se puede usar para procesar los elementos de distancia. La memoria intermedia consta de dos memorias: durante cada barrido se escribe en tiempo real en una mientras que la otra es leída con un reloj más lento. Esto se realiza en un continuo intercambio.

Memoria de integración

Generalmente, un blanco recibe el impacto de muchos impulsos de emisión. El número de impactos ( $z$ ) depende de la anchura del diagrama de antena ( $\Delta\theta$ ), de la velocidad de rotación ( $u$ ) de la antena y del régimen ( $f$ ) de repetición de los impulsos.

$$z = f \frac{\Delta\theta}{u}$$

Si  $f = 2$  kHz,  $\Delta\theta = 0,5^\circ$ ,  $u = 5$  rotaciones/minuto, entonces  $z = 33$ . No es necesario registrar cada impacto, pero se obtiene una mejora en la relación señal a ruido si se integran los ecos sobre el acimut. Generalmente, los ecos se integran sobre la mitad de la anchura del diagrama de antena, con objeto de no deteriorar la resolución del acimut. En una representación PPI normal, la integración se realiza parcialmente por el fósforo de la pantalla. En el caso presente de un convertidor de exploración digital, la integración se efectúa antes de la presentación y antes de la memoria de imagen ya que de esta manera se reduce esencialmente el número de ciclos de grabación. Utilizando los valores antes mencionados, cada 0,5 ms se graba un barrido en la memoria sin integración y cada 17 ms con integración. La memoria de integración contiene una célula de almacenamiento por cada elemento de distancia. Si el radar recibe un nuevo barrido, los elementos de distancia pasan, uno tras otro, por el convertidor analógico/digital. Al mismo ritmo, las células de la memoria de integración se leen y suman a los nuevos valores. La suma se devuelve a la célula correspondiente al elemento de distancia. Si la antena ha completado un ángulo  $\Delta\theta$ , las sumas almacenadas en las células se leen y dividen por el número de disparos de radar registrados durante este tiempo. El resultado se transfiere a la memoria de imagen. La división por el número de disparos de radar hace que los valores resultantes sean independientes de la frecuencia de repetición de los impulsos y de la velocidad de rotación de la antena.

Mezclador de video

La señal de video del radar primario se digitaliza mediante  $N$  bits. Si  $N = 4$ , resultan 16 combinaciones de bits. Para el radar primario son suficientes 10 niveles de brillo. De manera que quedan 6 combinaciones de bits para la representación del radar secundario y de la información adicional. El mezclador de video es un convertidor de código que comprime los 16 niveles del radar primario a 10 niveles y adiciona una combinación de bits para el radar secundario, las marcas de distancia y la marca de objetivo, respectivamente.

Memoria de imagen

La memoria de imagen es una memoria NMOS compuesta de chips RAM. Es decir, cada palabra de la memoria es accesible aleatoriamente con independencia de la palabra direccionada previamente. Cada palabra contiene 20 bits. La memoria puede trabajar en los siguientes modos: lectura, grabación y lectura-modificación-grabación. El tiempo de acceso es 100 ns, y el tiempo del ciclo es 300 ns.

La organización de la memoria de imagen puede considerarse semejante a la realización de una pantalla de TV (Fig. 3). Cada línea de TV corresponde a una línea de memoria y cada punto de TV corresponde a una célula de memoria. Una célula de memoria contiene 5 bits (4 bits de información y 1 bitio de control), de esta manera una palabra de 20 bits almacena 4 puntos. Se realizan 256 líneas, cada línea con 512 puntos, es decir, la memoria tiene una capacidad de 655.360 bits ó 32 K palabras de 20 bits. La memoria se lee cuando ha de representarse una línea en la pantalla de TV. Durante el retorno de línea la memoria está en el modo lectura-modificación-grabación. Se dispone de este tiempo para escribir la información de la memoria de integración en la memoria de imagen. Pero no es posible transferir el contenido de la memoria de integración durante un retorno de línea. Por tanto, el proceso de grabación se interrumpe cada vez para la representación (lectura de una línea) y se continúa durante los retornos de línea. Naturalmente, debe igualarse la compensación de tiempo para el proceso de grabación. Durante un valor de  $\Delta\theta$  la suma de todos los tiempos de retorno de línea debe ser igual o mayor que el tiempo necesario para transferir el contenido total de la memoria de integración.

Control de la memoria de imagen

El control de la memoria de imagen genera señales de control que son específicas para la memoria de imagen tales como lectura, grabación, lectura-modificación-grabación, etc. Además, forma la dirección de los puntos de imagen contenidos en una palabra de memoria. Una palabra de memoria contiene 4 puntos de imagen. Para la presentación en la pantalla de TV, las palabras de memoria se leen de forma continua, conteniendo cada palabra 4 puntos de las proximidades de una línea de TV. Esto es el resultado de la organización similar de la memoria de imagen y de la pantalla de TV. Pero al escribir nueva información en la

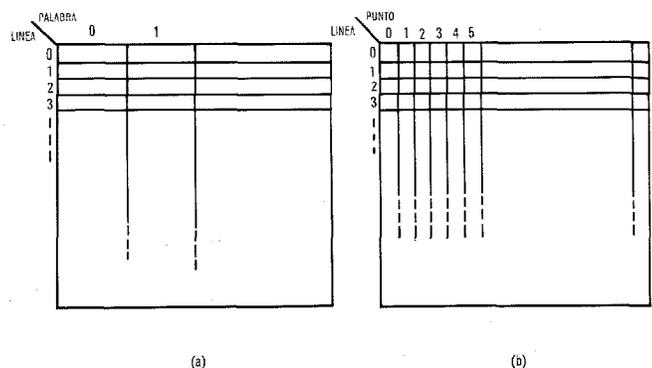


Fig. 3 Organización de la memoria de imagen y de la pantalla de TV. a) Organización de la memoria de imagen b) Organización de la pantalla de TV

## Imágenes radar

memoria de imagen, generalmente se afecta a un solo punto en cada palabra, ya que el barrido del radar no sigue la exploración de las líneas de TV. De esta forma, el control de memoria de imagen lee una palabra, modifica el contenido de un punto y escribe la palabra de nuevo en la memoria de imagen. Además de esto, el control contiene circuitos que adaptan las señales para la memoria de imagen.

### Transformación de coordenadas

Un elemento de distancia de la memoria de integración se define con relación a su posición en la representación por la dirección real  $\theta$  de la antena y por la distancia ( $\rho$ ) del elemento a partir del centro. Para escribir el contenido de los elementos de distancia en la memoria de imagen, organizada en forma de líneas ( $Y$ ) y puntos ( $X$ ), las coordenadas ( $\rho, \theta$ ) han de convertirse en coordenadas ( $X, Y$ ). Las relaciones matemáticas son:

$$\begin{aligned} X &= \rho \cos \theta \\ Y &= \rho \sin \theta. \end{aligned}$$

Estos algoritmos se realizan en la transformación de coordenadas y dan la dirección de líneas y puntos necesarios para la grabación en la memoria de imagen.

### Presentación TV

De manera continua y mediante un reloj de 2,5 MHz se sincroniza un contador de palabras. La operación del contador de palabras, por su parte, sincroniza un contador de líneas. En cada posición de los contadores se lee una palabra de la memoria; la posición de los contadores de línea y palabra dan la dirección de la palabra que se ha de leer en la memoria de imagen. Con una palabra de memoria se leen simultáneamente cuatro puntos de imagen, de manera que el tiempo (400 ns) relativamente lento de la lectura se adapta al tiempo (100 ns) rápido de la presentación. Los cuatro puntos de imagen se almacenan en un registro de desplazamiento que está sincronizado por un reloj de 10 MHz, de manera que la información de un punto de imagen permanece en la salida del registrador durante 100 ns. Los 4 bits de un punto de imagen se decodifican con relación al color y brillo (convertidor  $D/A$ ), resultando los 3 colores rojo, verde y azul para el control del monitor de TV de color. El color de las diferentes clases de información puede seleccionarse mediante un conmutador situado en el panel del operador. Algunas posiciones del contador de palabras y del contador de líneas se decodifican para generar los impulsos de sincronismo horizontales y verticales para el monitor. Un circuito de descentrado añade los valores de descentramiento, seleccionados en el panel del operador, a las posiciones de los contadores de palabra y de línea. Un circuito de extensión multiplica la salida de los contadores por potencias de 2, seleccionadas también en el panel del operador.

### Monitor de TV en color

Puede utilizarse un receptor de TV en color profesional o uno comercial modificado. Es necesario modificar la altura y la anchura de la imagen, de manera que un punto de imagen se represente como un cuadrado.

### Generación de la información adicional

Se generan marcas de distancia equidistantes comparando, de manera continua, el contador de distancia de la memoria de integración con valores fijos, correspondientes a distancias constantes. La salida del comparador está conexcionada al mezclador de video. En el panel del operador puede ajustarse un valor de distancia y un valor de acimut (marcación de objetivo). Por comparación con el contador de distancia y el acimut de la antena, puede generarse una marcación de alcance variable y un barrido variable.

### Indicación de objetivo móvil (MTI)

Si sólo se han de representar objetivos móviles, la entrada de la memoria de integración se conmuta a la salida de la indicación de objetivo móvil. La indicación de objetivo móvil almacena los ecos de radar primario de varios barridos y combina los contenidos de los elementos de distancia correspondientes. En el caso más sencillo, los elementos de distancia de un barrido se almacenan y se restan de los elementos de distancia del barrido siguiente. Si los ecos son reflejados por un objetivo fijo, resultan iguales y su diferencia es cero. La amplitud del eco de objetivos móviles difiere de uno a otro barrido, de acuerdo con el efecto Doppler, y la diferencia es distinta de cero. Cuanto más pequeña es la diferencia que ha de reconocerse, más preciso deberá ser el valor de la entrada digitalizada. Se ha de proveer un bitio para la supresión de un objetivo fijo de 6 dB. El uso de un MTI digital implica el de un convertidor A/D especial a causa del tiempo de apertura.

### Funciones del operador

En el panel del operador se pueden realizar las siguientes funciones:

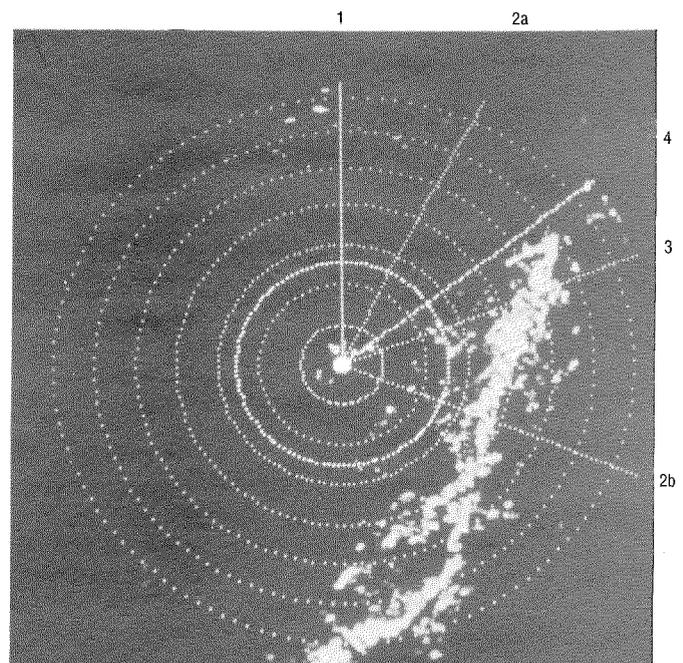


Fig. 4 Fotografía de la pantalla de TV en color.  
1 - marca del norte      2 - a, b - límite del sector  
3 - centro del sector      4 - marcador del objetivo

- selección de escalas de las distancias
- descentramiento o encuadre
- brillo
- marcador de objetivo
- normal/MTI.

Las funciones individuales se han descrito en las secciones precedentes.

### Imagen de la cámara de TV

La señal de video de una cámara de TV puede superponerse a la señal de TV leída en la memoria de imagen. La cámara de TV explora, por ejemplo, un mapa geográfico mostrando el área abarcada por el radar. La imagen de la cámara aparece como una información en segundo plano para la imagen de radar sintética. La cámara se sincroniza con las mismas señales de sincronismo que el monitor.

### Realización

Se ha diseñado un prototipo que ha estado funcionando juntamente con un radar. La figura 4 es una fotografía del monitor de TV en color que muestra los ecos del radar, las marcaciones de alcance y la marcación del objetivo.

### Referencias

- [1] Scan Converter Aimes at the Air Forces Radars and Sensors: Electronics, 5 febrero 1976, volumen 49, n° 3, págs. 29-30.
- [2] R. Theile: Fernsehtechnik, Band 1, Grundlagen; Berlin, Springer-Verlag, 1973.

**Gunter Schmidt** nació en Neunkirchen/Saar, Alemania, en 1934. Estudió ingeniería de comunicaciones en la Universidad Técnica de Karlsruhe graduándose de ingeniero diplomado. En 1961 ingresó en Standard Elektrik Lorenz y comenzó como ingeniero de desarrollo en la Sección de Informática. Después de un periodo de tiempo en los departamentos de Sistemas de Conmutación, se dedicó desde 1967 a la investigación y desarrollo de equipos especiales de radar.

## Nuevas realizaciones

### Puesta en servicio del sistema de satélite nacional en Indonesia.

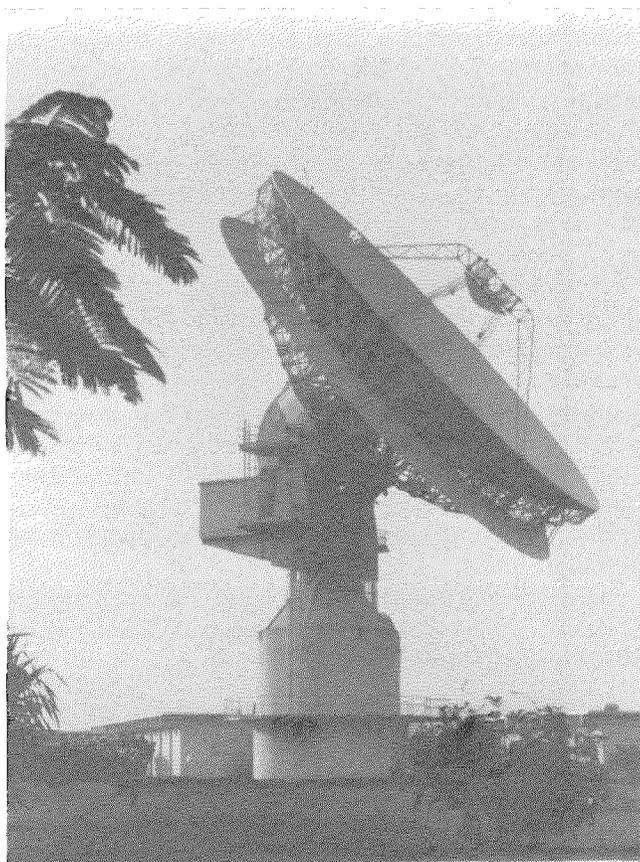
El día 17 de agosto de 1976, la Administración Telefónica de Indonesia, Perumtel, ha puesto satisfactoriamente en servicio el sistema de satélite nacional PALAPA, que interconecta todo el subcontinente indonesio a través de 40 estaciones terrenas.

17 de las estaciones terrenas fueron instaladas y probadas por Federal Electric Company, New Jersey, Estados Unidos.

Bell Telephone Manufacturing Company, ha instalado y probado el equipo de interconexión entre todas las estaciones terrenas y las estaciones centrales.

Debido a la excelente planificación de Perumtel y a la estrecha colaboración entre los 7 suministradores involucrados en el proyecto, la puesta en funcionamiento ha sido un éxito a pesar del pequeño intervalo de tiempo en que se ha realizado la instalación y las pruebas.

Bell Telephone Manufacturing Company



Dos vistas de una estación terrena.

# Sistema radar para la prevención de colisiones en las carreteras

La seguridad en las carreteras podría mejorarse, particularmente en condiciones climatológicas adversas, si los conductores llevaran un sistema que los avisase de las situaciones de accidente potencial. Un nuevo sistema autónomo, de radar anticolidión, avisa al conductor cuando su vehículo ha sobrepasado la distancia de seguridad con respecto al vehículo precedente. El sistema tiene tan baja proporción de falsas indicaciones que el conductor puede confiar plenamente en el sistema.

D. ZUR HEIDEN

H. OEHLLEN

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, República Federal de Alemania

## Introducción

El Ministerio Federal Alemán de Investigación Científica y Tecnología (BMFT) inició hace tres años un programa denominado "Ayudas Electrónicas al Tráfico por Carretera", comenzando el desarrollo de un sistema radar autónomo para la prevención de colisiones en carreteras y autopistas (SRPC). El Ministerio Federal de Transporte apoyó la idea, proponiendo una serie de requisitos mínimos que habrían de cumplir los equipos desarrollados a tal efecto. Con estos antecedentes, SEL, en colaboración con Daimler Benz AG desarrolló el modelo experimental de SRPC, cuya finalidad era demostrar las funciones y la aplicabilidad de tales sistemas. El trabajo de desarrollo fue patrocinado por el BMFT.

## Finalidad del sistema de prevención de colisiones

Una de las razones principales por cuya causa se produce un elevado número de colisiones en las carreteras y autopistas es que, a menudo, el conductor no es capaz de estimar correctamente la distancia de seguridad que debe mantener respecto del vehículo que le precede; sobre todo durante la noche y en condiciones climatológicas adversas (niebla, lluvia, nieve). Cuando el tráfico es muy denso y la visibilidad es pequeña, es difícil para el conductor, especialmente por la noche, distinguir a cierta distancia entre el extremo posterior de un atasco y el flujo normal de vehículos.

Por lo tanto es necesario desarrollar los sensores adecuados para medir los parámetros que permitan calcular la distancia de seguridad entre el vehículo propio y el que le precede. Los sistemas de medida basados en técnicas radar resultan especialmente aconsejables si se pretende su utilización bajo cualesquieras condiciones climatológicas, ya que otras técnicas (infrarrojo, ultrasonidos, etc.) no funcionarían en condiciones climatológicas adversas, precisamente cuando más necesario es ayudar al conductor del automóvil.

Para calcular la distancia de seguridad, han de conocerse los valores de las variables que aparecen en la siguiente ecuación simplificada:

$$a_s = \frac{v_2^2}{2b_2} - \frac{v_1^2}{2b_1} + v_2\tau + s \quad (1)$$

en donde:

$a_s$  - distancia de seguridad  
 $v_1$  - velocidad  
 $b_1$  - deceleración de frenado } del vehículo precedente

$v_2$  - velocidad  
 $b_2$  - deceleración de frenado } del vehículo propio  
 $\tau$  - tiempo de reacción } (equipado con radar)  
 $s$  - margen de distancia.

En el caso más sencillo, la velocidad propia  $v_2$  se determina mediante el velocímetro existente en el automóvil. Los valores  $b_1$  y  $b_2$  no sólo dependen del tipo de vehículo, sino también, y en gran medida, del estado de la carretera; dado que por el momento no existen sensores adecuados para su medida, los valores correspondientes son pre-establecidos por el propio conductor, por ejemplo, en tres grandes categorías:

- carretera "seca"
- carretera "mojada"
- carretera "nevada" o "con hielo".

Una de las funciones del sensor de radar que se describirá detalladamente más adelante es la medida de la magnitud y signo de la velocidad relativa del vehículo precedente (el signo dependerá de si la distancia al vehículo precedente aumenta o disminuye). Es importante que dicha velocidad relativa se mida con la mayor rapidez posible (no más de unos 100 ms), ya que cualquier retraso en la medida hará aumentar el tiempo de reacción.

La distancia de seguridad  $a_s$ , así calculada se compara con la distancia real  $a_m$ , medida con el radar. En cuanto  $a_m$  es igual o inferior a  $a_s$ , se avisa al conductor.

## Elección del sistema

En la elección del sistema hay que tener en cuenta los siguientes requisitos:

- Funcionamiento autónomo del sistema radar, que no requiera la existencia de equipo complementario en los otros vehículos.
- Posibilidad de funcionamiento en las autopistas y carreteras principales y, si fuera posible, también en carreteras secundarias y dentro de las ciudades.
- Buen funcionamiento incluso con tráficos muy densos.
- Funcionamiento bajo cualesquieras condiciones meteorológicas.

Con independencia de estos requisitos de tipo general, Daimler Benz AG ha establecido la especificación técnica de la tabla 1, basada en un estudio detallado del tráfico.

Especialmente importante es la resolución de distancias del radar.

Para que el sistema pueda funcionar con tráficos densos, el radar debe localizar y evaluar simultáneamente varios

Tabla 1 – Especificación para un sistema radar para la prevención de colisiones

Alcance	mínimo 10 m; máximo 130 m resolución: 10 m
Cobertura	precisión: ± 2,5 m horizontal: 2° a 2,5° vertical: 5° a 6°
Velocidad relativa	margen: de -30 km/h a +160 km/h resolución: 10 km/h precisión: ± 2,5 km/h indicador de signo
Tiempo de respuesta del sistema	< 0,1 segundos

blancos dentro de su área de cobertura. Este problema se resuelve normalmente con radares de impulsos que transmiten impulsos de 20 ns a 60 ns para obtener resoluciones de 5 a 10 m.

Desde el punto de vista económico es mejor el radar de onda continua modulado en frecuencia (radar FM-CW), el cual se suele usar como radar para blancos únicos (por ejemplo, altímetros). SEL ha desarrollado un método especial para el tratamiento de las señales, mediante el cual se mejora notablemente la capacidad para detectar varios blancos de forma que, en principio, la resolución de un radar FM-CW no sea inferior a la de un radar de impulsos.

**Funcionamiento del radar FM-CW**

El radar FM-CW utiliza normalmente, para la medida de distancias, la modulación de frecuencia lineal que se puede definir mediante el diagrama frecuencia – tiempo de la figura 1 a.

La señal transmitida se modula en frecuencia con una función  $F(t)$  de periodo  $T_m$ , es decir:  $f(t) = f_0 + F(t)$ . La función  $F(t)$  origina un incremento lineal de la frecuencia  $\Delta F$  (desviación de frecuencia) durante el tiempo de subida  $T_A$ . El parámetro fundamental para la precisión de la medida es la variación de frecuencia durante el tiempo de subida:

$$m = \frac{\Delta F}{T_A} \tag{2}$$

Cuando un blanco situado a una distancia  $R$  refleja la señal transmitida, la curva de frecuencia de la señal reflejada se halla retrasada un tiempo  $\tau_R$ , invertido en la propagación, respecto de la señal transmitida.

En la figura 1 b puede observarse que la frecuencia  $f_{video}$ , dependiente del tiempo, de la señal obtenida del mezclador de recepción es función de la diferencia de frecuencias de las señales transmitida y recibida. La señal video tiene la misma periodicidad que la señal de modulación ( $f_m = \frac{1}{T_m}$ ). Durante la fase de subida de la frecuencia transmitida — exceptuando las regiones de transición — la frecuencia video instantánea contiene la frecuencia  $f_R$ , que es proporcional a la distancia  $R$ .

Dicha frecuencia viene dada por la conocida ecuación:

$$f_R = m \tau_R = \frac{2 \alpha \Delta F f_m}{c} \cdot R \tag{3}$$

en donde

$$\alpha = \frac{T_m}{T_A}$$

Durante la caída de la frecuencia, existe una relación análoga:  $f_R^+ = m^+ \tau_R$ . La frecuencia  $f_R$ , proporcional a la distancia, aparece solo como valor instantáneo de la frecuencia video.

El lector puede encontrar en la referencia [1] un estudio detallado de esta señal, en el que se dan las principales características:

- La señal de video tiene un espectro discreto, correspondiendo la separación entre líneas a la frecuencia de modulación.
- Las líneas espectrales coinciden con los armónicos de  $f_m$  en el caso de un blanco fijo (velocidad relativa cero con respecto al equipo radar).
- La distancia al blanco viene dada por las amplitudes (envolvente) de las líneas espectrales, pero no por su desplazamiento.
- El movimiento del blanco se traduce en un desplazamiento de todo el espectro, de valor igual a la frecuencia Doppler, con respecto al espectro correspondiente al blanco inmóvil.
- El signo de la velocidad viene dado por el sentido del desplazamiento del espectro.

Mediante el esquema de cálculo de [1], se han calculado los siguientes espectros, los cuales concuerdan bastante con los espectros medidos.

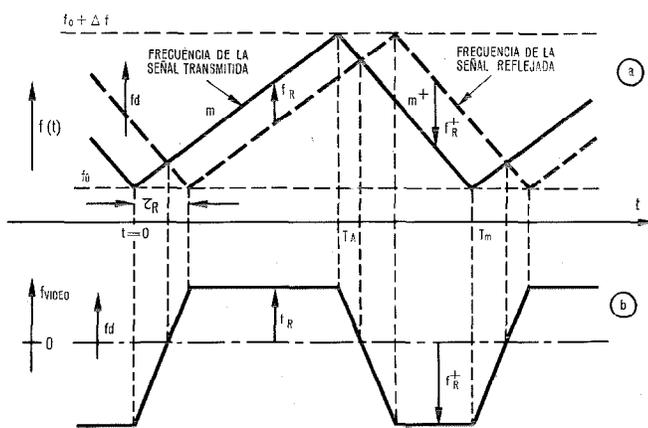


Fig. 1 Diagrama frecuencia-tiempo de: (a) la señal transmitida y la señal reflejada; y (b) la señal de video.

- $f_d$  - frecuencia Doppler
- $f_0$  - frecuencia del oscilador
- $f_R$  - frecuencia proporcional a la distancia durante el intervalo de frecuencias crecientes en la señal transmitida.
- $f_R^+$  - frecuencia proporcional a la distancia durante el intervalo de frecuencias decrecientes en la señal transmitida.
- $m$  - variación de frecuencia durante el intervalo de frecuencias crecientes.
- $m^+$  - variación de frecuencia durante el intervalo de frecuencias decrecientes.
- $T_A$  - intervalo de frecuencias crecientes.
- $T_m$  - periodo de modulación.
- $\tau_R$  - tiempo de propagación.

La figura 2a muestra el espectro de video con una frecuencia de modulación en diente de sierra, para el caso de un blanco fijo situada a 10m de distancia. Para una frecuencia de modulación  $f_m = 20\text{kHz}$ , una variación de frecuencia  $m = 2,4\text{MHz}/\mu\text{s}$  y  $\alpha = 0,7$ , la frecuencia  $f_R$  calculada con la ecuación (3) es  $f_R = 160\text{kHz}$ . En la figura 2a puede apreciarse la aparición de varias líneas espectrales, espaciadas cada  $f_m = 20\text{kHz}$ . Son particularmente notables las líneas espectrales alrededor de la frecuencia  $f_R$ ; en este caso especial en que  $f_R$  es un múltiplo de la frecuencia de modulación, la línea de 160kHz es la de mayor amplitud.

Debido a la modulación en diente de sierra (70% de subida y 30% de bajada), aparece también un segundo espectro, correspondiente a  $f_R^+$ , el cual simula la existencia de un blanco, más alejado.

La figura 2b muestra el espectro correspondiente a un blanco dotado de un cierto movimiento relativo. Debido al efecto Doppler, las líneas del espectro simulado ya no coinciden con el espectro "auténtico", produciéndose en este caso parejas de líneas con una separación igual al doble de la frecuencia Doppler  $f_d$ , y estando las líneas de cada pareja situadas simétricamente con relación a la frecuencia correspondiente al espectro para blanco fijo. Sin embargo, y dado que  $f_R$  y  $f_R^+$  son mutuamente asimétricos, se pueden

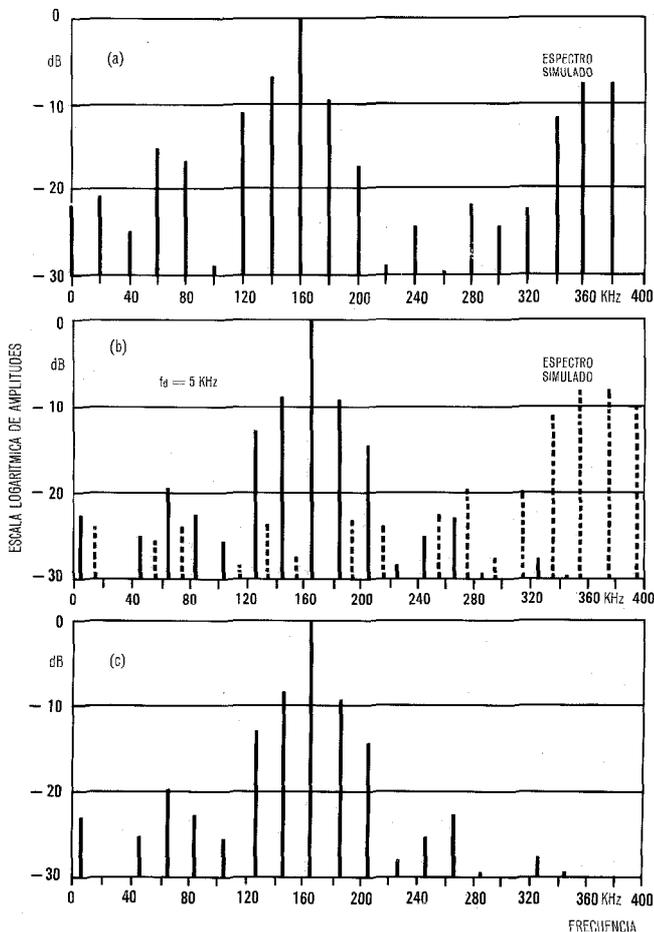


Fig. 2 Espectro de video con modulación de frecuencia en diente de sierra.  
 a) para un blanco fijo a 10m de distancia  
 b) para un blanco móvil incluyendo el espectro secundario.  
 c) para un blanco móvil, habiendo eliminado el espectro secundario.

distinguir las componentes espectrales del espectro "simulado" y del "auténtico".

Se pueden eliminar las interferencias producidas por el espectro simulado, suprimiendo la señal de video durante el tiempo de retorno de la frecuencia de la señal transmitida (intervalo de tiempo entre  $T_A$  y  $T_m$  en la figura 1). El espectro de video resultante se muestra en la figura 2c. La distancia al blanco, su velocidad y signo de ésta se pueden determinar inequívocamente. La energía de la señal se concentra principalmente en una banda de 80kHz de anchura alrededor de la frecuencia  $f_R$ , por lo que teóricamente se obtiene una resolución de 5m en la determinación de la distancia.

Para poner de manifiesto la posibilidad real de distinguir entre dos blancos separados 10m, se muestra el espectro de video correspondiente en la figura 3a. Se pueden distinguir claramente los dos máximos y el intervalo entre ambos. Mediante una ponderación adicional de la señal de video se reducen aún más las bandas laterales en el espectro, tal y como se muestra en la figura 3b [1, 2].

Basándose en estos resultados, SEL ha desarrollado un equipo experimental para un sistema de prevención de colisiones.

Diagrama de bloques

La figura 4 muestra el diagrama de bloques general del sistema de prevención de colisiones de vehículos. Básicamente consta de tres unidades:

- Unidad de antena y de RF.
- Unidad de tratamiento de señal y fuente de alimentación.
- Unidad de presentación visual,

que se corresponden con la construcción modular del equipo real.

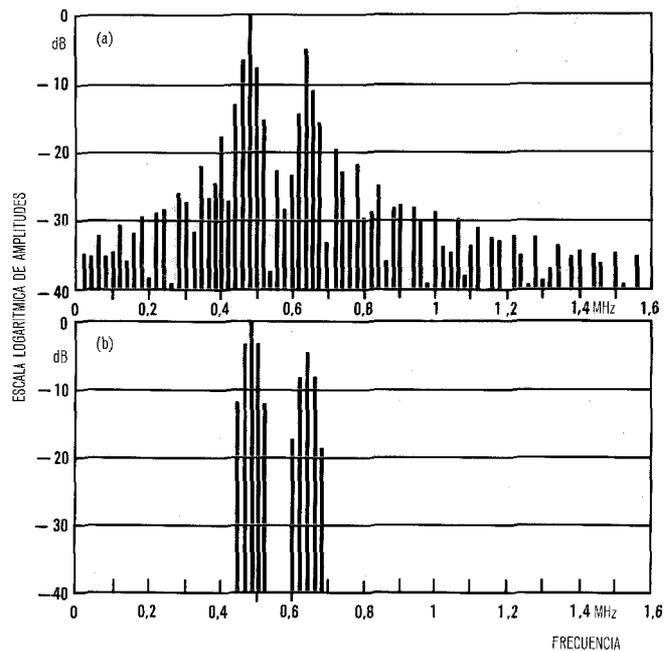


Fig. 3 Espectro de video, con modulación de frecuencia en diente de sierra, para dos blancos fijos, separados 10m.  
 a) habiendo eliminado el espectro simulado  
 b) con ponderación adicional.

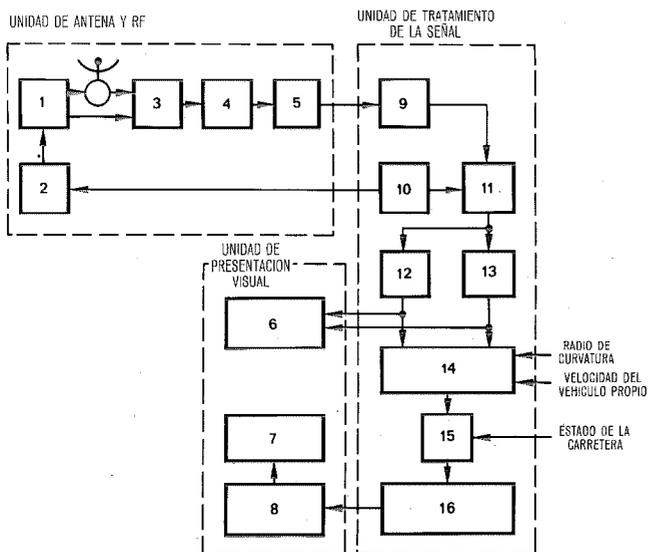


Fig. 4 Sistema de prevención de colisiones de vehículos. Diagrama de bloques.

- |  |                                     |
|--|-------------------------------------|
| 1 - Emisor                                   | 9 - Amplificador principal de video |
| 2 - Modulador                                | 10 - Sintetizador                   |
| 3 - Mezclador I                              | 11 - Mezclador de video             |
| 4 - Preamplificador video                    | 12 - Analizador de distancia        |
| 5 - Ponderación                              | 13 - Analizador Doppler             |
| 6 - Indicador de los datos básicos del radar | 14 - Memoria de entrada             |
| 7 - Alarma sonora                            | 15 - Microprocesador                |
| 8 - Indicador de aviso                       | 16 - Memoria de salida.             |

En la unidad de RF, la señal transmitida de 16,5 GHz se procesa y envía a la antena a través de un duplexor, mientras que la señal reflejada recibida se mezcla con parte de la señal transmitida en el mezclador 1. La señal video resultante se envía a la unidad de tratamiento de señal, instalada en el interior del vehículo experimental. Después de haber amplificado y convertido la frecuencia de la señal de video (mezclador de video), se determina la distancia a partir de la posición del máximo de la envolvente del espectro de video. La velocidad relativa y su signo se determinan mediante un análisis más profundo del desplazamiento del espectro, mezclando la señal adecuadamente y filtrando posteriormente.

Los datos básicos del radar (distancia medida  $a_m$  y velocidad relativa  $v_{rel}$ ) junto con señales proporcionales al radio de giro y a la velocidad propia se introducen en un microprocesador digital a través de una memoria de entrada. Teniendo en cuenta el estado de la carretera (introducido manualmente), el ordenador calcula la distancia de seguridad  $a_s$ , con la ecuación (1), y la diferencia entre la distancia medida  $a_m$  y la distancia de seguridad  $a_s$ :

$$\Delta a = a_m - a_s.$$

Aparte de otros criterios, esta magnitud es una medida importante del riesgo existente en una situación dada. El valor resultante se le indica al conductor mediante un instrumento similar a un velocímetro de banda. Se da también una señal acústica en cuanto la distancia real es igual o inferior a la distancia de seguridad ( $\Delta a \leq 0$ ). Para pruebas y

optimización del sistema durante las pruebas de conducción, se utiliza una segunda unidad indicadora para los valores de  $a_m$  y  $v_{rel}$ , es decir, los datos básicos suministrados por el sensor de radar, pero esta unidad no figurará en el equipo final.

Para familiarizar al lector con el funcionamiento de esta nueva unidad de tratamiento de señal [3], la figura 5 muestra el flujo de la señal desde la entrada del amplificador de video hasta la salida del filtro Doppler. A tal fin se supone que el blanco se halla a una distancia R en el intervalo 90-100m. Con los parámetros mencionados en el apartado "Funcionamiento del radar FM-CW", aparecerán líneas espectrales en el margen 1,44-1,6 MHz aproximadamente, espaciadas 20kHz (frecuencia de modulación). La señal se mezcla en el mezclador 2 con la frecuencia heterodina del sintetizador asociado con este intervalo de distancias, y se convierte el margen de frecuencias intermedias  $10,7\text{MHz} \pm 80\text{kHz}$ , el cual sirve para la selección real del blanco mediante filtros de corte agudo (puertas de distancia). Como las componentes espectrales de otros blancos, situados en un intervalo de distancia distinto, no aparecen en la salida del filtro, el mezclador 3 puede convertir a continuación la señal llevándola a la banda 0-160 kHz (correspondiente al intervalo de 10m), siendo la frecuencia heterodina  $f_{het} = 10,62\text{MHz}$ .

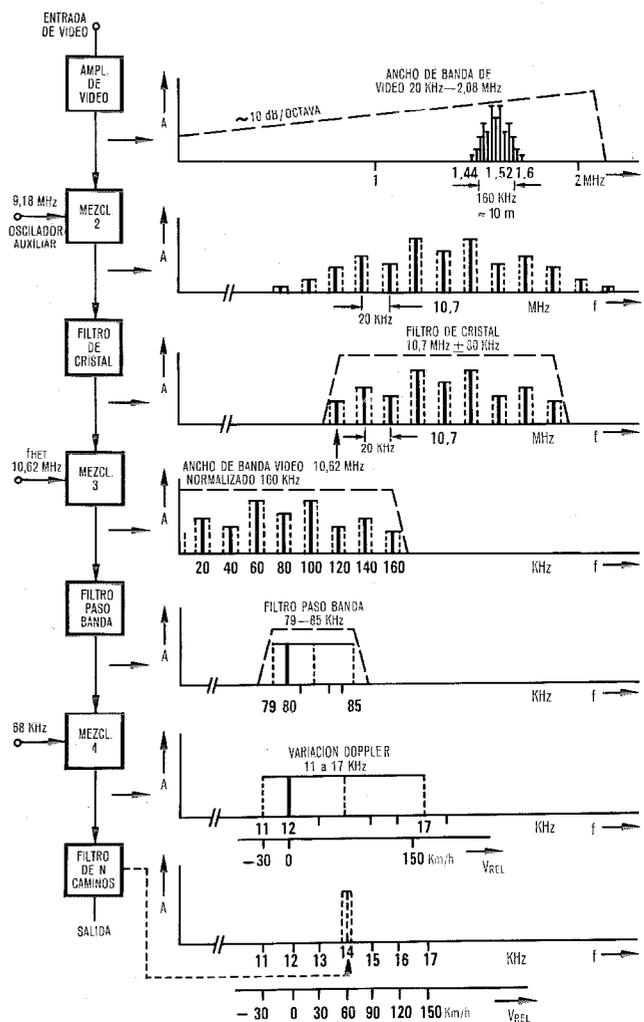


Fig. 5 Tratamiento de la señal reflejada.

Como ya se indicó en el apartado "Funcionamiento del radar FM-CW", la velocidad relativa del vehículo detectado da lugar a un desplazamiento de todo el espectro, en una cantidad igual a la frecuencia Doppler (para una frecuencia portadora de 16,5 GHz, el desplazamiento es 30,5 Hz/km/h), permaneciendo inalterada la separación de 20 kHz entre líneas consecutivas. La gama de desplazamientos que nos interesa está representada en la figura 5 como una banda de frecuencias de 6 kHz de anchura. Para determinar la velocidad relativa, se filtra la línea espectral a 80 kHz (centro de los intervalos de 10 m) mediante un filtro paso-banda y se convierte la frecuencia a la banda 11-17 kHz, para así poder usar un filtro de búsqueda de diseño sencillo. El filtro de búsqueda de  $N$  caminos con una banda pasante de unos 300 Hz hace posible una medida muy precisa de la frecuencia Doppler y, en consecuencia, de la velocidad relativa. Puede separar blancos, dentro de un intervalo de distancias único, cuyas velocidades difieran por lo menos 10 km/h.

La línea de trazos en la parte inferior de la figura 5 muestra, a vía de ejemplo, un blanco detectado cuya velocidad relativa es de 60 km/h aproximadamente, correspondiente a una frecuencia de 14 kHz.

### El problema de las "falsas alarmas"

El problema fundamental de los sistemas radar de prevención de colisiones es la supresión de las señales espúrias producidas por blancos "falsos", tales como árboles, señales de tráfico, puentes, parapetos, o vehículos estacionados en el lateral de la calzada. Las interferencias de este tipo surgen a menudo en las curvas, y no es fácil distinguirlas de los obstáculos verdaderos mediante procedimientos de medida. Los sistemas de prevención aquí descritos sólo podrán ser adoptados si el número de falsas alarmas puede reducirse por debajo de un cierto nivel que sea aceptable para el conductor medio.

La frecuencia de aparición de falsas alarmas debe ser lo suficientemente baja para que

- el conductor no pierda su confianza en el sistema,
- las falsas alarmas que aun así aparezcan no den lugar a situaciones peligrosas.

Se puede reducir el número de falsas alarmas no sólo optimizando el diagrama de radiación de la antena en azimut y elevación para así detectar solamente los obstáculos situados en la propia calzada de circulación, sino también mediante un proceso de datos adecuado en un microprocesador.

Se instaló en el laboratorio un equipo de simulación para estudiar la eficacia de los criterios para determinar "falsos" obstáculos, criterios que han de servir para eliminar las falsas alarmas. Los criterios seleccionados para eliminar "falsos" blancos se introducen en un microprocesador digital del tipo PDP-8, bajo la forma de unidades de programa. La salida impresa del ordenador permite el análisis de la eficacia de los criterios y su optimización. Las medidas adecuadas para eliminar falsos blancos cuando el vehículo pasa por una curva consisten fundamentalmente en una limitación del alcance máximo del sensor radar; en este caso el área cubierta sin interferencias molestas puede casi doblarse girando la antena.

La eliminación de los blancos transitorios se puede hacer mediante una discriminación en el tiempo. El principio de funcionamiento FM-CW resulta ser especialmente adecuado para la eliminación de las falsas alarmas originadas por blancos extensos (por ejemplo, vallas de separación), ya que se detectan como blancos a una distancia prácticamente constante, mientras que la distancia a un obstáculo fijo situado en la propia calzada va disminuyendo progresivamente.

### Resultados

Al escribir este artículo en enero de 1977, el sistema experimental para prevención de colisiones ya ha sido sometido a pruebas de conducción durante más de un año. Se han alcanzado, y en algún caso superado, los requisitos establecidos para la medida de distancia y velocidad, resolución, precisión y tiempo de respuesta del sistema. El radar funciona en cualquier situación meteorológica. El alcance se reduce sólo cuando el radome de la antena queda cubierto por una gruesa capa de nieve y sal. Sin embargo, este problema se puede resolver fácilmente (por ejemplo, con una escobilla mecánica). Los fenómenos de interferencia originados por la superposición del eco directo y el reflejado en la superficie de la carretera no llegan a ser críticos si la antena se monta al mismo nivel que los faros (véase la figura 6).

Aunque todavía no se ha completado la optimización del programa encaminado a la eliminación de falsas alarmas, ya se ha conseguido una reducción eficaz de los falsos blancos. Ha resultado especialmente eficaz el control de la profundidad del área de localización en las curvas mediante una corrección proporcional al radio de curvatura. Con este método el sistema se puede aplicar incluso en las ciudades, sin excesivas molestias debidas a las falsas alarmas.

En la figura 7 se muestra la unidad de presentación con indicadores para los datos básicos: distancia (en intervalos de 5 m), velocidad relativa (indicación numérica) y su signo (aumento o disminución de la distancia al blanco). Esta unidad se seguirá utilizando hasta que el equipo esté optimizado; luego se suprimirá. Solo se indicará al conductor



Fig. 6 Modelo experimental instalado en un vehículo, con la antena y la unidad de RF.

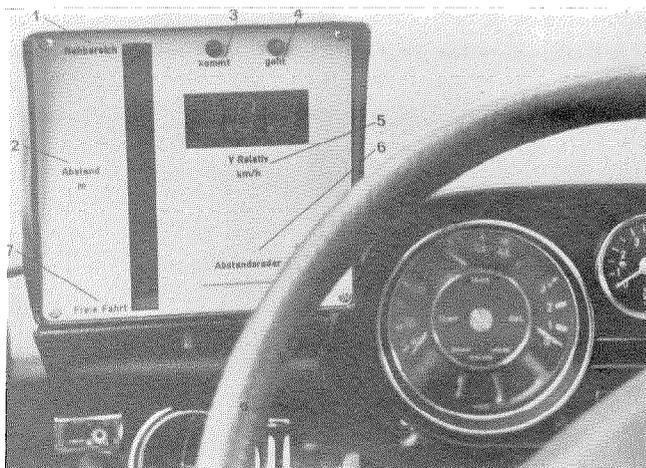


Fig. 7 Unidad de presentación visual de los datos básicos del radar.

- 1 - Pequeñas distancias
- 2 - Distancia
- 3 - Aumentando
- 4 - Disminuyendo
- 4a - Distancia
- 5 - Velocidad relativa
- 6 - Radar de prevención de colisiones.

la desviación positiva o negativa respecto de la distancia de seguridad, después de haber correlacionado en el microprocesador todos los datos medidos. En cuanto la distancia real sea menor que la de seguridad, se hará sonar una alarma, cuya intensidad aumentará a medida que el peligro es mayor.

### Perspectivas futuras

Durante los próximos meses, se rediseñará el modelo experimental para integrarlo en el vehículo. Se sustituirá la hasta ahora, por otro radar de 35 GHz. El tamaño de la antena será aproximadamente el de un faro.

de la antena será aproximadamente el de un faro.

Pueden surgir problemas de interferencia cuando, al existir muchos vehículos dotados de este sistema, se irradian mutuamente. Las investigaciones llevadas a cabo

hasta ahora han demostrado que el problema se puede solucionar. También hay que estudiar la cuestión de utilización del sistema no solo como dispositivo de aviso, sino también para conducción semi-automática en determinadas condiciones de tráfico, mediante una especie de "acoplamiento electrónico" con el vehículo precedente, manteniendo la distancia de seguridad mientras la fila de vehículos se desplaza. En tales casos, se actuaría sobre los mecanismos de frenado y aceleración dentro de ciertos límites, de forma que el conductor pudiera en cualquier momento interrumpir el proceso. La realización práctica de esta idea descansa fundamentalmente sobre la calidad del método de eliminación de falsas alarmas y la inmunidad del sistema radar frente a posibles interferencias. Parece que es factible realizar este tipo de sistema. Simultáneamente habría que mejorar el rendimiento económico del sistema radar para prevención de colisiones. En lo que se refiere a los aspectos legales, éstos habrán de ser resueltos por separado.

### Referencias

- [1] U. Raudonat, E. Sautter: Mehrzielfähiges FM-CW-Radar zur eindeutigen Messung von Entfernung und Geschwindigkeit. Se publicará en Nachrichtentechnische Zeitschrift (NTZ).
- [2] Solicitud de patente alemana N° 26 11 321 (17 marzo 1976). Rückstrahlortungsgerät mit Frequenzmodulation.
- [3] Solicitud de patente alemana N° P 25 14 868 (4 abril 1975) Rückstrahlortungsgerät zur gleichzeitigen Messung von Entfernung und Relativgeschwindigkeit.

**Dietmar zur Heiden** nació en Hagen en 1939. Se graduó en ingeniería de radio en la Technische Hochschule de Darmstadt, recibiendo el grado de Ingeniero Diplomado en 1966. Ese mismo año ingresó en Standard Elektrik Lorenz AG en Stuttgart, en donde trabajó como ingeniero de desarrollo en la línea de productos de navegación. En 1971 fue nombrado jefe del recién formado departamento de radar. En la actualidad es responsable del departamento de ingeniería del grupo de productos de radar, telemando y control.

**Hans Oehlen** nació en Berlín en 1935. Se graduó en telecomunicaciones en la Technische Hochschule de Stuttgart, recibiendo el grado de Ingeniero Diplomado en 1961. En 1963 ingreso en Standard Elektrik Lorenz AG en Stuttgart, en donde trabajó como ingeniero de desarrollo. En 1969 fue nombrado jefe de proyectos de radar en la línea de productos de navegación. En la actualidad es director de ventas de nuevos productos y sistemas de radar y óptica electrónica.

# RONSARD – Un radar meteorológico científico

RONSARD es un sistema de radar desarrollado para analizar fenómenos de convección en sistemas nubosos. El artículo describe brevemente el equipo y sus características técnicas específicas, así como los resultados preliminares obtenidos.

M. CASTETS

Laboratoire Central de Télécommunications, Vélizy, Francia

## Introducción

En 1971, estimulada por el Comité de Investigación Atmosférica de la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique (DGRST), la Comunidad meteorológica francesa decidió que era necesario un sistema para el estudio tridimensional de la convección en las nubes basado en el uso de dos radares de efecto Doppler.

El subsiguiente proyecto RONSARD se financió conjuntamente por DGRST y CNET (Centre National d'Etudes des Télécommunications de Francia) mientras que el Laboratoire Central de Télécommunications llevó la responsabilidad del diseño y del desarrollo.

## General

El objetivo primario del sistema de radar RONSARD\* es determinar los siguientes parámetros meteorológicos dentro de un espacio aéreo dado:

- reflectividad de precipitaciones y nubes
- velocidad de las partículas en las nubes o en otros fenómenos atmosféricos
- velocidades relativas de las partículas.

La consecución de este objetivo (especialmente la determinación de velocidades verdaderas) reclama, en principio, el uso de tres radares. El profesor Lhermitte ha demostrado, sin embargo, que los resultados deseados podrían conseguirse con sólo dos radares, ya que la componente vertical puede determinarse a partir de otros criterios físicos [1].

El sistema RONSARD trabaja basándose en este principio. Consta de dos radares Doppler coherentes transportables e idénticos que transmiten en frecuencias próximas pero diferentes para explorar el mismo volumen de atmósfera. Las estaciones maestra y esclava (o principal y secundaria) se sitúan con una separación de unos 50 km (30 millas) y se interconectan mediante una línea de transmisión telefónica normal utilizando modems y estando controladas por un ordenador (Fig. 1). Las frecuencias de transmisión se sitúan en la banda G (es decir, la antigua banda C de 5,6 GHz), y se eligieron para obtener el mejor compromiso posible entre la energía absorbida al pasar a través de las formaciones de nubes y la reflectividad de estas últimas, obteniéndose así el alcance óptimo del sistema.

El RONSARD es un instrumento de medida de precisión con alta sensibilidad y amplio margen dinámico; se prestó la máxima atención a estos objetivos durante las etapas tecnológicas del diseño y de la construcción. Otro objetivo importante del diseño fue hacerlo de fácil manejo

\* Marca registrada del sistema IIT. RONSARD significa "Recherche sur les Orages et les Nuages par un Système Associant deux Radars Doppler", o sea "estudios sobre tormentas y nubes por un sistema de dos radares asociados".

Tabla de abreviaturas

CAG	- control automático de ganancia
CNET	- Centre National d'Etudes des Télécommunications de Francia
DGRST	- Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique
PPI	- indicador de posición en el plano
RHI	- indicador de altura
TRC	- tubo de rayos catódicos

para una amplia variedad de personal incluyendo aquellos no muy familiarizados con las técnicas del radar. El control mediante ordenador y las más modernas técnicas de proceso de la señal digital dan al sistema gran flexibilidad y seguridad en la elección de parámetros experimentales.

El RONSARD es un radar de impulsos coherente que trabaja en la banda G. El equipo de proceso de la señal asociado permite la eliminación de ecos terrestres no deseables antes del análisis del espectro Doppler de las señales recibidas a través de 64 puertas de alcance y la extracción en tiempo real de los parámetros espectrales que caracterizan los valores meteorológicos deseados dentro de un espacio aéreo dado. Los parámetros se registran luego en cinta magnética para el subsiguiente análisis fuera de línea mediante poderosas facilidades de proceso de datos. Cada radar incorpora también facilidades directas de representación de las reflectividades detectadas, así como de representación del espectro en una puerta de alcance seleccionable por el operador. Cada estación consta de una unidad transceptora montada en un remolque y un equipo de operador montado en una cabina transportable interconectados por un cable de 50 metros.

## La unidad transceptora

La unidad transceptora (mostrada en la figura 2 en posición de funcionamiento) va montada en un remolque. La antena y su contrapeso pueden separarse y la unidad transceptora abatirse mediante los pistones hidráulicos incorporados, para descansar horizontalmente sobre el remolque. En esta posición queda dentro de las normas de transporte por ferrocarril y carretera.

La unidad transceptora consta de la antena, su equipo de orientación y dos cajas situadas a cada lado de la montura de la antena. Una de las cabinas contiene el equipo transmisor y la otra el receptor.

## La antena y su sistema pedestal

La antena es del tipo Cassegrain de alta ganancia, con objeto de reducir los trayectos de las ondas y disponer de una antena fría. Durante las etapas de diseño y fabricación se prestó particular atención a la reducción del nivel de ló-

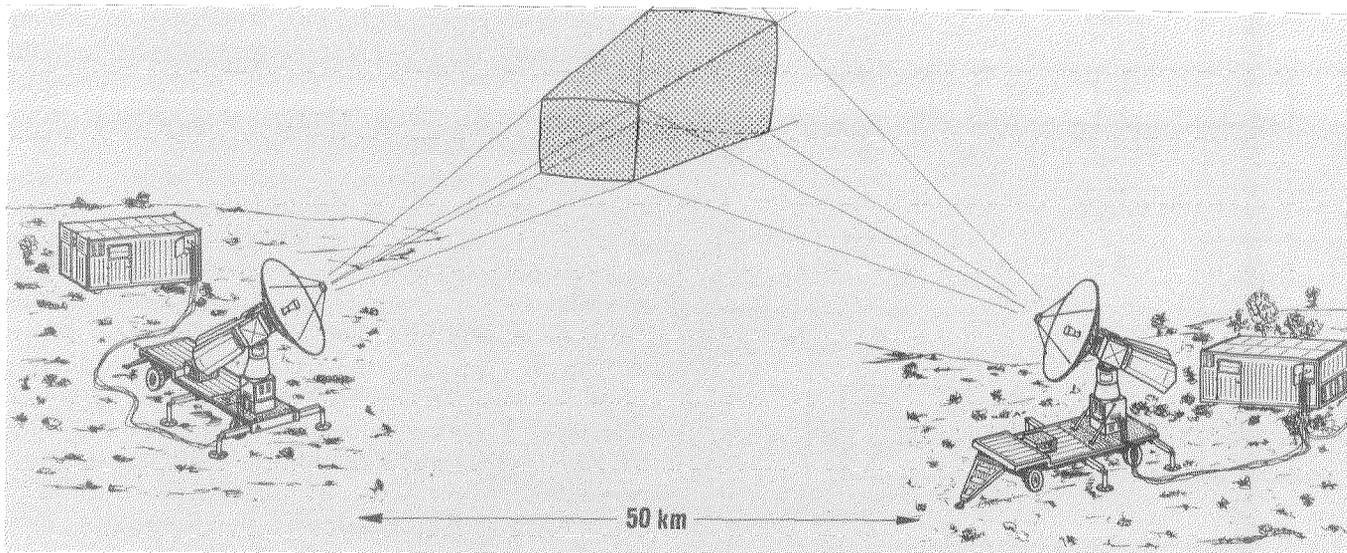


Fig. 1 Principio de funcionamiento del sistema de radar RONSARD.

bulos secundarios y a asegurar un fácil desmontaje. La antena puede transmitir y recibir en cualquiera de los dos trayectos independientes de polarización ortogonal.

El pedestal controla la antena tanto en elevación como en acimut. En vista de la necesidad de que sea transportable se ha conseguido un sistema ligero que aguanta bien el máximo par a que pueda estar sometido. Para conseguir esto la parte posterior de la antena lleva dos contrapesos aerodinámicos que hacen practicamente constante al par cualquiera que sea la dirección del viento con relación al eje de apuntamiento.

#### Transmisor y receptor

El transmisor (Fig. 3) es del tipo de modulador de tiratrón y línea de retardo. Un conmutador de modos da la posibilidad de elección entre tres anchuras de impulsos diferentes y un número igual de frecuencias de repetición. La estabilidad de fase y amplitud del impulso emitido permite al radar funcionar con el principio Doppler. El uso de un amplificador paramétrico desarrollado por LCT hace al receptor altamente sensible. Se necesita una alta sensibilidad debido a que los fenómenos meteorológicos que han de detectarse y que ocurren ordinariamente en condiciones atmosféricas que varían desde turbulencias en el aire hasta intensas lluvias tropicales, presentan áreas equivalentes de radar con una variación superior a 70dB. Por consiguiente, el receptor debe tener un elevado margen dinámico; para conseguir esto va equipado con un sistema de control automático de ganancia en tiempo real de depurado desarrollo que amplía el margen dinámico propio del receptor.

El sistema de control automático de ganancia (diagrama de bloques, figura 4) trabaja independientemente en cada margen de distancia al nivel de circuitería de microondas (amplificadores paramétricos y atenuadores rápidos). Dispone de dos bucles de control independientes:

- Un bucle rápido que durante los primeros ocho periodos de repetición de un ciclo de análisis con 64 periodos

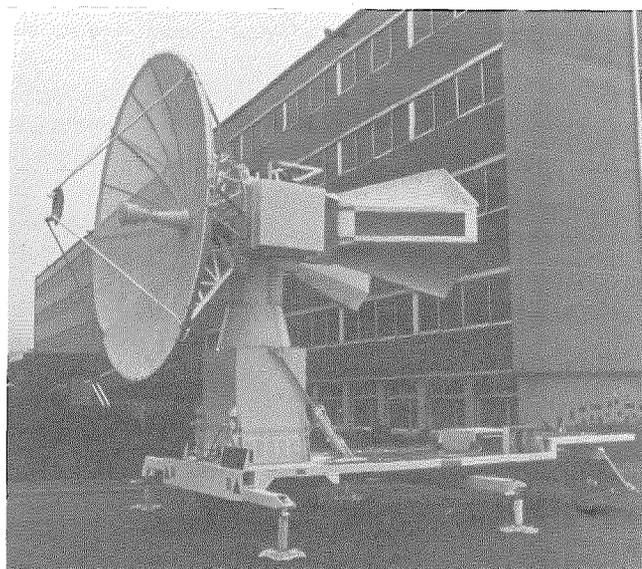


Fig. 2 Antena de radar RONSARD mostrando los contrapesos y el remolque sobre el que se transporta la antena.

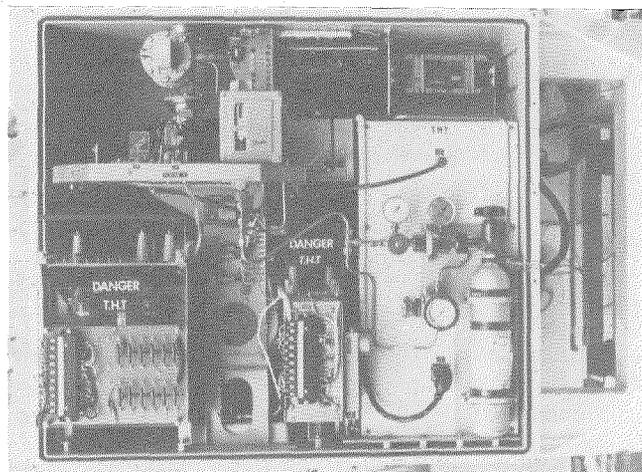


Fig. 3 Transmisor que utiliza modulador de tiratrón y línea de retardo.

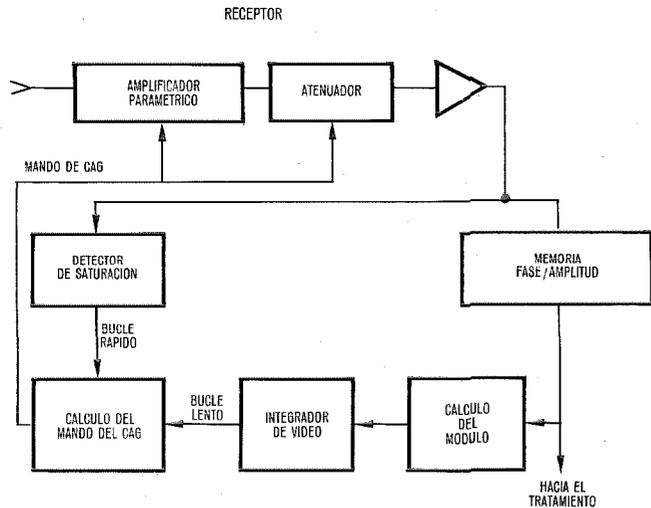


Fig. 4 Diagrama de bloques del sistema de control automático de ganancia.

sucesivos, atenúa los niveles de impulso recibidos por cada puerta de distancia a una amplitud de unos 30dB inferior al nivel de saturación de señal teórico del receptor.

- Un bucle lento que eleva el nivel de los impulsos recibidos siempre que su energía en 64 periodos de repetición, calculada por un circuito digital llamado "integrador de video", caiga 9dB por debajo del nivel máximo que puede ser aceptado por el procesador de señal asociado. Este sistema ha demostrado ser enteramente satisfactorio en el manejo de ecos meteorológicos.

Otro dispositivo, el circuito de control de sensibilidad con la distancia, compensa el efecto de distancia en la detección de blancos e incrementa la dinámica de las señales recibidas.

El RONSARD es un dispositivo de medida de la reflectividad de alta precisión. Esta precisión se consigue mediante un control automático de ganancia del receptor permanente referido a una fuente de microondas estable y por el uso de un ordenador de control para calcular las acciones correctivas ejecutadas por un atenuador de microondas digital programable.

Las señales de FI recibidas y todas las señales de control y de mando se transmiten mediante un cable de 50m al equipo procesador de la señal, instalado en la cabina.

**Equipo de cabina**

La cabina, que puede montarse en una plataforma con ruedas para transporte, contiene el siguiente equipo:

- unidad de proceso de la señal de radar
- consola de representación y de operador
- ordenador de control y unidades de registro.

**Unidad procesadora de la señal de radar**

Las señales del receptor se procesan de manera totalmente digital, suprimiendo la necesidad de calibración y proporcionando alta estabilidad y fiabilidad (ver diagrama de bloques de la Fig. 5).

Después de codificadas, las señales Doppler se demodulan mediante un circuito digital que durante cada periodo

de repetición memoriza la fase y la amplitud de cada impulso transmitido y luego las compara a la fase y amplitud de las señales recibidas en 64 puertas de alcance sucesivas. Esta disposición original da mejores resultados que los obtenidos generalmente por el circuito analógico "COHO", normalmente utilizado en los radares Doppler. Un filtro digital de paso alto con la frecuencia inferior programable suprime los ecos terrestres no deseables en cada puerta de distancia antes del análisis espectral de los ecos filtrados mediante un ordenador de transformada de Fourier en tiempo real; este ordenador calcula 4096 puntos de frecuencia en 22 ms. Esta velocidad de cálculo se consigue simplificando los multiplicadores debido a la cuantificación de las líneas trigonométricas a 4 niveles (+1, +0,5, -0,5 y -1) solamente. El uso de este ordenador mejora la sensibilidad en un factor de hasta 64. La velocidad de transmisión de bitios a la salida de la calculadora de la transformada de Fourier excede de 2Mbit/s, y es, pues, demasiado elevada para poderse registrar en cinta en tiempo real. Por consiguiente, un circuito digital, denominado post-procesador, condensa esta información calculando, para cada puerta de alcance, los siguientes primeros 3 momentos para cada espectro:

- el momento de orden 0, que mide la energía media recibida
- el momento de primer orden, que da la velocidad media de las partículas
- el momento de segundo orden, que caracteriza la dispersión de la velocidad.

Esta información, reducida así a una densidad de 0,1 Mbits/s se registra luego en cinta magnética mediante el ordenador de control.

Esta unidad de proceso también incluye los circuitos de control automático de ganancia, de control de sensibilidad con la distancia, los circuitos de señal de control de explotación de la antena y el reloj del radar.

**Consola de representación y control (Fig. 6)**

Los controles manuales de movimiento de antena, transmisor, receptor y filtro están situados en un panel a la izquierda del operador. A su derecha están situadas las luces indicadoras de funcionamiento del subensamble y los dispositivos de bloqueo del movimiento de la antena y de seguridad del transmisor.

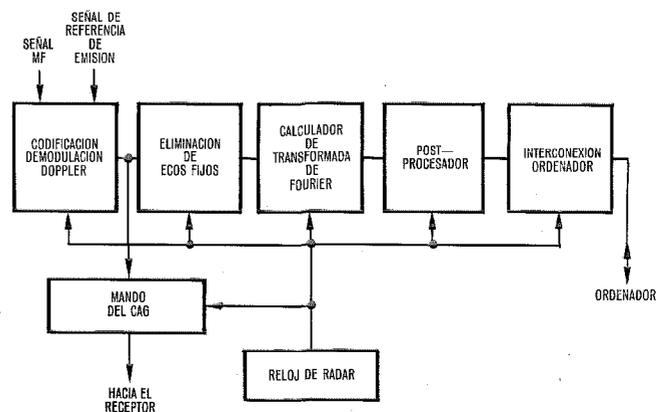


Fig. 5 Diagrama de bloques del procesado de la señal.

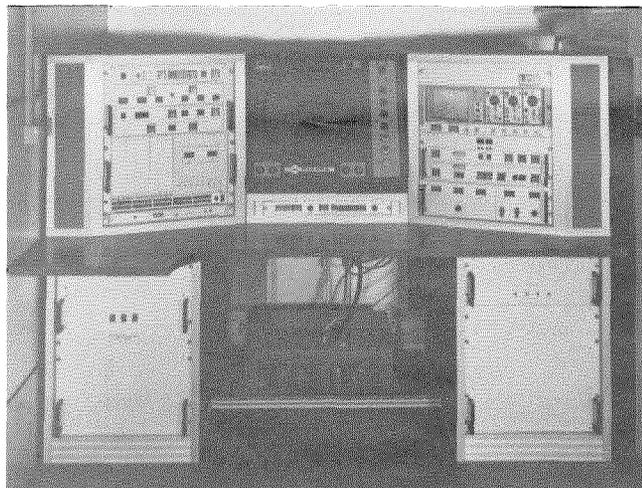


Fig. 6 Consola de presentación y control.

El dispositivo de representación consta de un TRC de 41 cm (16 pulgadas) de diámetro y un osciloscopio de memoria. El indicador TRC representa las señales de video-frecuencia o valores del CAG para cada puerta de alcance bien en PPI para alcances desde 50 a 200 km o en RHI (altura-distancia) para alturas de 9 ó 18 km. El osciloscopio de memoria permite visualizar los 64 puntos de un espectro de velocidad para una puerta de alcance particular seleccionada.

**Ordenador y unidades de registro**

Cada radar está controlado por un ordenador que utiliza el software desarrollado en LCT incluyendo partes de "diálogo" y "tiempo real". La parte de "diálogo" del software informa al operador de cómo introducir, a través del teleimpresor asociado, todos los parámetros necesarios para un experimento particular. Si los valores introducidos son incompatibles con el correcto funcionamiento del radar, son rechazados automáticamente e informado el operador. La parte de diálogo deja de actuar cuando se han definido correctamente los parámetros y se han transferido a la interconexión ordenador/radar. El software de tiempo real calcula y controla los cambios en alcance y posición de antena, permitiendo así a los dos radares explorar sistemáticamente un volumen aéreo dado. El ordenador controla también el registro de datos en cinta magnética y prueba la ganancia del amplificador. El software del radar maestro calcula y transmite al esclavo los parámetros que este último necesita conocer.

**Características técnicas principales**

Las características principales del radar RONSARD se muestran en la tabla 1. Las tablas 2 y 3 muestran el comportamiento del radar cuando se miden velocidades de partículas, con nubes y lluvia.

**Estado del proyecto y primeros resultados**

El radar maestro se entregó a CNET en febrero de 1976 y se instaló en la subcentral de la Oficina Meteorológica francesa en Magny-les-Hameaux, 25 km al suroeste de Pa-

Tabla 1 – Características principales del sistema RONSARD

<b>Antena:</b>	
diámetro del reflector:	4 m
anchura de haz:	0,9°
ganancia:	44,5 dB
<b>Transmisor:</b>	
frecuencia de transmisión:	5600 y 5630 MHz
potencia de pico:	250 kW
potencia media:	250 W
<b>Receptor:</b>	
señal mínima detectable:	-114 dBm
factor de ruido del ampl. param.:	1,4 dB
ganancia máxima:	110 dB
margen dinámico:	> 70 dB
precisión de la medida de nivel de eco:	± 1 dB
<b>Procesador de la señal de radar:</b>	
factor de visibilidad:	38 dB
número de puertas de alcance:	64, posicionadas por el ordenador de control
cálculo del espectro por transformada de Fourier:	4096 puntos en 22 ms

Tabla 2 – Márgenes de velocidad de las partículas para los 3 modos de funcionamiento

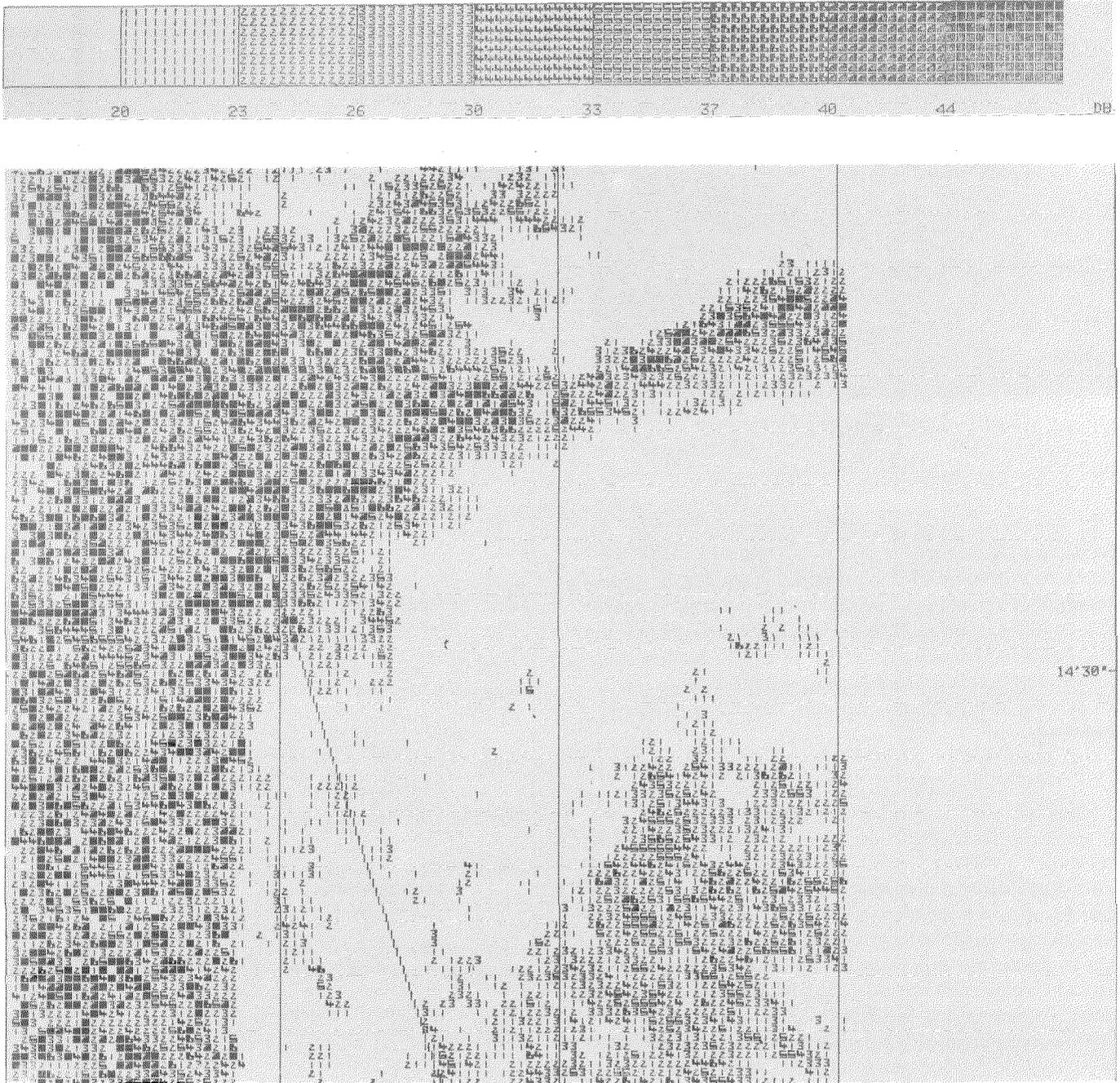
Modo de funcionamiento	Anchura del impulso (μs)	Frecuencia de repetición (Hz)	Margen de velocidad (ms <sup>-1</sup> )	Alcance máximo (km)
1	0,33	3000	0 a 40	50
2	0,66	1500	0 a 20	100
3	1,33	750	0 a 10	200

Tabla 3 – Alcance del radar con nubes y lluvia para los 3 modos de funcionamiento

Modo de transmisión	Resolución en distancia (m)	Alcance del radar (km)		
		Nubes de baja densidad (1 gm <sup>-3</sup> )	Nubes de alta densidad (10 gm <sup>-3</sup> )	Lluvia (0,1 mmh <sup>-1</sup> )
1	50	15	50	50
2	100	30	100	100
3	200	60	200	200

rís. Después de una detallada campaña de evaluación tecnológica, el radar comenzó a hacer sus primeras observaciones meteorológicas en mayo 1976. Debido a que en esa época, el norte de Francia sufrió su peor período de sequía en más de un siglo, esta primera campaña no tuvo mucho éxito en la observación de precipitaciones. Sin embargo, las pocas precipitaciones detectadas permitieron a CNET desarrollar el análisis de datos necesario y los métodos de presentación de resultados. La figura 7 muestra dos ejemplos de cartas sintéticas obtenidas fuera de línea por CNET [2]; el primero muestra la distribución de reflectividades, la segunda la distribución de velocidades y direcciones.

El radar esclavo se ha sometido con éxito a pruebas de aceptación y se entregará en junio de 1977. Es en ese momento cuando el sistema RONSARD se podrá utilizar en



a) carta de reflectividades

Fig. 7 Cartas producidas fuera de línea a partir de los datos recogidos por el radar RONSARD. Los datos fueron recogidos en Magny el 20 de mayo 1976. Se utilizó modo de exploración 4 con una anchura de puerta en distancia de 400 m. El modo de transmisión 2 utiliza una frecuencia de repetición de 1564 Hz y una anchura de impulso de 0,66  $\mu$ s. La distancia de medida fue 100 km.

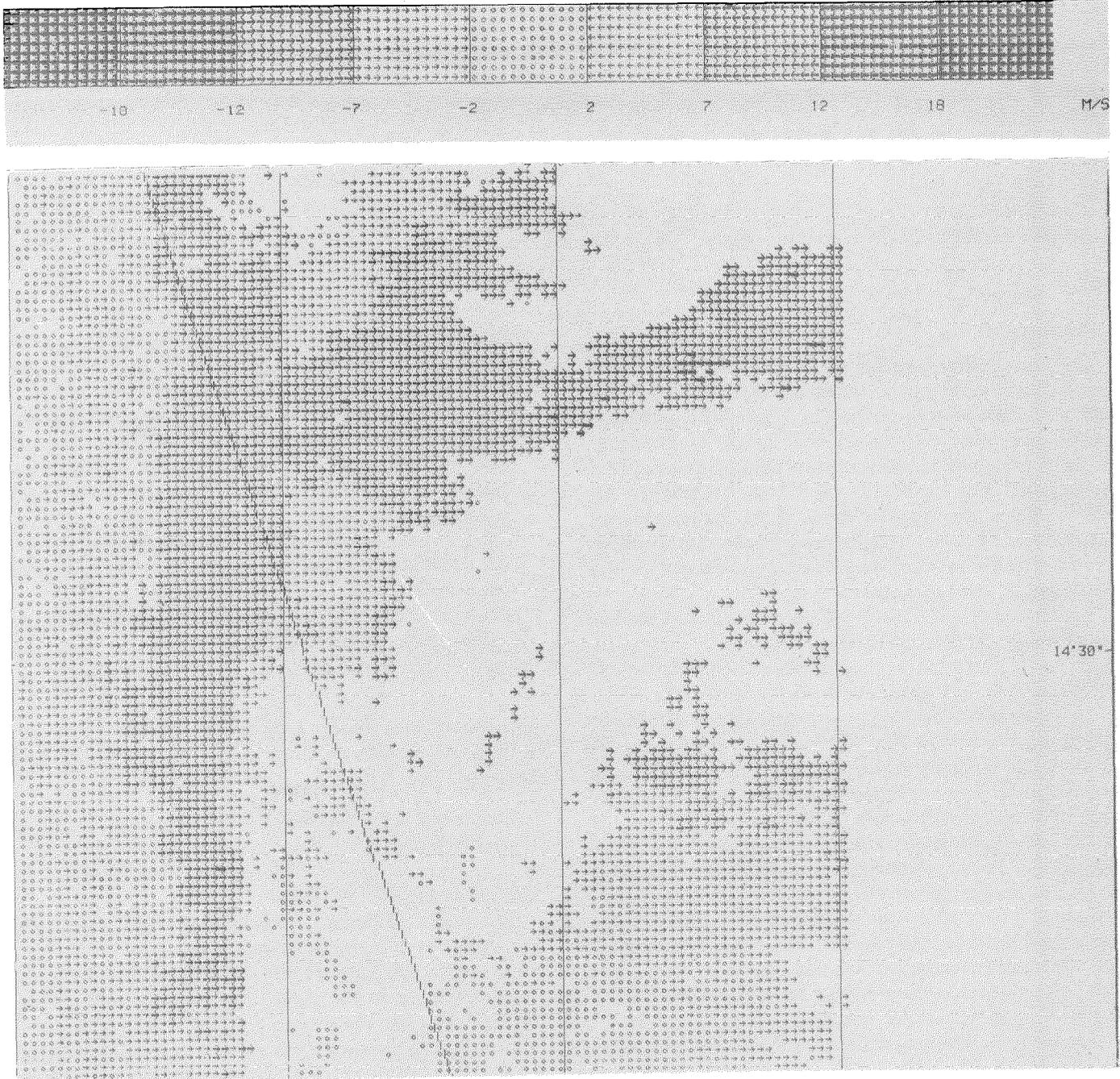
sus primeras compañías de investigación meteorológica real, primero en Francia y luego en el exterior. Esto permitirá, ciertamente, a Francia hacer una importante contribución a los programas de investigación meteorológica mundial.

**Referencias**

[1] R. Lhermitte: Dual Doppler Observation of Convective Storm Circulation: Proceedings of the 14th Weather Radar Conference, American Meteorological Society, 1970, págs. 139-144.

[2] P. Waldeufel, M. Gilet y M. Sauvageot: A French C Band Dual Doppler Radar System: 17th Conference on Radar Meteorology, Seattle.

Michel Castets nació en Saintes en 1937. Se graduó en ingeniería en la Ecole Nationale Supérieure d'Electronique et de Radioelectricité de Burdeos. Es licenciado en ciencias y doctor de 3<sup>er</sup> ciclo en microondas. Después de pasar algunos años en el Centre d'Essais des Landes de Bis-



b) carta de velocidades

carosse como responsable de estación de radar, ingresó en el Laboratoire Central de Télécommunications en 1965. Participó en el proyecto RA-CINE\*, un radar de vigilancia para baja altitud, como responsable de los radares de prueba.

En 1973, fue nombrado jefe de proyecto para la realización del sistema de radar meteorológico RONSARD.

Desde 1976, tiene a su cargo la sección "Equipment Sol" del departamento de radar de LCT.

\* Marca registrada del sistema IIT.

# Compresión de impulsos por modulación binaria de fase en los radares

Para obtener radares de impulsos que tengan a la vez un largo alcance y un gran poder de resolución, es necesario introducir una modulación durante la duración del impulso. Esta modulación puede hacerse codificando la fase una vez cuantificada. Esta técnica que presenta numerosas ventajas, ha sido objeto de estudios teóricos y de aplicaciones a diversos radares.

J. M. COLIN  
J. C. DEBUISSE  
Laboratoire Central de Télécommunications, Vélizy, Francia

## Introducción

En general, los radares de impulsos existentes tienen una resolución de alcance igual a la mitad del producto de la anchura del impulso transmitida por la velocidad de propagación de la onda electromagnética. Para evitar ambigüedades en la medida de la distancia, el período de repetición del impulso debe ser mayor que el retardo de tiempo correspondiente a un blanco situado al máximo alcance. El factor de forma del transmisor, relación entre las potencias de pico y media, es, pues, igual a la relación entre el alcance máximo y la resolución del alcance.

La "Ecuación del radar" [1] muestra que la potencia media necesaria varía con la cuarta potencia del alcance. La potencia de pico es pues proporcional a la quinta potencia del máximo alcance, para una resolución en distancia dada.

La potencia de pico máxima utilizable viene limitada por dificultades tecnológicas en la consecución de tubos de microondas de elevada potencia de pico y los fenómenos de encendido de arcos que se producen en la línea de transmisión entre el transmisor y la antena.

Para conseguir largos alcances manteniendo, sin embargo, una buena resolución en distancia, es necesario modificar la relación entre el factor de forma y la resolución en distancia. La teoría del radar muestra que la resolución en distancia depende de la anchura  $\Delta F$  del espectro de la señal transmitida. Solamente para impulsos no modulados,  $\Delta F$  es igual a la inversa de la anchura del impulso  $T$ , dando un producto  $T \cdot \Delta F$  igual a la unidad.

En 1940, E. Huttman [2] en Alemania y más tarde D. O. Sproule y A. J. Hughes [3] en Inglaterra, patentaron un equipo de medida de distancias en el que la anchura del espectro del impulso se aumentaba mediante una modulación de frecuencia lineal interna. Este proceso recibió el nombre de "Chirp" (gorjeo) por los investigadores que lo aplicaron al radar [4, 5].

Este es uno de los varios sistemas de modulación posibles. En algunos radares de LCT en los que se necesitan simultáneamente una potencia media elevada y una alta resolución se utiliza modulación de fase  $0-\pi$  mediante códigos binarios pseudo-aleatorios. Aunque motivado, en principio, por restricciones de potencia de pico, el proceso de compresión de impulsos se utiliza ahora ampliamente en la nueva generación de radares, por diferentes causas:

– La resolución en distancia puede variarse sin cambiar la anchura del impulso transmitido, modificando solamente la modulación del impulso. Este cambio afecta sólo a la parte del transmisor de bajo nivel y al filtro adaptado del receptor.

– El proceso de compresión del impulso es altamente eficiente con respecto a las contramedidas electrónicas. La potencia de pico permanece baja, reduciendo la distancia a la que el radar puede detectarse con medios sencillos. La forma de onda moduladora sólo se necesita para tener una anchura de espectro dada, pudiendo así utilizar varias formas de ondas diferentes. La señal transmitida puede aparecer como una forma de onda de ruido, muy difícil de analizar y de falsear. Los falseadores de márgenes de alcance resultan ineficaces contra los radares de impulsos largos.

Estas características resultarán más inteligibles cuando describamos la compresión de impulsos por desplazamiento de fase binaria.

## Desplazamiento de fase binaria por códigos pseudo-aleatorios

### Principio de funcionamiento

Dividamos la anchura del impulso  $T$  en  $N$  subimpulsos. La fase de la portadora se ajusta durante cada subimpulso a  $0$  o a  $\pi$ , de acuerdo con los sucesivos bits de un código binario de longitud  $N$  (Fig. 1).

El receptor adaptado al impulso transmitido es pues un correlador cuya respuesta al impulso es la forma de onda moduladora, salvo que el tiempo está invertido (Fig. 2). El desplazamiento de fase inducido Doppler se supone despreciable durante el tiempo  $T$ .

La máxima salida se obtiene cuando la señal almacenada en la línea de retardo con sus derivaciones (mostrada en la figura 2) coincide en tiempo con la réplica registrada en el correlador. El voltaje de salida es  $N$  veces el de entrada, para la señal. El ruido, cuyo tiempo de correlación es inferior a  $T/N$ , da una suma de muestras independientes, de amplitud eficaz  $\sqrt{N}$ . La relación señal a ruido está pues multiplicada por  $N$ , pero sólo en un subimpulso.

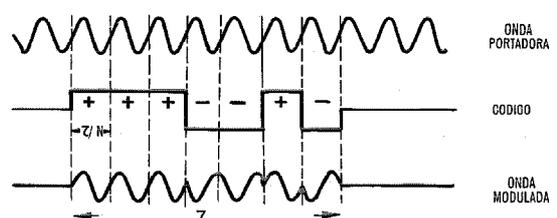


Fig. 1 Principio de la modulación por desplazamiento de fase binaria.

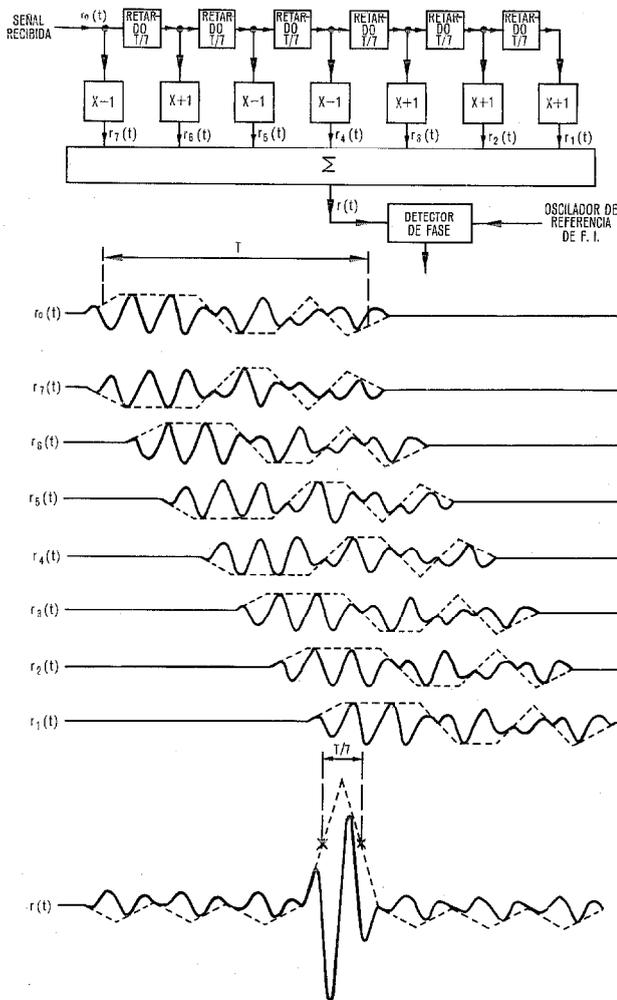


Fig. 2 Filtro de compresión de impulsos.

El mismo resultado se habría obtenido transmitiendo un impulso de anchura  $T/N$  y una potencia de pico  $N$  veces mayor. La salida de correlación es el impulso de entrada "comprimido" por una relación  $N$ .

Sin embargo, la respuesta en tiempo, es decir, con respecto al alcance, no es cero fuera del pico principal, como hubiera sido con un impulso no modulado. Los lóbulos laterales se extienden en tiempo sobre  $T$  antes y después de la respuesta principal. Vienen descritos por la función de autocorrelación del código pseudo-aleatorio.

Si durante el impulso es notable el desplazamiento de fase inducido Doppler, debe utilizarse un correlador con compensación para cada frecuencia Doppler resoluble. La función de ambigüedad del código describe la respuesta de un receptor adaptado a un alcance y a una velocidad dadas, cuando los parámetros del blanco varían en el dominio total de alcance-velocidad.

#### Motivos de la elección de modulación por desplazamiento de fase binaria

Hay dos razones principales por las que en LCT se ha elegido la modulación por desplazamiento de fase binaria en lugar de la modulación de frecuencia lineal durante el impulso ("chirp") para la compresión del impulso:

#### - Comportamiento

Los códigos binarios seleccionados presentan un nivel de lóbulos laterales de  $-20$  a  $-25$  dB. Su función de ambigüedad tiene una forma que resulta ideal para los radares de onda continua interrumpida (factor de forma muy bajo) (Fig. 3).

La generación activa de la forma de onda es fácil de conseguir a bajo nivel.

#### - Flexibilidad

Para una longitud dada  $N$  existen varios códigos diferentes cuyas funciones de autocorrelación o de ambigüedad son adecuadas para la aplicación. Las modificaciones del correlador son sencillas de introducir cuando se utiliza cambio de código frecuente para luchar contra las contramedidas electrónicas.

La resolución en distancia puede variarse cambiando la longitud del código. Se utiliza un código de  $N/n$  bits; repitiéndose cada bitio para  $n$  subimpulsos. El correlador realiza de esta manera simultáneamente la adaptación del espectro de FI y la compresión del impulso.

La compresión del impulso multiplica por  $N$  la relación señal a ruido en la salida del correlador. El margen dinámico del convertidor A/D puede, de esta manera, ser  $N$  veces inferior si la correlación se realiza digitalmente. Por la misma razón, puede conseguirse un filtrado antiemborronamiento (anti-clutter) antes de la correlación.

#### Elección de códigos

En la mayor parte de los casos el desplazamiento de fase inducido Doppler puede despreciarse durante la duración del impulso y sólo la función de autocorrelación tiene importancia.

Los mejores códigos dan una relación de la amplitud de pico a la del máximo lóbulo lateral de  $N$  a 1. Estos reciben el nombre de códigos "perfectos" o códigos "Barker". Desafortunadamente, su máxima longitud es de 13 bits (Fig. 4).

Para relaciones de compresión mayores se utilizan códigos de máxima longitud [6]. Estos se llaman también códigos Galois; son fáciles de generar, pero están restringidos a longitudes de  $2^m - 1$  bits, siendo  $m$  un número entero. Un estudio reciente de LCT ha puesto de manifiesto nuevos

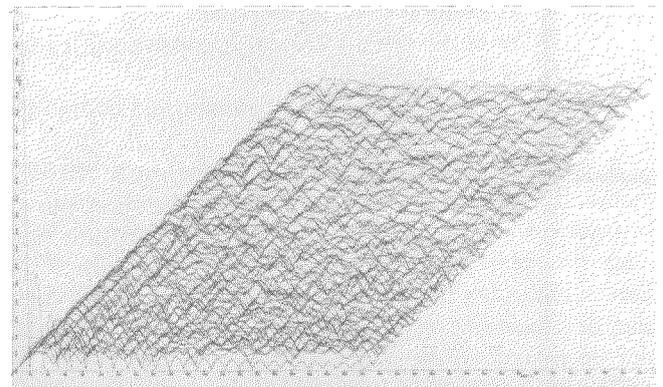


Fig. 3 Función de ambigüedad para un código Galois de 1023 bits.

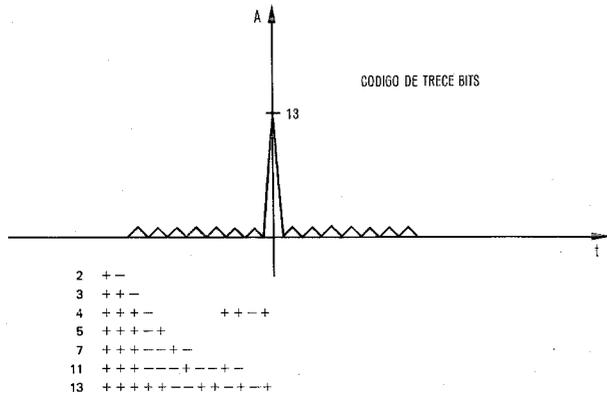


Fig. 4 Códigos Barker.

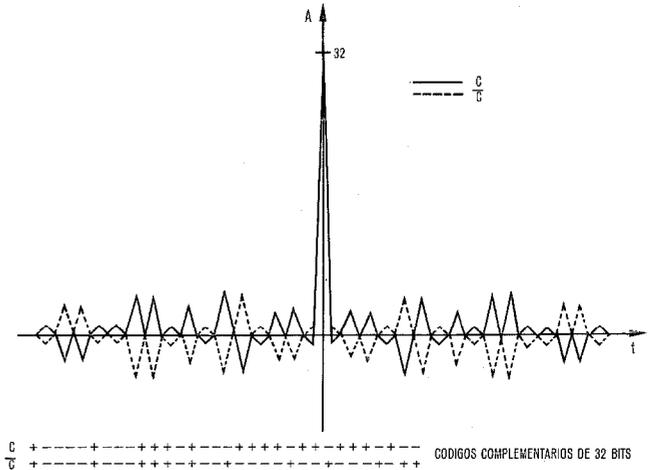


Fig. 5 Función de autocorrelación de códigos complementarios.

procedimientos para obtener códigos con diferentes longitudes y bajas funciones de correlación de lóbulos laterales.

El nivel de lóbulos laterales obtenible está entre  $0,5/N$  y  $\sqrt{N}$ . Pueden diseñarse correladores desadaptados [7] para reducir los lóbulos laterales de alcance a costa de pérdidas en la relación señal a ruido.

Cuando el desplazamiento Doppler es casi cero (trazado de mapas por radar, por ejemplo) es posible conseguir lóbulos laterales casi nulos utilizando códigos complementarios. Estos códigos presentan el mismo pico de autocorrelación pero lóbulos laterales inversos (Fig. 5). Alternando la transmisión de los dos códigos, se añaden, de manera coherente, señales en la misma puerta de alcance en dos períodos de repetición, de manera que la respuesta es cero fuera del margen de distancia correspondiente al blanco.

Cuando se necesitan bajos lóbulos laterales, tanto en distancia como en velocidad, no resultan ya adecuados los códigos Barker y se utilizan entonces códigos Galois (Fig. 3). Los máximos lóbulos laterales permanecen a un nivel de  $\sqrt{N}$  menores que el pico principal.

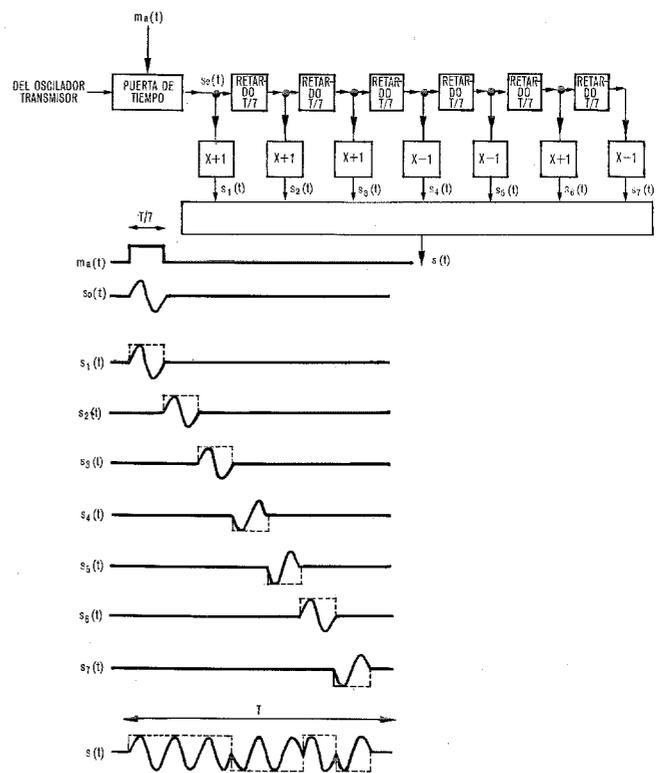


Fig. 6 Generación pasiva de impulsos codificados.

### Realización de la compresión de un impulso

#### Generación pasiva del impulso transmitido

La expresión analítica del impulso transmitido puede escribirse de la siguiente manera:

$$s(t) = \sum_{n=1}^N C_i \cdot \text{imp}_{T/N} \left[ t - \frac{n-1}{N} T \right] \cdot \sin \left[ 2\pi f_r \left( t - \frac{n-1}{N} T \right) \right]$$

donde:  $N$  es el número de subimpulsos

$T$  es la duración total del impulso codificado

$f_r$  es la frecuencia portadora

$C_i$  ( $=+1$  ó  $-1$ ) es el  $i^{\text{a}}$  elemento del código generador.

todos estos subimpulsos retardados y multiplicados se suman para producir el impulso codificado de fase binaria.

Este generador pasivo de impulsos codificados se usa generalmente en frecuencia intermedia, trasladando luego a frecuencia superior el impulso codificado. Actualmente, la línea de retardo con derivaciones, los multiplicadores y la red sumadora pueden integrarse en un dispositivo de onda acústica de superficie.

Los generadores pasivos tienen algunas desventajas; las principales son:

- Necesitan un convertor elevador de frecuencia.
- La duración del impulso codificado es limitada.
- Necesitan un generador independiente para cada código utilizado.

Generación activa del impulso transmitido

La expresión analítica del impulso transmitido puede también escribirse:

$$s(t) = \text{imp}_T(t) \cdot \sin [2\pi f_r t + \Phi(t)]$$

donde:  $\Phi(t) = \gamma_i (= 0 \text{ ó } \pi)$  es el  $i^{\text{o}}$  elemento del código de fase, si

$$\frac{(i-1) \cdot T}{N} \leq t < \frac{i}{N} \cdot T.$$

A partir de esta expresión puede deducirse directamente el generador de impulso codificado mostrado en la figura 7. Una puerta de tiempo produce un impulso no modulado de duración  $T$ . Luego, un desfasador binario codifica este impulso a la cadencia de  $T/N$ .

Este generador se utiliza generalmente en radiofrecuencia. No tiene las desventajas de los generadores pasivos y su realización es sencilla. Sin embargo, debe cuidarse la falta de equilibrio en el desfasador binario. Un impulso modulado en fase, imperfectamente equilibrado, puede representarse por la suma de un impulso modulado perfectamente equilibrado y un impulso no modulado. La amplitud de este impulso virtual debe ser suficientemente pequeña para no destruir el estado de autocorrelación de la respuesta adaptada del receptor, especialmente cuando se necesita un bajo nivel de lóbulos laterales.

Filtro de compresión

La compresión del impulso codificado se realiza, normalmente, mediante su filtro adaptado (en algunas aplicaciones se utilizan también filtros desadaptados más sofisticados con objeto de reducir el nivel de lóbulos laterales de la respuesta de tiempo). La respuesta del filtro adaptado a una señal  $s(t)$  puede escribirse de la siguiente manera:

$$r(t) = \sum_{n=1}^N C_n \cdot \int_{t-\frac{n}{N}T}^{t-\frac{n-1}{N}T} s(u) \cdot du$$

De esta expresión puede deducirse, de manera directa, el filtro de compresión que se indica en la figura 2. En principio, un filtro adaptado de subimpulso realiza, en frecuencia intermedia, la operación equivalente a la integración. Su salida es equivalente a:

$$z(t) = \int_{t-\frac{T}{N}}^t s(u) \cdot du$$

Esta señal se lleva luego a una línea de retardo con derivaciones cuyas salidas se multiplican por cada uno de los elementos del código de amplitud  $C_i$ , pero en orden inverso (el primer elemento  $C_1$  en la última salida, y viceversa). Estas señales multiplicadas se suman luego en una red sumadora que proporciona el impulso comprimido  $r(t)$ . Finalmente, un detector de fase convierte este impulso de frecuencia intermedia a videofrecuencia.

Desde un punto de vista tecnológico, es posible, algunas veces, utilizar una onda acústica de superficie para realizar las operaciones de retardo, multiplicación, adición y, a ve-

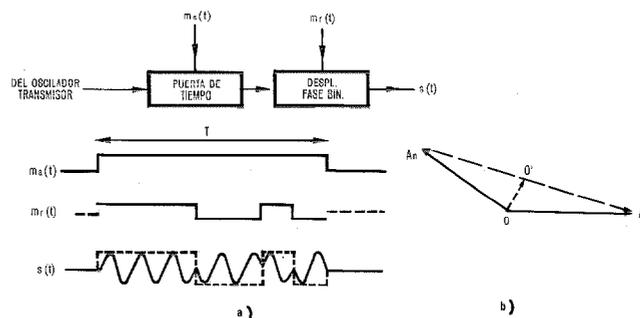


Fig. 7 Generación activa de impulsos codificados.

ces, filtrado adaptado del subimpulso. Sin embargo, este interesante método no puede aplicarse fácilmente a impulsos relativamente largos ( $>50 \mu s$ ) y/o con subimpulsos relativamente cortos ( $<100 ns$ ) y no permite fácilmente el cambio de código.

Correlación muestreada

Cuando el impulso es largo y/o cuando el código tiene que cambiarse con cierta frecuencia, puede utilizarse con ventaja un filtro de compresión digital. La figura 8 muestra un diagrama de principio de tal dispositivo. En principio, después del filtrado adaptado del subimpulso, un detector de fase convierte la señal de frecuencia intermedia en videofrecuencia. Después la señal se muestrea y digitaliza. El

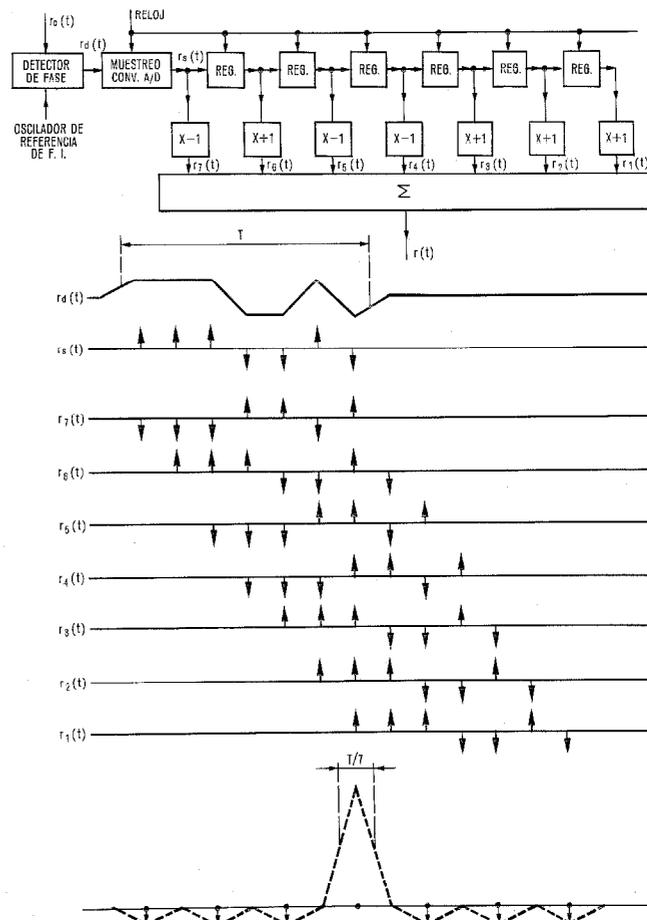


Fig. 8 Correlación muestreada.

## Compresión de impulsos

resto del dispositivo es exactamente análogo a la parte correspondiente descrita en el párrafo anterior pero en forma digital.

Características específicas del transmisor y del receptor

Fundamentalmente, el transmisor y el receptor de radar de compresión de impulsos son más bien clásicos, salvo que el transmisor debe, generalmente, utilizar un amplificador de potencia (ver Fig. 9). Pero los impulsos codificados deben generarse con una aproximación suficientemente buena a la ley de fase teórica. El transmisor tiene una estructura relativamente sencilla que permite al radar tener una estabilidad de fase particularmente buena de impulso a impulso y, en consecuencia, una buena capacidad de indicación de un blanco en movimiento. Pero debe cuidarse la fase diferencial entre subimpulsos en el "generador de impulsos codificados en fase" y en el "amplificador de potencia" (debido a la sensibilidad de la fase al rizado de la alimentación y a las señales de control). El receptor es fácil de conseguir de forma que no se destruya la ley de fase del impulso en los amplificadores de FI y en el filtro de compresión del impulso.

Una aproximación demasiado mala de la ley de fase teórica ocasiona una distorsión de la forma de la respuesta de tiempo al filtro de compresión y, además, aumenta el nivel de los lóbulos laterales.

### Resultados experimentales

Como ejemplo del radar de compresión de impulsos construido en LCT, podemos señalar el "DIPHANE"\* que es un radar coherente de compresión de impulsos multimodo experimental cuyos impulsos están codificados en fase binaria. A continuación se dan algunas de sus características:

- Longitud del impulso transmitido: 3,2  $\mu$ s
- Número de subimpulsos: 31
- Relación de compresión: 31, 8 ó 1 (conmutable electrónicamente)
- Resolución en distancia: 500m (para una relación de compresión de 1)  
15m (para una relación de compresión de 31)
- Nivel de lóbulos laterales: -18 dB

Este radar se ha probado incluyendo efecto "clutter"\*\*\* sobre mar y sobre tierra. Particularmente, se han examinado los efectos de la reducción de profundidad del elemento de alcance efectivo debida a la compresión del impulso. La figura 10 muestra la variación de nivel respecto al tiempo (durante 4 minutos) y la distribución estadística del eco procedente del mar, sin compresión de impulso (Fig. 10-1) y con una relación de compresión de 31 (Fig. 10-2). Se comprobó que el nivel medio de la distribución está atenuado (unos 13 dB) y su distribución estadís-

tica modificada: de una distribución aproximadamente de "Rayleigh" a una distribución aproximadamente "logaritmo-normal".

Este efecto de reducción del nivel de emborronamiento mejora la detección del blanco, como puede verse en la figura 11 que representa parte de una corona de 1 km de profundidad a 8 km de distancia (la representación es "no conforme") para relaciones de compresión de impulsos de 1, 8 y 31 (de arriba a abajo). En la figura 11-1 los ecos de los barcos están enmascarados con el emborronamiento del mar, pero se ven claramente en la figura 11-3.

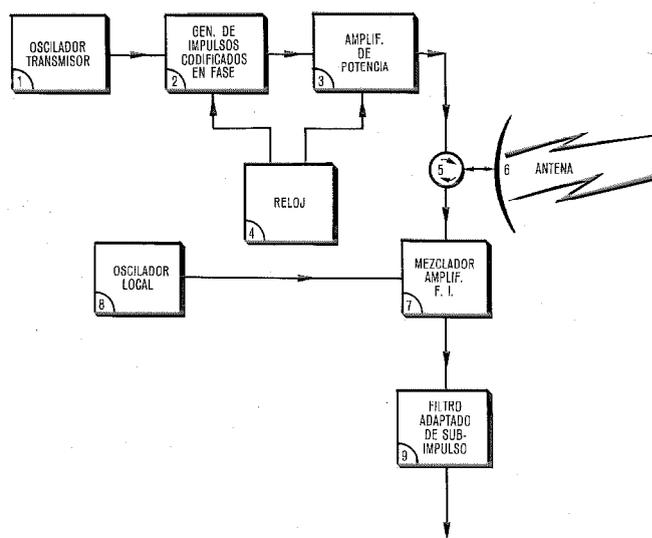


Fig. 9 Diagrama de bloques de un transmisor-receptor típico de radar para compresión de impulso.

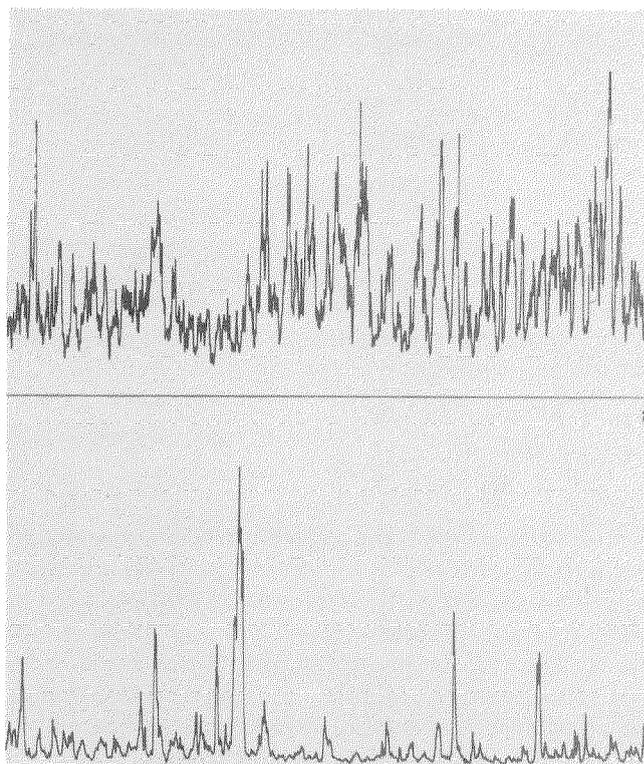


Fig. 10 Variación de nivel en función de tiempo.  
1. Sin compresión de impulsos  
2. Con compresión de impulsos

\* Marca registrada del sistema ITT.

\*\*\* Emborronamiento producido por ecos parásitos aleatorios, por ejemplo el debido al mar agitado.

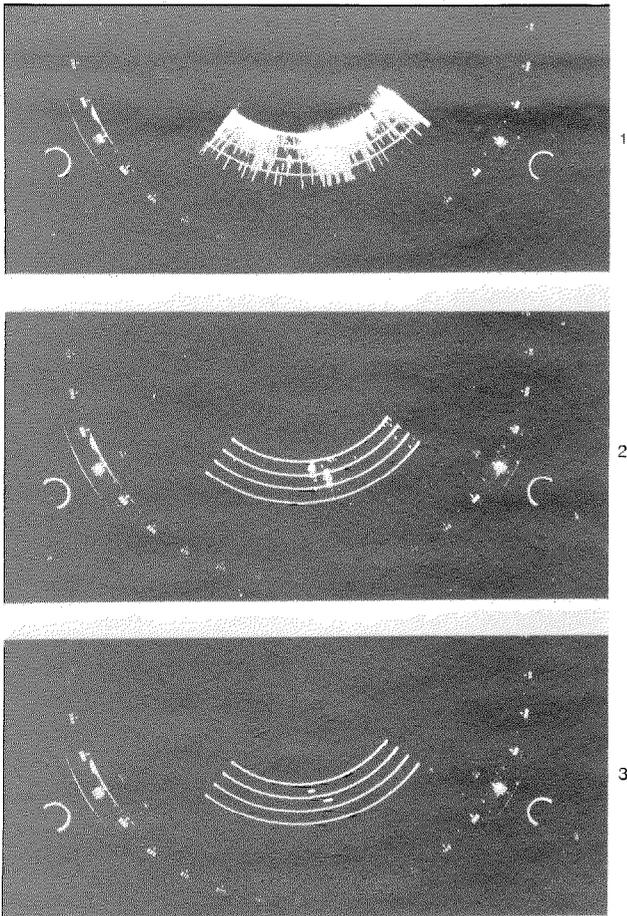


Fig. 11 Reducción del nivel de emborronamiento en el mar para diferentes relaciones de compresión de impulsos.  
 1. Relación de compresión 1  
 2. Relación de compresión 8  
 3. Relación de compresión 31

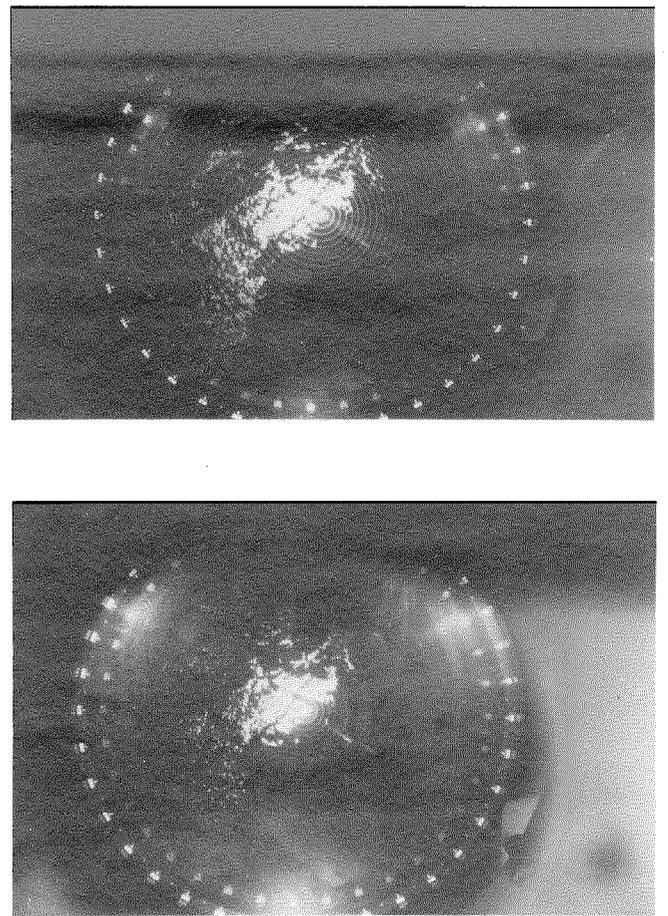


Fig. 12 Reducción del nivel de emborronamiento en tierra para diferentes relaciones de compresión de impulsos.  
 1. Relación de compresión 1  
 2. Relación de compresión 8.

Además, este efecto de reducción se ha señalado también durante las pruebas con emborronamiento terrestre. La figura 12 muestra un mapa de radar terrestre de un disco de 64 km, con relaciones de compresión de impulso de 1 y 8.

### Agradecimiento

Los autores quieren manifestar su agradecimiento a la "Direction des Recherches et Moyens d'Essais", a la "Section d'Etudes et Fabrication des Télécommunications" y al "Service Technique des Constructions et Armes Navales" que han patrocinado este desarrollo y concedieron su permiso para publicar este artículo.

### Referencias

[1] D. K. Barton: Radars, volumen 2, The Radar Equation: Dedham, Mass., Artech House Inc., 1974, 232 págs.  
 [2] E. Hüttmann: Verfahren zur Entfernungsmessung (Proceso de medida de distancia), patente alemana n° 768.068, 5 mayo 1955, fecha de prioridad 22 marzo 1940.  
 [3] D. O. Sproule y A. J. Hughes: Improvements in and Relating to Systems Operating by Means of Wave Trains; patente británica n° 604.429, 9 junio 1944.  
 [4] S. Darlington: Pulse Transmission; patente USA n° 2.678.997, 18 mayo 1954, fecha de prioridad 31 diciembre 1949 (idea de 1947).

[5] J. R. Klauder, A. C. Price, S. Darlington y W. J. Albersheim: The Theory and Design of Chirp Radars; Bell System Technical Journal, julio 1960, volumen 39, n° 4, págs. 745-808.  
 [6] W. W. Peterson: Error-Correcting Codes: Cambridge, Mass., The MIT Press, Second Edition, 1972, Appendix C, Tables of Irreducible Polynomials Over GF (2), págs. 472-492.  
 [7] M. H. Ackroyd y F. Ghani: Optimum Mismatched Filters for Side-lobe Suppression; Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Aerospace and Electronic Systems, marzo 1973, volumen AES-9, n° 2, págs. 214-218.

**Jean-Marie Colin** nació en 1936 y obtuvo el diploma de ingeniero en la Ecole Supérieure d'Électricité en 1958 y el grado de doctor en la Universidad de París en 1960. En 1962 ingresó en el Laboratoire Central de Télécommunications. En 1967 fue nombrado jefe de la Sección de Estudios Avanzados de Radar, cuya actividad está dedicada a la investigación y desarrollo de nuevos procesos para radares coherentes. En 1974 entró a formar parte del staff técnico de la División de Radar. Es encargado de curso en la Ecole Supérieure d'Électricité de París y de la Ecole Nationale Supérieure d'Électronique et de Radioélectricité de Grenoble.

**Jean-Claude Debuisser** nació en Sfax (Tunez) en 1943. Obtuvo en 1966 el título de Ingeniero en Electrónica en la Ecole Nationale Supérieure d'Électrotechnique, d'Électronique et d'Hydraulique de Toulouse. Después de haber enseñado durante dos años matemáticas y electrónica en el Liceo Técnico de Tunez, ingresó en el Laboratoire Central de Télécommunications en octubre de 1968. Tomó parte en el estudio y desarrollo del radar RACINE y tuvo a su cargo el estudio y realización del radar experimental DIPHANE.

# Los teléfonos en el mundo el 1 de enero de 1976\*

Después de 20 años consecutivos de un crecimiento anual superior al 6%, durante 1975 el crecimiento global de la red telefónica mundial se redujo a un 5,9%. El número total de teléfonos, al iniciarse 1976, ascendía a 379,6 millones, con un incremento durante 1975 de 21,2 millones. El crecimiento durante los 10 últimos años fue de 184,5 millones de teléfonos, lo que representa un incremento del 94,6%.

Durante 1975, China (Taiwan), Hong-Kong y Turquía, pasaron a formar parte de la lista de países con más de un millón de teléfonos en servicio.

Para satisfacer el incremento continuado de demanda de servicios internacionales, en agosto de 1975 comenzó la instalación del sexto cable transatlántico (TAT6), de gran capacidad. Diseñado para dar servicio a un equivalente de 4000 conversaciones telefónicas simultáneas (la mayor capacidad de cualquier sistema submarino de todo el mundo), entró en servicio en julio de 1976.

Esta publicación es posible gracias a la cooperación de muchas Administraciones Telefónicas y compañías explotadoras de todo el mundo. Su contribución es profundamente apreciada.

\* Según "The World's Telephones as of January 1, 1976" publicado por el servicio de estadísticas de American Telephone and Telegraph Company, Nueva York.

## Distribución de teléfonos por continentes en 1 enero 1976

Continente	Número de teléfonos en servicio			Explotados por <sup>2</sup> compañías privadas		Automáticos	
	Cantidad en 1976	% del total mundial	Por 100 habitantes	Cantidad en 1976	% del total	Cantidad en 1976	% del total
América del Norte	161 588 000	42,6	67,9	159 045 000	98,4	161 544 000	99,9
América Central	4 705 000	1,2	4,4	3 117 000	66,2	4 547 000	96,6
América del Sur	9 172 000	2,4	4,1	1 340 000	14,6	8 588 000	93,6
Europa	132 201 000	34,9	19,5	25 621 000	19,4	129 394 000	97,8
Africa	4 616 000	1,2	1,1	50 000	1,1	4 023 000	87,2
Asia <sup>1</sup>	59 559 000	15,7	2,6	3 325 000	5,6	57 349 000	96,3
Oceania	7 683 000	2,0	34,9	573 000	7,5	7 373 000	96,0
Total mundial	379 524 000	100,0	9,6	193 071 000	50,9	372 818 000	98,2

1 Estos datos incluyen asignaciones para las partes asiáticas de Turquía y U.R.S.S.

2 Se aplica a explotación más que a propiedad. Sistemas que son propiedad estatal, totalmente o en parte, pueden estar explotados por compañías privadas (por ejemplo, Italia).

## Cantidad de conversaciones telefónicas durante 1975 (en millares)

Area	Locales		Interurbanas		Internacionales (salidas)	
	Medidas por impulsos	Otras	Medidas por impulsos	Otras	Medidas por impulsos	Otras
Abu Dhabi	5920 <sup>1</sup>	75 000	—	5	—	247
Africa del Sudoeste	65 934 <sup>2</sup>	4 609	—	3 509	—	22
Africa del Sur	2944 498 <sup>2</sup>	204 650	—	94 897	—	1 146
Alemania, Rep. Democ.	1 143 909	—	472 345	46 754	—	7 166
Alemania, Rep. Federal	9 214 695	—	4 725 133	5 015	115 014 <sup>3</sup>	3 329
Anguilla	48 <sup>4</sup>	—	—	—	—	4
Antillas holandesas	—	99 700	—	n.d.	—	314
Argelia	—	285 065	—	110 134	—	86 031
Argentina	—	4 256 455	—	91 419	—	1 668
Ascensión (Islas)	n.d.	—	n.d.	—	—	6
Australia	3 560 000	—	258 470	86 525	—	2 225
Austria	n.d.	n.d.	460 000	16	—	31 935
Bahamas	—	6 234	—	346	—	762
Bahrain	27 375 <sup>4</sup>	—	—	—	92	254
Bangladesh	—	n.d.	—	n.d.	—	84
Barbados	—	132 000	—	—	—	221
Bélgica	1 075 329	—	1 092 782 <sup>5</sup>	—	—	540 796 <sup>5</sup>
Belize	14 000 <sup>4</sup>	21 <sup>6</sup>	—	—	—	32
Bermudas	—	28 000	—	—	—	539
Brasil	6 760 606	n.d.	146 596	125 244	n.d.	1 278
Borneo	—	n.d.	—	n.d.	—	27
Bulgaria	—	n.d.	—	167 446	—	381
Caimán (Islas)	4 028 <sup>4</sup>	—	—	—	—	75
Canadá	—	17 829 249	—	845 172	—	64 994
Colombia	—	n.d.	—	67 981	—	566
Corea, Rep. de	—	220 332	—	n.d.	—	2 915
Costa de Marfil	142 233 <sup>4</sup>	157	—	327	3 300	123

Cantidad de conversaciones telefónicas durante 1975 (en millares) (Continuación)

Area	Locales		Interurbanas		Internacionales (salidas)	
	Medidas por impulsos	Otras	Medidas por impulsos	Otras	Medidas por impulsos	Otras
Costa Rica	-	140291	-	46107	-	710
Chad	-	5640	-	42	-	n.d.
Checoslovaquia	1751865	34784	124920	91853	913	648
Chile	38153	1293900	2434	36238	-	306
China (Taiwan)	-	4408426	1891662	58611	-	2799
Chipre	128448	-	-	513 <sup>7</sup>	-	2844 <sup>1</sup>
Christmas (Islas)	-	n.d.	-	-	-	2
Dinamarca	1630733	-	712342	-	-	14479 <sup>8</sup>
Dominica	3187 <sup>4</sup>	-	-	-	-	32
Dominicana, República	-	n.d.	-	2265	-	537
Ecuador	721753 <sup>9</sup>	-	2779 <sup>9</sup>	-	-	302
Egipto	-	-	-	-	-	-
El Salvador	203531	2379	-	n.d.	-	567
España	n.d.	-	896341	164427	11298	4459
Estados Unidos	-	193116000	-	11529000 <sup>8</sup>	-	-
Etiopía	147047 <sup>10</sup>	9755	-	3131	-	66
Fiji	79500	-	-	1779	-	112
Filipinas	-	5271	-	n.d.	-	799
Finlandia	2722445	n.d.	4478136	231366	18592 <sup>1</sup>	1610
Francia	29268100 <sup>11</sup>	-	-	-	-	-
Fujairah	-	163	-	-	-	3
Gambia	2336	2	-	39	-	54
Ghana	-	n.d.	-	n.d.	-	25
Gibraltar	-	12532	-	-	-	77
Gilbert (Islas)	-	n.d. <sup>12</sup>	-	-	-	0 <sup>13</sup>
Grecia	2786151	-	251190	15877	6398 <sup>3</sup>	958
Grenada	-	n.d.	-	-	-	57
Guadalupe	61101 <sup>11</sup>	-	-	-	-	-
Guernsey, C. I.	20729	124	1587	190	18	21
Guayana	86000	-	-	970	-	131
Guayana francesa	17771 <sup>11</sup>	-	-	-	-	-
Hong-Kong	-	n.d.	-	-	-	1867
Hungría	396848	418665	181270	36771	-	858
India	3643684	-	-	123055	-	495
Indonesia	875006 <sup>4</sup>	-	-	10013	-	414
Irak	-	2162687	-	n.d.	-	61352
Irán	740262 <sup>10</sup>	-	-	9130	-	686
Irlanda	-	432000	-	70000 <sup>8</sup>	-	-
Islandia	134700	9230	10607	2011	-	90
Israel	2200288 <sup>11</sup>	-	-	-	-	800
Italia	-	7571571	-	2360116	-	23975
Jamaica	-	4779 <sup>8</sup>	-	-	-	-
Japón	40291000 <sup>4</sup>	5437000 <sup>6</sup>	-	-	54	4383
Jersey, C. I.	21253	2203	391	20	2899	620
Kenia	198835 <sup>4</sup>	-	-	9413	-	347
Kuwait	-	380000 <sup>6</sup>	-	-	-	588
Liechtenstein	4285	-	12075 <sup>1</sup>	-	2627 <sup>1</sup>	-
Luxemburgo	87715 <sup>4</sup>	-	-	-	-	7687
Madagascar	-	29557	-	167	-	54
Malasia Occidental	582655	-	-	16173	-	204
Malawi	-	n.d.	-	n.d.	-	89
Maldivas	-	528	-	-	-	-
Malta	25000	-	-	-	-	125
Marruecos	n.d.	n.d.	490669 <sup>8</sup>	8644	-	631
Martinica	55924 <sup>11</sup>	-	-	-	-	-
Mauricio	-	26551	-	-	-	55
México	-	6851491	-	170501	-	11691
Midway (Islas)	-	279	-	-	-	72
Mónaco	6319	-	32820 <sup>14</sup>	16	18484	43
Montserrat	1353 <sup>5</sup>	-	-	-	-	23
Nieu	-	n.d.	-	-	-	0 <sup>15</sup>
Norfolk (Islas)	-	n.d.	-	-	-	11
Noruega	721000	-	122000	43130	6139	1833
Nueva Caledonia	10371	-	-	345	-	40
Nuevas Hébridias	1444	-	-	17	-	19
Nueva Zelanda	-	n.d.	-	79883	-	802
Océánicas (Islas)	-	32	-	6	-	-

## Los teléfonos en el mundo

Cantidad de conversaciones telefónicas durante 1975 (en millares) (Continuación)

Area	Locales		Interurbanas		Internacionales (salidas)	
	Medidas por impulsos	Otras	Medidas por impulsos	Otras	Medidas por impulsos	Otras
Omán	6952	-	-	-	-	677 <sup>1</sup>
Países Bajos	1900989	-	1498132	40	46397	1883
Pakistán	n.d.	930980	n.d.	13730	-	339
Panamá	-	485936	-	12932	-	537
Papua - Nueva Guinea	-	28187	-	7535	-	1426
Paraguay	-	79993	-	6717	-	198
Perú	n.d.	89338	-	10439	-	416
Polinesia francesa	10530	44	-	25	-	30
Polonia	-	474092	-	177652	748	838
Portugal	1106453	14867	1286085	27853	28738	9218 <sup>1</sup>
Puerto Rico	-	782142	-	18855	-	3775
Qatar	25683 <sup>4</sup>	-	-	-	228	201
Ras-al-Khaimak	-	3550	-	-	129	11
Reino Unido	13736000	-	2141180	171237	-	43500
Reunión	51852 <sup>11</sup>	-	-	-	-	-
Ruanda	4745	-	-	47	-	43
Sabah	-	-	-	1263	-	68
Salomón (Islas)	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.	-	4
Samoa Occidental	-	n.d.	-	-	-	22
San Kitts-Nevis	-	n.d.	-	-	-	36
San Marino	-	2120	-	808 <sup>8</sup>	-	-
San Pedro y Miguelón	-	1253	-	-	-	n.d.
San Vicente	4400 <sup>4</sup>	-	-	-	-	61
Santa Lucía	5483 <sup>4</sup>	-	-	-	-	86
Sao Tomé & Príncipe	-	2000	-	2900	-	20
Sarawak	n.d.	-	-	960	-	118
Senegal	26316	250	-	936	-	129
Seychelles	3738 <sup>4</sup>	-	-	-	-	18
Sharjah	-	9950	260	141	129	44
Singapur	1272330	-	5908	-	-	843
Sri Lanka	172322 <sup>4</sup>	5749 <sup>9</sup>	-	-	-	38
Suecia <sup>16</sup>	17600000	-	-	4700	25339	1776
Suiza	1079965	-	3657483	-	274638 <sup>1</sup>	-
Surinam	44151 <sup>4</sup>	-	-	-	-	311
Swazilandia	14957 <sup>4</sup>	627	-	1140	-	17
Tanzania	120051 <sup>4</sup>	-	-	2640	-	-
Tailandia	-	459732	-	6273	-	179
Trinidad & Tobago	-	93768	45283	378	-	292
Túnez	258732 <sup>4</sup>	18079 <sup>6</sup>	-	-	19717	5280
Turks & Caicos (Islas)	827 <sup>4</sup>	-	-	-	-	11
Turquía	776839	-	-	54975	-	539
Uganda	61758 <sup>4</sup>	-	-	1586	-	31
U.R.S.S.	-	n.d.	-	768400	-	1885
Uruguay	429859	42916	-	11490	-	1002
Venezuela	-	n.d.	-	n.d.	-	1776
Virgenes (Islas) británicas	2204 <sup>4</sup>	-	-	-	56	51
Virgenes (Islas) EE.UU.	-	131765	-	-	-	863
Wallis & Futuna (Islas)	-	12	-	-	-	1
Yugoslavia	6180820 <sup>4</sup>	-	-	-	-	2192
Zambia	273621	-	-	1137	-	211

n.d. - datos no disponibles.

1 Representa el número de minutos de cómputo.

2 Número total de llamadas locales, interurbanas e internacionales.

3 Representa número de llamadas.

4 Incluye los impulsos interurbanos.

5 Representa el número de impulsos de cómputo.

6 Incluye todas las demás interurbanas.

7 Incluye las llamadas de marcaje automático por el abonado.

8 Incluye los impulsos de cómputo internacionales.

9 Incluye otros.

10 Incluye los impulsos de cómputo de servicio interurbano automático (STD).

11 Total de impulsos locales, interurbanos e internacionales.

12 El número de llamadas no registradas por ser contratadas en base a una renta uniforme y todas las llamadas locales son gratis.

13 Los datos excluyen los sistemas telefónicos de las fuerzas armadas.

14 Incluye llamadas a Francia.

15 Datos en 31 marzo 1976.

16 Datos en junio 1976.

País	Número total de teléfonos en servicio					Automáticos		Principales		Extensiones y centralitas		Negocios		Residenciales	
	Cantidad		% de aumento con respecto a		por 100 habitantes	Cantidad	% del total	Cantidad	% del total	Cantidad	% del total	Cantidad	% del total	Cantidad	% del total
	1976	1975	1966	1975											
Alemania	2 570 113	2 451 011	1 658 817	4,9	54,9	2 570 113	100,0	1 145 796	44,6	1 424 317	55,4	—	—	—	—
Rep. Democrática	19 602 606	18 767 033	8 802 166	4,5	122,7	19 602 606	100,0	13 123 644	66,9	6 478 962	33,1	—	—	—	—
Alemania	2 469 250	2 373 665	1 497 841	4,0	64,9	2 123 135	86,0	1 782 727	72,2	686 523	27,8	—	—	—	—
Rep. Federal	5 266 843	4 999 982	2 978 336	5,3	76,8	5 074 363	96,3	3 669 425	69,7	1 597 418	30,3	—	—	—	—
Argentina	2 132 758	1 986 733	1 008 693	7,4	111,4	2 132 758	100,0	1 505 257	70,6	627 501	29,4	—	—	—	—
Australia <sup>1</sup>	2 776 882	2 666 701	1 564 656	4,1	77,5	2 776 882	100,0	1 849 960	66,6	926 922	33,4	—	—	—	—
Austria	3 371 284	2 651 728	1 344 717	27,1	150,7	3 270 916	97,0	2 081 927	61,8	1 289 357	38,2	—	—	—	—
Belgica	777 127	718 325	279 200	8,2	178,3	721 049	92,8	523 948	67,4	253 179	32,6	—	—	—	—
Brasil	13 142 235	12 454 331	7 445 071	5,5	76,5	13 127 567	99,9	8 280 516	63,0	4 861 719	37,0	—	—	—	—
Bulgaria	1 285 670	1 186 205	443 000	8,4	190,2	1 267 578	98,6	n.d.	—	n.d.	—	—	—	—	—
Canadá	1 400 103	n.d.	274 380	—	410,3	1 133 005	80,9	1 058 075	75,6	342 028	24,4	—	—	—	—
Colombia, Rep. de	2 614 761	1 480 801	1 491 621	4,5	75,3	2 534 332	96,9	1 382 373	52,9	1 232 388	47,4	—	—	—	—
Corea, Rep. de	1 117 989	900 605	166 709	24,1	570,6	1 047 860	93,7	718 692	64,3	399 297	35,7	—	—	—	—
Checoslovaquia	2 316 208	2 183 847	1 363 988	6,1	69,8	2 315 258	99,9	1 721 868	74,3	594 340	25,7	—	—	—	—
China (Taiwan)	n.d.	503 200	330 000	—	—	n.d.	—	n.d.	—	n.d.	—	—	—	—	—
Dinamarca (Incl. Islas Faroe y Groenlandia)	7 835 970	7 042 968	2 788 432	11,3	181,0	7 257 453	92,6	4 698 139	60,0	3 137 831	40,0	—	—	—	—
Egipto, Rep. Arabe de	149 011 000	143 972 000	93 656 000	3,5	59,1	148 983 000	99,9	80 515 000	54,0	68 496 000	46,0	—	—	—	—
España	1 833 993	1 678 873	835 682	9,2	119,5	1 738 852	94,8	1 248 879	68,1	585 114	31,9	—	—	—	—
Estados Unidos	13 833 346	12 405 000	6 116 700	11,5	126,2	13 349 178	96,5	7 099 000	51,3	6 734 000	48,7	—	—	—	—
Finlandia	2 008 522	1 862 050	508 262	7,9	295,3	1 989 284	100,0	1 687 053	84,0	321 469	16,0	—	—	—	—
Francia	1 033 735	988 545	261 475	4,6	295,3	1 033 735	100,0	837 023	81,0	196 712	19,0	—	—	—	—
Hong-Kong	1 048 090	1 013 731	566 026	3,4	85,2	853 171	81,4	567 285	54,1	480 805	45,9	—	—	—	—
Hungria	1 816 901	1 689 528	881 407	7,5	106,1	1 492 947	82,2	1 337 209	73,6	479 692	26,4	—	—	—	—
India	688 396	617 760 <sup>3</sup>	207 530	11,4	231,7	2,00	92,5	688 396	100,0	—	—	—	—	—	—
Irán	796 348	735 156	255 780	8,3	211,3	796 348	100,0	583 621	73,3	212 727	26,7	—	—	—	—
Israel	14 495 677	13 695 006	5 980 702	5,8	142,4	14 495 677	100,0	9 656 548	66,6	4 839 129	33,4	—	—	—	—
Italia	45 514 709	41 904 960	13 998 831	8,6	225,1	40,47	98,4	34 349 164	75,5	11 165 545	24,5	—	—	—	—
Japón <sup>2</sup>	2 914 531	2 546 186	823 064	14,5	254,1	2 792 315	95,8	1 572 598	54,0	1 341 933	46,0	—	—	—	—
México	1 406 995	1 355 142	907 919	3,8	55,0	1 266 254	90,0	835 559	59,4	571 436	40,6	—	—	—	—
Noruega	1 570 784	1 494 587	1 025 084	5,1	53,2	1 474 557	93,9	986 270	62,8	584 514	37,2	—	—	—	—
Nueva Zelanda <sup>2</sup>	5 047 117	4 686 700	2 352 209	7,7	114,6	5 047 117	100,0	3 137 299	62,2	1 909 812	37,8	—	—	—	—
Países Bajos	2 577 636	2 399 249	1 294 046	7,4	99,2	2 339 520	90,8	1 386 492	53,8	1 191 144	46,2	—	—	—	—
Polonia	1 065 974	1 011 177	550 490	5,4	93,6	995 473	93,4	756 313	71,0	309 661	29,0	—	—	—	—
Portugal	21 035 602	20 342 457	10 704 000	3,4	96,5	21 030 553	99,9	13 136 503	62,4	7 899 099	37,6	—	—	—	—
Reino Unido <sup>2</sup>	n.d.	1 076 566	473 122	—	—	n.d.	—	n.d.	—	n.d.	—	—	—	—	—
Rumanía	2 072 131	1 935 831	1 198 421	7,0	72,9	1 748 554	84,4	1 188 390	57,4	883 741	42,6	—	—	—	—
Sudáfrica, Rep. de <sup>2</sup>	5 422 795	5 178 082	3 572 630	4,7	51,8	5 422 795	100,0	3 921 772	72,3	1 501 023	27,7	—	—	—	—
Suecia	3 912 971	3 790 351	2 259 077	3,2	73,2	3 912 971	100,0	2 462 009	62,9	1 450 962	37,1	—	—	—	—
Suiza	1 011 790	899 923	351 135	12,4	188,1	2,52	79,5	680 585	67,3	331 205	32,7	—	—	—	—
Turquia	16 949 000	15 782 000	7 700 000	7,4	120,1	16 129 000	95,2	12 182 000	71,9	4 767 000	28,1	—	—	—	—
U.R.S.S.	649 603	554 197	282 558	17,2	129,9	644 775	99,3	501 464	77,2	148 139	22,8	—	—	—	—
Venezuela	1 301 219	1 142 883	414 656	13,9	213,8	1 274 832	98,0	n.d.	—	n.d.	—	—	—	—	—
Yugoslavia	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

1 Datos en 30 junio 1975  
 2 Datos en 31 marzo 1976  
 3 Datos para 1975 corregidos, la capacidad fue proporcionada con error  
 n.d. - datos no disponibles

## Nuevas realizaciones

### Plataformas de Recogida de Datos para el programa METEOSAT.

LCT (Laboratoire Central de Télécommunications) ha entregado a la Agencia Espacial Europea (ESA) tres prototipos del equipo de telecomunicaciones desarrollado para equipar las Plataformas de Recogida de Datos del programa METEOSAT. Estas plataformas pueden estar ubicadas en barcos, boyas, estaciones terrenas, etc.

El programa METEOSAT es parte de un programa meteorológico mundial que empleará como mínimo cinco satélites geoestacionarios (uno europeo, dos de Estados Unidos, uno de la Unión Soviética y otro del Japón).

Estos satélites, situados a distancias iguales alrededor de la Tierra, transmitirán imágenes de las distribuciones de nubes a estaciones terrenas y después, tras ser procesadas por la estación principal, las reenviarán a los usuarios. Otra misión de los satélites consistirá en la recogida y distribución a los usuarios de datos meteorológicos recogidos por las Plataformas de Recogida de Datos.

Este conjunto de misiones será la base del sistema de Observación Mundial del Estado del Tiempo (World Weather Watch), sufragado por el Programa de Investigación Atmosférica Mundial (GARP).

Una Plataforma de Recogida de Datos completa comprende:

- Una unidad adaptadora de los sensores que realiza las siguientes funciones: multiplexado, conversión analógico-digital, preprocesado y almacenaje de los datos de los sensores.
- Un equipo de telecomunicaciones que incluye un controlador de lectura de la memoria de datos, un circuito de formatación de mensajes, un reloj, un emisor (potencia de salida 5 ó 40 W a 400 MHz) y una antena.

La unidad adaptadora de los sensores es un subconjunto modular que se diseña a la medida, de acuerdo con el perfil de la misión. Las especificaciones que ha de suministrar el cliente incluyen: parámetros a medir (parámetros del viento, temperatura - altura, etc.) y/o sensores elegidos, exactitud de las medidas, frecuencia de muestreo, preprocesado local, etc.

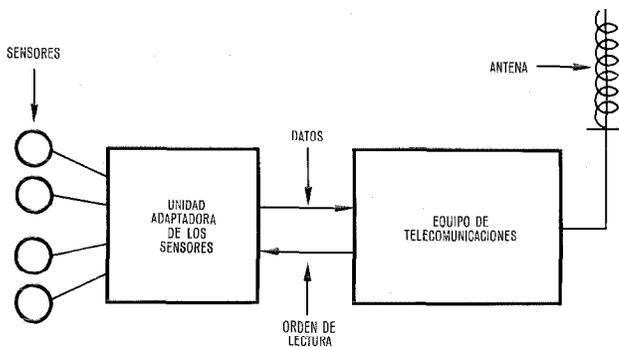


Fig. 1 Diagrama de bloques de una Plataforma de Recogida de Datos.

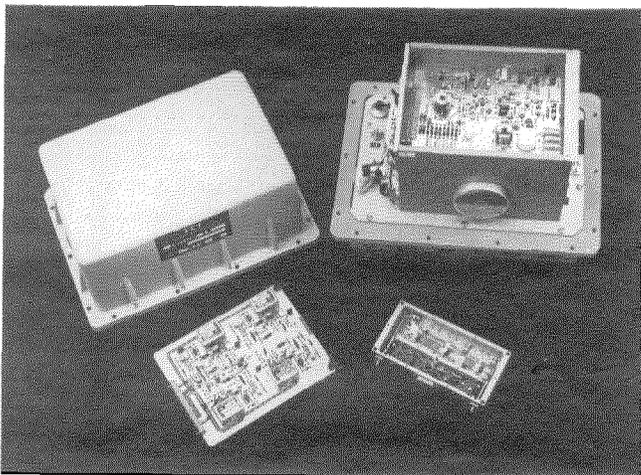


Fig. 2 Módulo emisor.

El equipo de telecomunicaciones comprende los módulos siguientes:

- La antena (muy direccional para el emisor de 5 W y omnidireccional para el emisor de 40 W).
- El módulo de órdenes (reloj), controlador de memoria, circuito de formatación de mensajes y los módulos emisores que se equipan en un mismo compartimento cerrado herméticamente y de reducidas dimensiones (450 × 250 × 200 mm).
- El receptor de telemando.

El equipo de telecomunicaciones funciona de forma desatendida e incluye dispositivos automáticos de seguridad (sincronizador de transmisión, etc.). El diseño del sistema ha sido orientado para obtener la máxima fiabilidad. Todos los módulos de telecomunicaciones están cerrados herméticamente y el sistema funciona dentro de un margen de temperatura comprendido entre -20°C y +50°C.

La Plataforma de Recogida de Datos puede alimentarse por medio de la red, de baterías secas o de baterías recargables. En este último caso, el cargador de la batería puede alimentarse de la red, de un generador solar, etc. En el modo automático, el consumo está limitado a 0,5 W excepto durante los muy cortos períodos de emisión (1 min.). Una batería de 12 V, 40 Ah puede asegurar una autonomía de funcionamiento de 100 horas del equipo de telecomunicaciones.

Las misiones de la Plataforma de Recogida de Datos son: meteorología, detección de polución, estudios hidrológicos y vigilancia de embalses, y agricultura.

Laboratoire Central de Télécommunications, Francia

### El centro de conmutación EDS de Nuremberg en funcionamiento.

El Deutsche Bundespost está reuniendo sus redes Télex, Datex y Gentex en un sistema electrónico de datos (EDS) que está diseñado para servir también futuras redes de datos. Los puntos nodales del sistema son 24 centros de conmutación EDS que se instalarán en 18 poblaciones durante los próximos años. El segundo centro de conmutación EDS instalado por SEL fue puesto en funcionamiento en Nuremberg a finales de octubre de 1976. Tiene una capacidad inicial de 6000 líneas y puede ser ampliado hasta 16.000 líneas. En la primera fase se proveerán velocidades de transmisión de 50 a 200 bit/s, así como 2,4 kbit/s. Posteriormente se añadirán velocidades de 9,6 kbit/s y superiores. Está planeado un funcionamiento asíncrono para las velocidades bajas, y un funcionamiento síncrono para las velocidades mayores.

Durante la ceremonia de inauguración, se mostraron varios ejemplos de funcionamiento y de los servicios prestados por los centros EDS. Estos servicios incluyen selección por teclado, utilizando el nuevo teletimpressor LO 2000 de SEL, así como tráfico de diálogo con los centros de ordenadores.

El sistema de conmutación EDS, para datos digitales, completamente electrónico y controlado por programa, funciona según el principio asíncrono de múltiplex por división en el tiempo. Como resultado de ello, es extremadamente flexible (transparente al código y a la velocidad) y es más eficiente que los sistemas múltiplex por división en el tiempo síncronos. Un centro de conmutación EDS consta de varias unidades que se interrelacionan según el principio de multiprocesado. Con el fin de asegurar una elevada disponibilidad, las unidades del sistema central están duplicadas. La memoria de trabajo tiene una capacidad de 1.048.376 bits y consiste en 2 × 16 grupos de 65.536 bits cada uno, ó 2 × 8 grupos de 131.073 bits cada uno. Los tiempos de actuación son de 1 μs y de 0,8 μs respectivamente. Además están conectadas al sistema 2 × 4 memorias de disco de 28 Mbitios cada una.

La estructura del ordenador del sistema EDS controlado por programa hace posible la introducción de diversas facilidades de servicio durante los próximos años, como por ejemplo selección por teclado, categorías de servicio, selección abreviada, llamada directa, etc. La selección por teclado, y las categorías de servicio están ya integradas en el sistema. Una vez terminada cualquier conexión, o solamente en las conexiones elegidas por el abonado, pueden imprimirse los cargos acumulados. Además es posible la "difusión" de mensajes a varios abonados. La facilidad de llamada directa permite alcanzar abonados llamados frecuentemente sin más que apretar una sola tecla.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal de Alemania

**El equipo TDM ZD 1000-C, adaptado a la Recomendación R.101 del CCITT.**

Como ya se describió en [1] y [2], el equipo TDM (Múltiplex por división en el tiempo) ZD 1000-C, tiene capacidad para transmitir 56 canales télex (50 Bd, alfabeto telegráfico n°2 de velocidad y código variables), a través de una señal agregada, síncrona, de 3 kbit/s. Este equipo TDM ha sido ahora adaptado a la Recomendación R.101 del CCITT.

La unidad de canal "KSC" utilizada hasta ahora, ha sido ampliada con un circuito que evita el registro de un elemento de parada de un bitio al prolongar a una duración de 25 ms (1,25 x duración de un bitio) los elementos de parada cortos. Esta unidad de canal se ha denominado "KSC-V", y permite registrar un carácter télex en el lado receptor del equipo ZD 1000-C de acuerdo con la Recomendación R.101 del CCITT. Un elemento de parada de un bitio puede ocurrir al transmitir un carácter télex de 7,5 bitios a través de un equipo TDM que tenga una cuantificación de transmisión de un bitio. El aumento de duración de un elemento de parada produce un retardo en el registro de los caracteres siguientes. Este retardo será compensado acortando los elementos de parada con una duración de dos bitios.

En la unidad de canal "KSC-V" se utiliza la misma tecnología de circuitos integrados que en las otras unidades del equipo ZD 1000-C (circuitos integrados CMOS-MSI digitales). Ambas unidades de canal, "KSC" y "KSC-V", contienen las terminaciones de dos canales telegráficos y son completamente compatibles. De esta forma, todos los equipos ZD 1000-C, incluso los que ya están instalados, pueden ser cambiados, total o parcialmente, para regeneración de elementos de parada de acuerdo con la Recomendación R.101 del CCITT sin más que cambiar las unidades de canal.

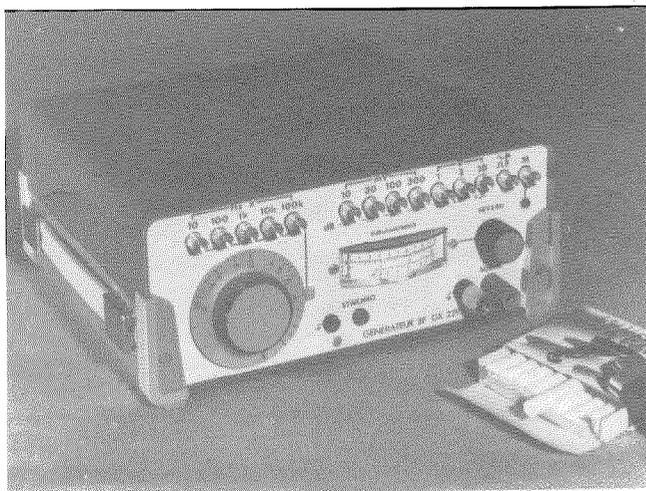
Algunos modelos de laboratorio de la nueva unidad de canal han sido probados por el Deutsche Bundespost durante varios meses. Debido a los positivos resultados de la prueba, la producción en serie de la unidad de canal "KSC-V" empezará pronto.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal de Alemania

- [1] H. Aulhorn, W. Baumann y A. Norz: ZD 1000-C - Un equipo para la transmisión múltiplex por división en tiempo de caracteres telegráficos; Comunicaciones Eléctricas, 1975, Vol. 50, n° 3, págs. 209-214.
- [2] El equipo ZD 1000-C, múltiplex por división en el tiempo, ya en servicio: Nuevas realizaciones; Comunicaciones Eléctricas, 1976, Vol. 51, n° 2, págs. 138-139.

**Nuevo generador de baja frecuencia METRIX.**

El nuevo generador de baja frecuencia GX 229 A ha sido recientemente presentado por la División de Instrumentación de METRIX. Está diseñado especialmente para enseñanza, servicio de mantenimiento de equipos de sonido y para laboratorios.



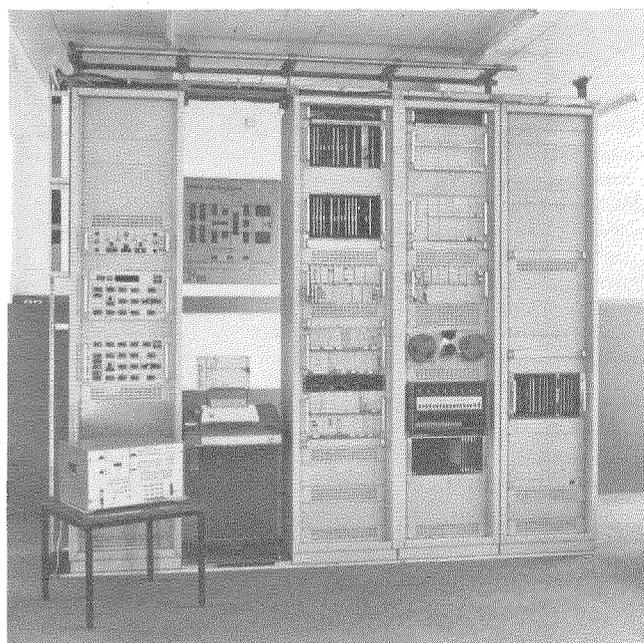
Generador de baja frecuencia GX 229 A.

- Sus principales características son:
- Margen de frecuencias de 1 Hz a 1 MHz
  - Señales periódicas y cuadradas (distorsión < 0,2%, tiempo de subida = 50 ns)
  - Nivel de salida comprobado por aparato de medida
  - Elevado nivel de salida (10 V ef.)
  - Nivel de salida ajustable por atenuador de décadas en 6 pasos de 10 dB, y ajustable de forma continua (> 10 dB)
  - Impedancia de salida 600 Ω
  - Salida síncronismo.

Société des Produits Industriels ITT, Francia

**Terminal TDMA en pruebas de campo.**

La técnica de acceso múltiple por división en el tiempo (TDMA) es una técnica para aplicaciones por satélite, por la que varias estaciones terrenas utilizan un emisor-receptor dado del satélite transmitiendo una ráfaga de datos de tal manera que no se solapan en el emisor-receptor con las ráfagas transmitidas por otras estaciones. Puesto que no existe solapamiento, se asigna la misma frecuencia portadora a todas las estaciones terrenas que comparten ese emisor-receptor.



Terminal TDMA-S2.

Un terminal TDMA de 60 Mbit/s, denominado TDMA-S2 ha sido desarrollado y construido, con fondos gubernamentales, por un consorcio franco-alemán compuesto por seis empresas bajo el liderazgo de SEL (Standard Elektrik Lorenz AG). Este terminal cumple las principales especificaciones del sistema TDMA prototipo INTELSAT y está basado en un diseño modular, tanto en lo que se refiere al software como al hardware, para asegurar una gran flexibilidad. Pueden conectarse diferentes módulos adaptadores para satisfacer las varias demandas de acoplamiento de la red terrestre.

Tres terminales han sido o están siendo construidos por el consorcio para ser usados en pruebas de campo con el satélite franco-alemán SYMPHONIE, así como con un satélite INTELSAT IV y para prueba con el Satélite de Prueba Orbital Europeo (OTS).

La fotografía muestra el terminal TDMA-S2 tal y como será instalado en la estación terrena de Raisting del Deutschen Bundespost para pruebas con los satélites SYMPHONIE e INTELSAT IV, que comenzará a mediados de 1977.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal de Alemania

## Nuevas realizaciones

### Sistema de transmisión de datos 115.

El sistema de transmisión de datos 115 está diseñado fundamentalmente para proporcionar un medio eficaz de conectar terminales télex o similares a centros de conmutación o de cálculo.

El sistema transmite datos o señales telegráficas en el margen de velocidad hasta 300 bit/s, dentro de una banda de frecuencia vocal comprendida entre 800 y 2000 Hz.

La principal ventaja del sistema, comparado con los sistemas actuales utilizados para transmisión a baja velocidad, es que las señales se transmiten como señales de frecuencia vocal a bajo nivel en lugar de tensiones y corrientes continuas de alto nivel, por ejemplo 170 V, 40 mA. Estas señales continuas producen muy a menudo interferencias inaceptables en otros servicios de comunicaciones que utilizan circuitos del mismo cable.

El modem funciona con modulación de frecuencia, de acuerdo con la Recomendación V.21 del CCITT. Consta de una parte emisora y otra parte receptora que funcionan a diferentes frecuencias. La transmisión puede de esta forma realizarse en ambas direcciones simultáneamente (transmisión dúplex). El equipo está pensado para conexión a líneas de 2 hilos punto a punto (líneas alquiladas): Cualquier tipo de línea, hilos físicos, línea cargada, canal de portadora o canal de conversación PCM, puede utilizarse como portador. Con este sistema, por consiguiente, la conexión de abonados télex puede realizarse sobre cualquier canal de conversación disponible y no está restringido solamente a las líneas físicas. El margen de distancias que puede cubrirse es considerablemente mayor que con los métodos tradicionales.

El equipo está disponible en dos versiones básicas diferentes:

- modem de abonado
- equipo modem central.

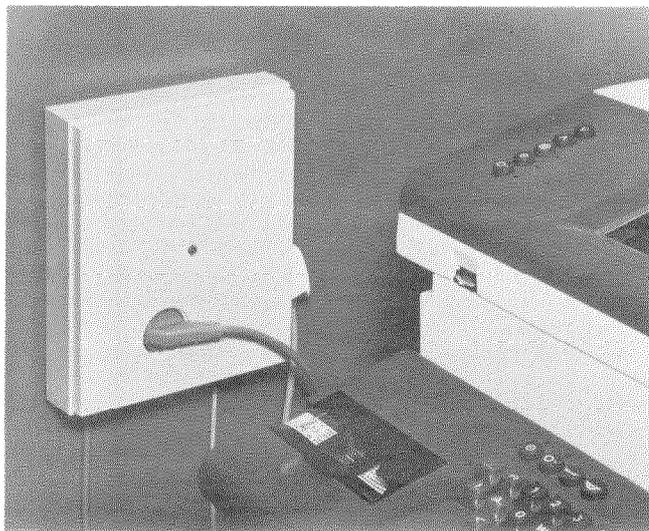
El modem de abonado es una unidad independiente, enchufable a la red, que puede montarse en la pared al lado del teleimpresor del abonado (o cualquier otro tipo de terminal de datos). Está conectado por un lado a la línea de transmisión a 2 hilos y por el otro lado al terminal del cliente.

La unidad está disponible en dos versiones, una para funcionamiento con una sola corriente y otra para funcionamiento con dos corrientes. La versión de corriente única puede disponer de puentes para conexión al terminal de 2 ó 4 hilos, permitiendo así todas las alternativas de conexión para terminales de datos y telegráficos de baja velocidad electromecánicos. Proporciona también señalización télex de acuerdo con los sistemas de señalización A y B del CCITT.

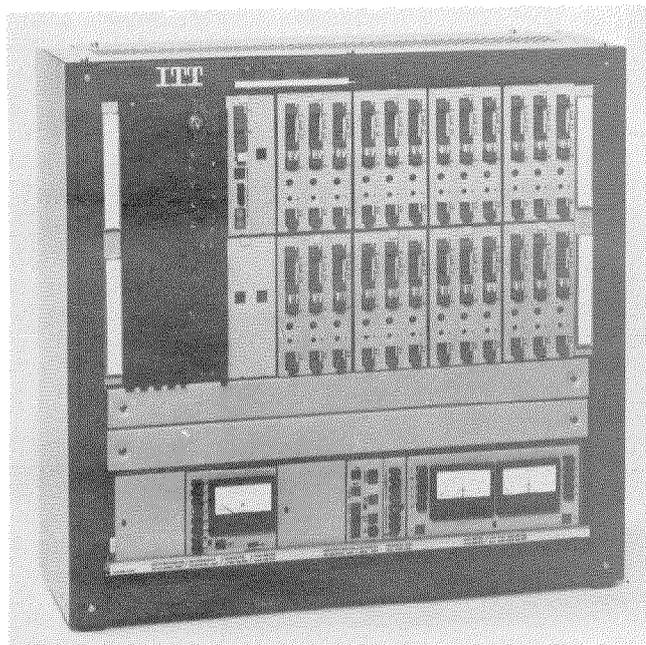
La versión de dos corrientes posee alternativas pondeadas para un gran número de características eléctricas y es, por consiguiente, adecuada para su utilización con terminales electrónicos de diferentes tipos.

En ambos casos, la placa del modem está disponible en dos versiones, con frecuencias de canal diferentes. De esta forma, dos unidades de abonado pueden disponerse para transmitir tráfico punto a punto entre dos terminales, sin necesidad de pasar por una central telegráfica.

El modem de abonado está también disponible en versión de una sola placa para su incorporación a los teleimpresores.



Modem de abonado.



Equipo modem central.

El equipo modem central se utiliza para conexión como un adaptador de línea entre la central y los abonados. Está diseñado para montaje sobre un armazón. Cada bastidor puede llevar hasta 24 modems y contiene también el equipo de alimentación y el equipo de alarmas. La placa del modem puede montarse también en el sistema telegráfico de frecuencia vocal GH-122, en cuyo caso puede fácilmente disponerse una concentración de abonados télex y de retransmisión sobre un sistema telegráfico de frecuencia vocal. La frecuencia central de emisión es de 1750 Hz. Los adaptadores de modem y de telegrafía de frecuencia vocal son directamente compatibles y se conectan a 4 hilos.

Standard Radio & Telefon AB, Suecia

### Nueva central PENTACONTA en Zurich-Hottingen 1

Hottingen 1, la más antigua central automática de Zurich, tiene una larga historia que comienza en la época de la Primera Guerra Mundial. Tras una larga vida, y habiendo sido dañada en 1969 por un incendio provocado, será renovada en la primavera de 1977 con una central PENTACONTA\*. La nueva central incluirá 10.000 líneas de abonado. Además poseerá 300 circuitos de salida para abonados de elevado tráfico con selección automática. Como todas las centrales PENTACONTA de Suiza, la nueva central telefónica está equipada para identificación del abonado, marcaje internacional directo, marcaje de 7 dígitos y señalización multi-frecuencia.

Standard Telephon und Radio AG, Suiza

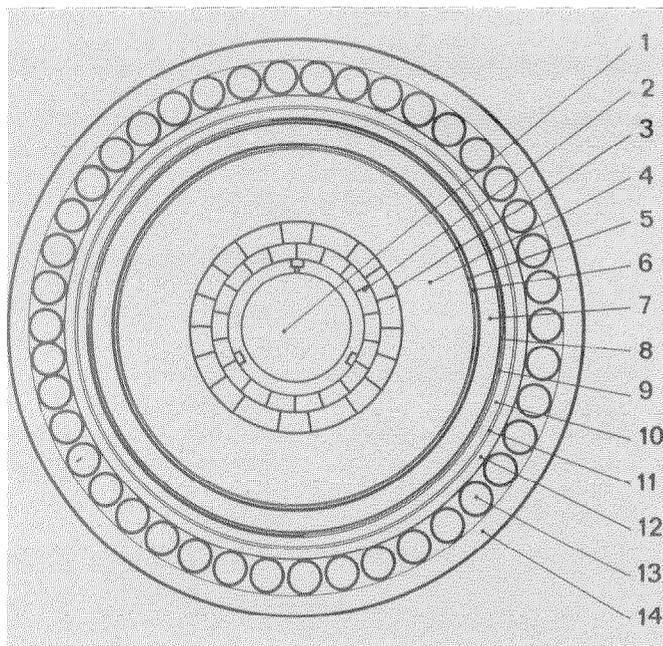
### Cables submarinos de 132 kV.

STK (Standard Telefon og Kabelfabrik) completó en 1976 la entrega de 50 km de cable submarino relleno de aceite, autónomo, de 132 kV, para transmisión de energía a través del fiordo de Ofotfjord, que está situado a 200 km al norte del Círculo Polar, en Noruega.

La instalación se ha proyectado para transportar una carga de 1200 A y consta de dos conjuntos de cables de 600 mm<sup>2</sup> de sección, cada uno de ellos de una longitud de 8200 m sin empalmes.

Como puede verse en el dibujo de la sección que muestra los elementos que componen el cable, el conductor central único está formado por aluminio tubular cubierto con una capa de trenzado de aluminio del tipo Keystone.

\* Marca registrada del sistema ITT.



Cable OKRA 132 kV, 1 × 600 mm<sup>2</sup> AI

1. Conducto de aceite
2. Conductor de aluminio
3. Papel negro de carbón
4. Aislamiento de papel
5. Papel negro de carbón y papel metalizado
6. Cinta trenzada de cobre
7. Cubierta de plomo
8. Cinta trenzada de cobre
9. Cinta de acero inoxidable, no magnético
10. Cinta de caucho neopreno semiconductor
11. Papel crepé impregnado
12. Yute
13. Hilos de armadura
14. Yute y asfalto.

La profundidad de tendido llegó a 500m. Para asegurar los cables a 10m por debajo del nivel del mar en ambos extremos del tendido, fueron enterrados en zanjas hechas en la arena del fondo o cubiertos con placas de hormigón reforzado cuando el fondo era rocoso. En tierra fueron también enterrados en zanjas e inmersos en hormigón (utilizando una mezcla pobre) para asegurar una resistividad térmica suficientemente baja con una separación aceptable entre los seis cables. Los cables están presurizados internamente desde los extremos por medio de recipientes dilatables de alta presión.

La instalación fue puesta en servicio en octubre de 1976.

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Noruega

#### Mayores gamas de resistencias y condensadores.

ITT Components Group Europe fabrica ahora una gama de resistencias de película de carbón con una configuración de terminales enchufables para montaje sobre placas de circuito impreso, y adecuadas para su inserción con taladros de 1 mm de diámetro, con separación de 10 mm entre centros. Con una potencia especificada de 0,5 W, el margen de resistencia va de 2,2 Ω a 4,7 MΩ en la gama de valores E 24. La tensión límite del elemento es de 350 V y la tolerancia normalizada es de ± 5 %, con tolerancia de ± 2 % bajo pedido especial. Estas resistencias cumplen las especificaciones de inflamabilidad de la norma BS415, cláusula 14.4.

Nuestra División de Condensadores ha introducido recientemente una gama de condensadores de poliéster metalizado, moldeados con resina. Denominada serie PMC2R, estos dispositivos de conexión radial están encapsulados en una resina termoendurecida, estable y no inflamable; el moldeo incorpora apoyos especiales para mejorar la estabilidad en montajes sobre placas de circuito impreso.

La gama de valores disponibles es de 1 a 10 μF (63 V CC); de 0,068 a 4,7 μF (100 V CC); de 0,033 a 2,3 μF (250 V CC); y de 0,01 a 1 μF

(400 V CC). La tolerancia de capacidad normalizada es de ± 10 %, con tolerancias de ± 20 % y ± 5 % disponibles bajo pedido. Todos los condensadores cumplen las exigencias de humedad durante 21 días de las normas IEC, DEF y DIN, y son adecuados para funcionamiento continuo de -40 a + 100 °C sin disminución de características.

Otra nueva gama de condensadores es la de nuestros condensadores moldeados, de poliéster y película metálica, con conexión axial, que cumple las exigencias de la clase 8017 del BPO para la especificación D2283 y que están aprobados de acuerdo con la norma BS9073 F017. Se dispone de la gama especificada completa con valores de capacidad comprendidos entre 0,01 y 2,2 μF con tolerancias de capacidad de ± 20 % (A); ± 10 % (B) y ± 5 % (C).

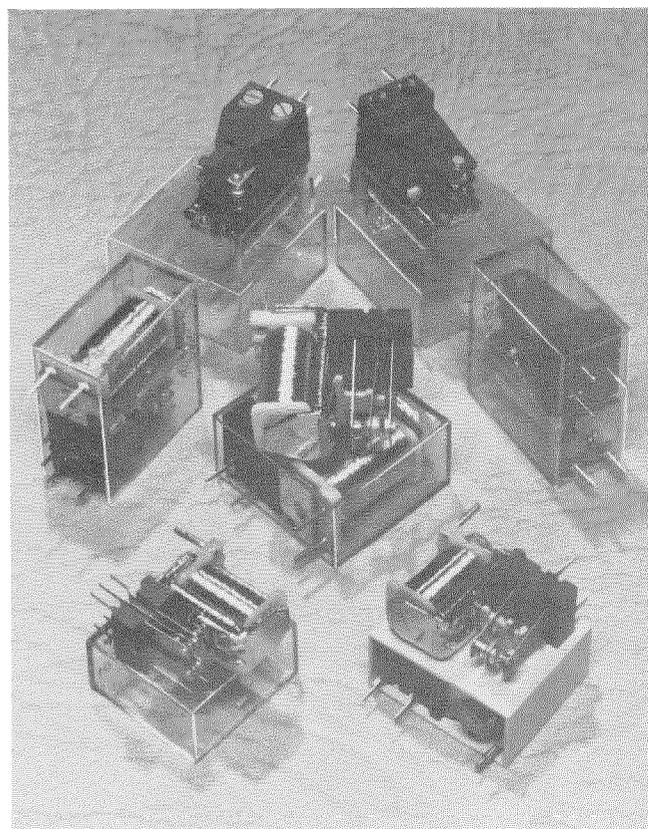
También se han introducido recientemente las series PMT 2A y PMC 2A de condensadores moldeados con conexión axial, con gama de valores de 0,01 a 10 μF para tensiones de 63, 100, 250 y 400 V CC. La serie PMT 2A son condensadores de poliéster con tolerancias de capacidad de ± 20 %, ± 10 % y ± 5 %. La serie PMC 2A es un modelo de policarbonato con tolerancias de ± 10 %, ± 5 %, y bajo pedido ± 2 % y ± 1 %; este modelo tiene también un coeficiente de temperatura superior y un mejor factor de potencia.

ITT Components Group Europe, Reino Unido

#### Relés miniatura para placas de circuito impreso.

La serie M de relés miniatura está diseñada para montaje directo sobre placas de circuito impreso. Existen diversos tipos con corrientes nominales comprendidas en el margen de 1 a 15 A y con 1 ó 2 conmutaciones. Estos relés tienen una altura muy pequeña y están aprobados por SEV, y además cumplen con las especificaciones de la norma alemana VDE 0110. La potencia de conmutación (en alterna), con una carga resistiva, depende de la corriente nominal y del material del contacto, y varía desde 110 a 3300 VA. El margen de máxima tensión conmutada es de 110 a 380 VCA. El tiempo de actuación es de 10 ms y el tiempo de liberación de 5 ms, con una vida mecánica de 10<sup>7</sup> actuaciones.

ITT Components Group Europe, Reino Unido



La nueva serie M de relés miniatura diseñada para montaje directo sobre placas de circuito impreso.

### Sistema de radioenlaces FM 1800-TV/11200.

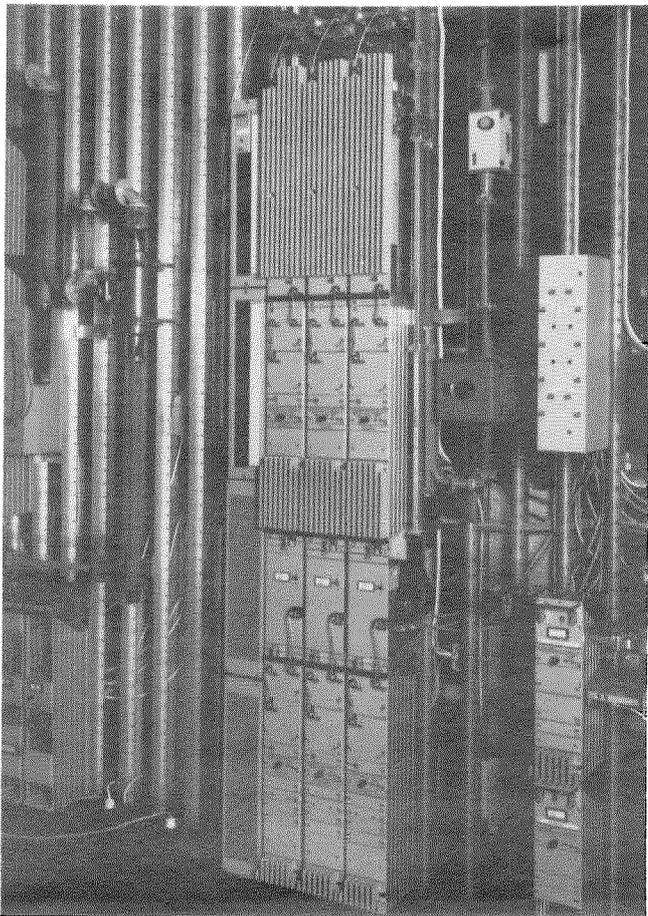
El aumento en todo el mundo de la demanda de canales de comunicación, garantiza la expansión continuada de las redes de radioenlaces ya existentes. Este hecho proporciona un amplio campo de aplicación para un radioenlace de 11 GHz que puede interconectarse directamente con los sistemas ya existentes, en particular en los grandes nudos de comunicaciones y en los puntos nodales.

El sistema funciona con una frecuencia intermedia de 70 MHz y está diseñado para dar servicio a 1800 circuitos de conversación o una señal de televisión con un máximo de cuatro señales de sonido. Hasta un máximo de 12 canales de órdenes en la banda de 60 a 108 kHz pueden inyectarse sobre la banda base entre 8,76 y 8,808 MHz. Otra versión del sistema, con una frecuencia intermedia de 140 MHz puede dar servicio a 2700 circuitos de conversación. Con ello, además del sistema de 6,7 GHz se dispone de un segundo sistema con una capacidad de transmisión de 2700 circuitos de conversación.

Las características técnicas y las características de transmisión del sistema, cumplen con las recomendaciones del CCIR y del CCITT, y están de acuerdo con las especificaciones de la Administración Postal de Alemania Federal (Deutsche Bundespost). La asignación de frecuencias de los radio-canales está de acuerdo con la Recomendación 387-2 del CCIR, proporcionando doce canales de radiofrecuencia bidireccionales paralelos (pares de canales) en la configuración básica. Si se proporciona un desacoplamiento de antena adecuado entre la configuración básica y la configuración entrelazada, pueden acomodarse doce pares de canales adicionales en la distribución de canales entrelazados.

El grupo posee las siguientes características especiales: construcción mecánica siguiendo la práctica vertical de equipos V-SEP\*; con excepción del tubo de ondas progresivas, tanto el emisor como el receptor utilizan solamente componentes de estado sólido; una etapa doble con tubo de ondas progresivas de 22 W ( $\eta \approx 38\%$ ); cadenas de osciladores indepen-

\* Marca registrada del sistema ITT.



Sistema de radioenlaces FM 1800-TV/11200.

dientes controlados en fase en emisor y receptor con posterior multiplicación de frecuencia; amplio uso de circuitos integrados de microondas en diseño microbanda (microstrip), y elevado margen de sobrecarga por compensación de las distorsiones de amplitud y fase. Para cambiar un canal de radiofrecuencia sólo es necesario sustituir en los emisores los cristales en las cadenas de osciladores y los filtros de banda lateral. Todos los demás grupos funcionales son de diseño de banda ancha, siendo accesibles desde el exterior para resintonización sólo el ecualizador del receptor y los osciladores de potencia.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal de Alemania

### Importante pedido para la Administración holandesa.

NSEM (Nederlandsche Standard Electric Mij B.V.) ha recibido en diciembre de 1976 un pedido del PTT holandés de 130.000 aparatos telefónicos de teclado de frecuencia vocal. Un primer pedido de 25.000 de estos aparatos de abonado se recibió en diciembre de 1975.

La entrega al PTT holandés comenzó en abril de 1977.

Nederlandsche Standard Electric Mij N.V., Holanda

### Sistema INTERMAT ahora también con la facilidad de manos libres.

Como un suplemento a su nueva familia de sistemas secretaria y de intercomunicación INTERMAT\*, SEL (Standard Elektrik Lorenz AG) ha desarrollado un moderno sistema de manos libres con volumen de voz controlado que satisface las especificaciones del Deutsche Bundespost.

Un aparato INTERMAT, equipado con la facilidad de manos libres, puede utilizarse como un aparato telefónico normal, u opcionalmente, como un aparato manos libres o aparato de escucha en altavoz.

Levantando el microteléfono, se puede llamar como con un teléfono normal. Apretando un botón, la señal de conversación entrante se amplifica por medio de un altavoz. Si el microteléfono no se levanta mientras el botón está apretado, el micrófono incorporado al aparato y el altavoz independiente permiten una conversación completamente manos libres. El volumen del sonido se puede ajustar de una manera continua.

Dos características del sistema INTERMAT con la facilidad de manos libres son especialmente resaltables. La primera es el suave y agradable control del volumen de voz que garantiza una mejor inteligibilidad. La segunda es la uniformidad de diseño; para todos los tipos de sistemas secretaria y de intercomunicación, todos los componentes (botón, micrófono, control de volumen y placa de circuito impreso del amplificador) están ubicados dentro del aparato telefónico. Solamente el altavoz está separado para evitar acoplamientos acústicos.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal de Alemania

\* Marca registrada del sistema ITT.



Aparato INTERMAT.

### Los microprocesadores reducen el esfuerzo de las operadoras en el nuevo diseño del British Post Office.

El British Post Office ha diseñado, y Standard Telephones and Cables, una compañía británica de ITT, ha realizado el trabajo de ingeniería de un nuevo equipo denominado ACRE en el Reino Unido, que será altamente eficaz en la reducción del esfuerzo de las operadoras en llamadas asistidas por operadora. El equipo proporciona diversas funciones automáticas hasta ahora realizadas manualmente por la operadora, como por ejemplo el cálculo de los cargos por llamada. El tiempo de trabajo por llamada se reduce, disminuyendo de esta manera el coste de operadoras y mejorando el servicio de operadora. Puede añadirse a los cuadros existentes, aumentando de esta forma su vida de servicio y disminuyendo la inversión de capital. El equipo está siendo también modificado con objeto de que cumpla con otras exigencias de la administración como el sistema OPAS\*.

#### Continúa la necesidad de control manual

Existe todavía la necesidad de asistencia de llamadas manuales por medio de operadora en los modernos sistemas de conmutación, por ejemplo en llamadas de cargo transferido, algunas llamadas al extranjero, llamadas persona a persona, cargo a tarjetas de crédito, etc. La ayuda del nuevo equipo consiste en reducir este esfuerzo y el tiempo dedicado a estas operaciones.

El equipo es un diseño basado en las aplicaciones de los microordenadores. Proporciona una amplia gama de facilidades utilizando métodos y técnicas de almacenaje y de datos, procesado, presentación en pantalla y registro de datos.

No es necesaria ninguna modificación en el equipo de la red existente

No es necesaria modificación de la red telefónica o sistema de conmutación existente. El equipo se acopla con el sistema de cuadros de conexión manual existente en el puesto de operadora donde están instalados los circuitos de adaptación de relés miniatura. Puede utilizarse tanto en aplicaciones tipo cordón como en las de tipo sin cordón. El equipo está dividido en 3 partes principales: equipo de puesto de operadora, unidades de control y equipos periféricos comunes. Cada unidad de control está diseñada para dar servicio hasta un máximo de 8 equipos de puesto de operadora.

El equipo de puesto de operadora incluye la lógica, circuitos de adaptación, teclado y unidad de presentación visual. Cuatro armazones de

equipo de 48 cm (19 pulgadas), que incluyen las demás partes del sistema pueden situarse alejados hasta 160 m de la operadora y son capaces de dar servicio a 32 operadoras. Cada grupo adicional de 32 operadoras necesita un estante adicional de 48 cm.

El sistema está basado en la utilización de 25 placas de circuito impreso, cuya circuitería se diseñó utilizando sofisticadas técnicas de ayuda por ordenador. Los componentes cumplen exactamente las normas del BPO. El microprocesador es un intel 8080, todos los circuitos de memoria son de tecnología MOS y la mayoría de los circuitos lógicos son del tipo Schottky de baja potencia.

Sofisticadas características de mantenimiento aseguran una elevada fiabilidad al sistema.

El sistema utiliza teclas de no enclavamiento, con lámparas incorporadas, para controlar el establecimiento de una llamada y también para registrar cualquier facilidad de abonado involucrada. A medida que se van tecleando los datos, éstos se presentan sobre una pantalla para comprobación inmediata y corrección si es necesaria.

El esfuerzo de la operadora se reduce a la mitad

El equipo realizará importantes funciones tales como almacenaje y presentación en pantalla de la llamada, duración de la llamada, cargos de acuerdo con las tarifas apropiadas, comprobación de la validez de tarjetas de crédito, y liberación del equipo una vez completada la llamada.

La utilización del equipo tiene un efecto importante sobre el manejo manual de una llamada. Por ejemplo, las 30 acciones independientes necesarias para completar una llamada pueden ahora reducirse a menos de la mitad.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

### Equipo de señalización para centrales telefónicas para el British Post Office.

El British Post Office ha adjudicado un importante pedido de equipo de señalización para centrales telefónicas a la División de Electrónica de STC (Standard Telephones and Cables). El pedido, uno de los mayores realizados hasta la fecha de este tipo de equipo, cubre equipo de señalización para la red telefónica interurbana del Reino Unido. Conocido como sistema de señalización AC9 (M), se utiliza en el establecimiento de conexiones telefónicas.

El equipo será fabricado y probado en una línea de producción controlada por ordenador, específicamente diseñada para este producto.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

\* Marca registrada del sistema ITT.

Para solicitar separatas de artículos publicados en este número e información sobre precios, se ruega escriban a:

P. Mornet  
Managing Editor, Electrical Communication  
18—20, rue Grange-Dame-Rose  
78140 - Vélizy-Villacoublay, France

Solamente pueden aceptarse pedidos por cantidades de al menos 100 separatas de cada artículo.