

Comunicaciones Eléctricas

Edición española de ELECTRICAL COMMUNICATION

revista técnica publicada trimestralmente por

INTERNATIONAL TELEPHONE and TELEGRAPH CORPORATION

RESUMEN

VOLUMEN 51 (1976) NÚMERO 1

En este número	2
Fabricación de guías de fibra óptica, por <i>P. W. Black</i>	4
Equipo de radioenlace de 1800 canales, totalmente transistorizado, por <i>P. G. Debois y A. Liekens</i>	13
Utilización del sistema MIC de 30 canales para transmisión de datos, por <i>J. V. Martens</i>	22
Supresión de las interferencias en las fuentes de alimentación reguladas por conmutación, por <i>F. E. Müller</i>	27
Supervisión y mantenimiento en centrales locales METACONTA L de gran capacidad, por <i>W. Lingelbach</i>	33
Organización de reparaciones y repuestos en METACONTA 10 C, por <i>L. Van Os</i>	42
Transmisor principal de a bordo ST 1600/ST 1610, por <i>F. E. Bergström</i>	49
TEPES — Un sistema de generación de programas de prueba para circuitos digitales, por <i>E. Matthias y G. C. Merz</i>	54
Optimización de redes de estructura jerárquica con horas cargadas no coincidentes, por <i>P. A. Caballero Gallego</i>	60
Notas de Investigación y Desarrollo: Un calibre de microteléfono, por <i>G. Williams</i>	63
Nuevas realizaciones	66
Erratas	48

* Nota: Esta edición se publicó después del 15 de febrero de 1976.



Editor principal: Pierre Mornet

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

En este número

Fabricación de guíasondas de fibra óptica

El corazón de un sistema de comunicaciones ópticas es la guíaonda de fibra óptica. La necesidad de fabricar grandes longitudes de tales guíasondas, con unas características de atenuación y dispersión determinadas, ha conducido al desarrollo de métodos especializados de fabricación de vidrio y estirado de fibra.

Se justifica la importancia de los materiales de fabricación por el hecho de que deben combinar la pureza química que permita obtener bajas pérdidas de absorción con la homogeneidad y la ausencia de burbujas (con lo que se minimizan las pérdidas de dispersión) y con la facilidad para lograr perfiles del índice de refracción finamente controlados, todo ello con objeto de optimizar la anchura de banda potencial de la fibra.

Se describen con detalle dos importantes procedimientos. La fundición de vidrio mediante calentamiento por inducción, que se utiliza para vidrios de baja temperatura de fundición, seguido de un estirado de la fibra por el procedimiento del doble crisol, y el proceso de deposición de vapor químico y estirado de la preforma, que se emplean en la producción de fibras de alto contenido de sílice. Se discuten también las propiedades de las fibras fabricadas por este procedimiento, con referencia a sus posibles áreas de aplicación. También se analizan los resultados conseguidos por un tercer proceso. Este proceso produce fibras de núcleo de sílice cubierto con una fina capa de un polímero de bajo índice de refracción que es probable tenga importantes aplicaciones.

Equipo de radioenlace de 1800 canales, totalmente transistorizado

Desde hace varios años se dispone de equipos de radioenlace de estado sólido para la transmisión de 1800 canales telefónicos FDM que utilizan como amplificador de potencia de salida un tubo de ondas progresivas. La presente familia de equipos incluye un amplificador final de estado sólido con un mínimo de 5 vatios a 4 y 6 GHz. Esto se logra con un bucle de sincronización de fase, que actúa como divisor de frecuencia, seguido de un amplificador transistorizado de banda ancha y un multiplicador con varactor. Se utilizan extensivamente las propiedades del bucle de sincronización de fase para reducir la complejidad del diseño del transmisor y receptor. Así, por ejemplo, no es necesario filtro de banda lateral.

La flexibilidad de aplicación de esta familia de equipos en redes prácticas resulta de las facilidades de inserción de hasta 300 canales dentro de la banda base, 60 canales adicionales de tráfico local y 12 canales de servicio por debajo o por encima de la banda base.

Se presentan resultados de prueba del sistema con hasta 6 vanos y se discute la planificación del sistema mostrando márgenes importantes para satisfacer las características de calidad de transmisión del CCIR.

Utilización del sistema MIC de 30 canales para transmisión de datos

La recomendación G 732 del CCITT especifica las características del sistema MIC de 30 canales. En la actualidad progresan satisfactoriamente las deliberaciones sobre sistemas de jerarquía superior y muchas Administraciones ya prevén el uso de tales sistemas en las futuras ampliaciones de sus redes de enlace. La existencia de redes enteramente digitales jugará un papel muy importante en el desarrollo de la transmisión de datos, que de esta manera ya no se verá constreñida por las características de la transmisión analógica.

Los sistemas de 30 canales que hoy día se están instalando, deberán ser capaces en el futuro de incorporar la transmisión de datos en algunos de los intervalos (canales) usados para la transmisión de conversación. Consecuentemente, resulta esencial que tales sistemas permitan la inserción ulterior de unidades de acceso digital, preferiblemente enchufables.

El terminal MIC se conectará, mediante tal unidad, a un equipo adaptador de datos, el cual llevará a cabo las funciones de multiplexación e interconexión necesarias para distintos tipos de aplicación. En el artículo se describen algunas de estas aplicaciones, con el fin de establecer los parámetros de una unidad de acceso que sirva para toda una variedad de aplicaciones.

Entre todas las aplicaciones previsibles, la más notable, a corto plazo, es quizás la incorporación de canales telegráficos en corriente continua. Otras aplicaciones, tales como transmisión de datos punto a punto o interconexión de sistemas de conmutación de datos con la red MIC se pueden también realizar con tal que la información a transmitir se estructure de manera adecuada.

Se discuten las correspondientes tramas de datos y se muestra cómo una elección adecuada de la configuración de la trama puede aumentar la flexibilidad y la economía del sistema. Así, en el caso de transmisión telegráfica y de datos, se pueden combinar canales de diferentes velocidades en un intervalo de canal.

Supresión de las interferencias en las fuentes de alimentación reguladas por conmutación

Cada vez se exige más a las fuentes de alimentación de los equipos de transmisión moderna. Valgan como ejemplo la gran fiabilidad, reducido tamaño y poco coste. Además hay que adaptarse a los distintos voltajes de alimentación que se usa en Europa y en otras partes del mundo. Por todas estas razones las fuentes de alimentación modernas reemplazan los reguladores serie por los estabilizadores por conmutación, que proporcionan un rendimiento eléctrico considerable. Sin embargo, los armónicos producidos por la conmutación, en la conversión CC/CC, pueden dar lugar a interferencias.

Este artículo estudia el origen de las interferencias que pueden surgir en una fuente de alimentación regulada por conmutación. Se considera su propagación a través del cableado o por radiación. Se exponen también diversos métodos para limitar y corregir los voltajes de las interferencias, a fin de proteger debidamente a las unidades y equipos adyacentes. Por último, se describe someramente una fuente de alimentación diseñada en SEL, Pforzheim, y en la que se han tomado las medidas adecuadas para reducir la interferencia.

Supervisión y mantenimiento de centrales locales METACONTA L de gran capacidad

Tras de una introducción sobre los requerimientos de fiabilidad y mantenibilidad y una breve descripción de la estructura del sistema, se exponen los conceptos básicos del mantenimiento.

Se presentan los diversos medios (tanto hardware como software) que son específicos del mantenimiento.

El tratamiento del fallo, desde su aparición hasta la reparación y recualificación, se describe detalladamente atendiendo a: — las operaciones sucesivas que tienen lugar, — los medios utilizados en cada etapa.

Se compara brevemente la mantenibilidad de una central METACONTA L con la de una convencional.

Organización de reparaciones y repuestos en METACONTA 10 C

En cualquier organización de mantenimiento de equipo electrónico complejo, el costo y la fiabilidad son elementos conflictivos. Con respecto a las centrales METACONTA 10 C, la evaluación del diseño del equipo y de todas las posibles configuraciones de grupos de centrales ha conducido a BTM a proponer un sistema de mantenimiento centralizado basado en dos tipos de repuestos almacenados: unidades enchufables y componentes. Estudios posteriores han desarrollado un método matemático de aprovechamiento de repuestos que permite al cliente llegar a un compromiso calculado entre costo y fiabilidad.

Transmisor principal de a bordo ST 1600/ST 1610

El transmisor ST 1600 es un equipo de telefonía en BLU y telegrafía para barcos, que trabaja en todas las bandas desde 405 kHz hasta 26 MHz. Las facilidades para telefonía BLU incluyen los modos de emisión A3H, A3A y A3J. El transmisor esta disponible en la versión completamente automática, con el nombre ST 1610, y representa una nueva generación de transmisores marinos.

Los transmisores ST 1600 y ST 1610 cumplen con las especificaciones aplicables de SOLAS y la Conferencia de Ginebra de 1974 como transmisor principal obligatorio de a bordo, y están diseñados de conformidad con las especificaciones nacionales de las principales naciones marítimas.

El artículo explica cómo se desarrollaron los equipos ST 1600 y ST 1610 a consecuencia de las actividades de SRT en el campo de móviles marítimos.

Además de una revisión de los parámetros de diseño más importantes se da una descripción técnica que comprende:

- descripción general de los ST 1600 y ST 1610 con indicación de sus principales características,
- descripción funcional de excitador, amplificador de potencia, conmutador de antena, unidad de alimentación y sistema servo.

Se dan únicamente los más importantes detalles.

Como conclusión se resaltan las facilidades que el usuario encontrará en la nueva serie de transmisores desarrollados en SRT.

TEPES — Un sistema de generación de programas de prueba para circuitos digitales

TEPES es un sistema de software con auxilio de ordenador que permite la generación de programas de diagnósticos de prueba para circuitos digitales. Se aplica especialmente a la prueba en fábrica y a la localización de faltas en las placas de circuito impreso. Presenta una estructura modular y está compuesto por cuatro subsistemas, entre los cuales se generan sistemáticamente

programas de prueba para redes digitales complejas, combinatoriales o secuenciales, así como datos para el diagnóstico (automático o con interacción del usuario) sobre el equipo sujeto a prueba.

Se utilizan modelos de alto nivel para simular en la entrada la estructura del circuito, lo cual puede hacerse a nivel de componentes (CI) o a nivel de elemento funcional (puerta). El programa de prueba generado y los datos de diagnóstico se formatan de tal modo que puedan entrar directamente al equipo de prueba.

Los cuatro subsistemas son: el módulo de verificación de la estructura de entrada, el subsistema que genera el programa de prueba, el de simulación de faltas y generación de datos de diagnóstico y la rutina de salida, que realiza la reformatación de los datos de salida.

El sistema TEPES se está utilizando en el departamento de pruebas de la factoría (SEL). En este trabajo se da una breve descripción del sistema y una descripción más detallada de la contribución del usuario a su funcionamiento.

Optimización de redes de estructura jerárquica con horas cargadas no coincidentes

Se describe un método para optimización económica de redes telefónicas organizadas jerárquicamente con encaminamientos alternativos y horas cargadas no coincidentes. El método propuesto emplea el algoritmo iterativo del gradiente para un proceso de optimización. Se demuestra que las componentes del gradiente pueden calcularse en forma recurrente usando siempre la misma ecuación básica, lo que hace muy adecuado a este procedimiento para el empleo de procesadores. Aunque todavía no se ha desarrollado el programa, el algoritmo del gradiente ha demostrado ser una potente herramienta para resolver problemas de optimización de redes similares.

Nótese que se utilizan dos parámetros, media y varianza, para definir el tráfico.

Agradecimiento

El Consejo Editorial de Comunicaciones Eléctricas agradece sus opiniones a los lectores que colaboraron en la encuesta recientemente realizada.

Los resultados han demostrado que los lectores aprecian nuestros esfuerzos y comporan favorablemente a nuestra revista con otras publicaciones similares.

Fabricación de guíasondas de fibra óptica

Se emplean fundamentalmente dos técnicas para fabricar fibras de bajas pérdidas ópticas. La fundición de vidrio mediante calentamiento por inducción seguida de un estirado de fibra por el método del doble crisol se utiliza para vidrios de bajo punto de reblandecimiento, y la deposición de vapores químicos con un estirado de la preforma para fibras con alto contenido de sílice. Un tercer proceso que probablemente tendrá importantes aplicaciones, consiste en que las fibras con núcleo de sílice se recubren con un polímero de bajo índice de refracción.

P. W. BLACK

Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Reino Unido

Introducción

La importancia de las fibras ópticas como guíasondas en futuros sistemas de comunicaciones se expuso en el artículo de introducción de esta serie [1], y en un segundo artículo se describieron las características y los principios fundamentales de propagación de una serie de estructuras posibles [2]. En éste se señalan algunos de los problemas que tuvieron lugar en la obtención de las propiedades deseadas, así como las tecnologías empleadas para resolver estos problemas y conseguir las estructuras necesarias de guíaonda de fibra, en STL, ITT EOPD en Roanoke, Va. y otros laboratorios.

En 1966, Kao y Hockham dieron a conocer los resultados de sus trabajos de investigación en STL sobre el concepto de guíasondas dieléctricas como la base de un sistema de comunicaciones a frecuencias ópticas [3]. Establecieron que el principal obstáculo para la producción de tales guíasondas radicaba en la calidad de los vidrios de que se disponía en aquel momento, y predijeron que la introducción de mejoras en las técnicas de preparación del vidrio permitirían lograr pérdidas ópticas menores de 20 dB/km. Como resultado de este primer trabajo se inició un programa para el desarrollo de fibras de vidrio en colaboración con el British Post Office. En principio STL se concentró en el desarrollo de técnicas para la producción de fibras y su evaluación. Este trabajo dirigido inicialmente hacia el empleo de vidrios comerciales estirados por el método del doble crisol, utilizó posteriormente vidrios especialmente desarrollados por el Departamento de Investigación del BPO y otros laboratorios. De gran interés fue el desarrollo por STL de una nueva técnica para fundición de vidrio puro que pronto se convirtió en la más importante fuente de material.

En el transcurso de las medidas de las propiedades de las muestras de gran cantidad de materiales, se descubrió también en STL que la sílice fundida disponible en el mercado tenía pérdidas ópticas inferiores a 5 dB/km [4]. Este resultado estimuló una nueva área de investigación en el campo de los métodos de preparación de fibra en STL, de la misma manera que sucedió en Estados Unidos y en Japón, obteniéndose una fibra de sílice fundida que dio lugar por primera vez a pérdidas en la fibra menores que 20 dB/km, según publicaciones de Kapron, Keck y Maurer en 1970 [5]. Investigadores de Corning Glass [6], Bell Laboratories [7], STL [8] y Southampton University [9] han dado a conocer pérdidas en la fibra interiores a 4 dB/km en 1974, utilizando técnicas basadas en la sílice fundida.

La distinción entre fibras basadas en la sílice fun-

dida y las basadas en vidrios de baja temperatura de fundición depende en ambas de las propiedades intrínsecas de los materiales y las técnicas adoptadas para su transformación en fibras de bajas pérdidas. A partir de aquí, en este artículo, el término fibra de sílice se utilizará para las fibras que constan predominantemente de vidrio de sílice fundido mientras que las de vidrios de baja temperatura de fundición tales como los boro-silicatos de sodio, los silicatos sodicocálcicos y los silicatos de plomo serán llamadas fibras de vidrio.

Requisitos de los materiales para fibras ópticas

Los tres tipos principales de estructura de guíaonda fueron descritos previamente [2]. Son las estructuras monomodo, multimodo de índice escalonado y multimodo de índice gradual y cuya elección se realiza en función de la fuente a emplear así como de la exigencia de anchura de banda $\times$ longitud del sistema. Considerando que se usa un laser semiconductor de $Ga_xAl_{1-x}As$ o un diodo luminiscente de $AsGa$ como fuente luminosa, las tres estructuras necesitan un núcleo de material con altas propiedades de transmisión óptica en la gama de 800 a 900 nm. Este núcleo debe rodearse por un material de recubrimiento con índice de refracción normalmente en la gama de 0,5 a 2 % por debajo del índice del material del núcleo, si bien para unas pocas aplicaciones se necesita una diferencia de índice mayor. La elección de la diferencia de índices depende sobretodo de las necesidades de la frecuencia normalizada para la aplicación del sistema. Las propiedades ópticas del material de recubrimiento han de ser similares a las del material del núcleo en fibras monomodo, puesto que una cantidad considerable de la energía transmitida se propaga en la región de la cubierta. Sin embargo, los requisitos de transmisión para cubiertas de fibras multimodo con altas frecuencias son menos rigurosas.

Las fibras de índice gradual presentan el problema adicional de que la región del núcleo debe fabricarse con una variación del índice de refracción de forma casi parabólica con objeto de minimizar la dispersión de modo, en la fibra. En efectos el perfil óptico previsto teóricamente [10] viene dado por

$$n_r = n_{max} [1 - 2 \Delta r^x a^{-x}]^{1/2}$$

donde: n_r - índice de refracción a una distancia r del eje de la fibra

n_{max} - índice en el eje

a - radio del núcleo

Δ - está dado por $n_{max} - n_c$

n_c - índice de la cubierta.

El valor de α normalmente está próximo a 2, pero depende de la composición exacta del núcleo de la fibra y de la longitud de onda de trabajo. Otros factores que deben considerarse en la elección de los materiales son la compatibilidad con los procesos de fabricación de cables, dispersión del material y pequeñez de la radiación, todo ello además de los requisitos básicos de compatibilidad con la producción de fibras uniformes y flexibles de varios kilómetros de longitud. Así, para las fibras rellenas de líquido, que daban resultados de pérdidas buenos en 1972 [11], [12], no se ha proseguido el estudio por la mayor parte de los laboratorios que las investigaron, a causa de su incompatibilidad con otras etapas del proceso, y las fibras de sílice de titanio son inadecuadas para muchas aplicaciones debido a su sensibilidad a la radiación [13].

Fuentes de pérdida en vidrios y fibras

Un informe precedente en esta serie describió alguno de los mecanismos de atenuación que surgen en las fibras, prestando particular atención a las pérdidas por radiación que se derivan de la estructura de la guía de fibra tal como el acoplamiento de modos, radiación en las curvas y pérdidas debidas a los modos de fuga [2]. Estas pérdidas son en su mayor parte debidas a diseño de la fibra o en el caso de acoplamiento de modos, inducido mecánicamente. Los tipos de pérdidas que se consideran con más detalle aquí son las pérdidas dependientes del material, que proceden, bien del propio material o bien de la forma en que éste se procesa. Estas pérdidas podrían separarse en sus componentes de pérdidas de absorción y de dispersión.

Pérdida de absorción

Un vidrio puro presenta dos mecanismos intrínsecos fundamentales de absorción de energía de longitud de onda óptica. Las bandas de absorción aparecen en las longitudes de onda del infrarrojo debido a la interacción de los fotones con las vibraciones moleculares dentro del vidrio. Los fundamentales de estas bandas se presentan normalmente a longitudes de onda por encima de $6\text{ }\mu\text{m}$. Un segundo mecanismo intrínseco de absorción es el límite de absorción fundamental del vidrio, que se debe al estímulo de la movilidad de los electrones por excitación con una energía más alta. Este tipo de absorción tiene lugar a las longitudes de onda del ultravioleta en las estructuras de vidrio típicas elegidas para fabricación de fibra.

La mayor parte de los vidrios presentan un efecto de absorción adicional debido a la presencia de pequeñas cantidades de impurezas. Estas absorciones son inducidas por iones de metales de transición de la primera serie (Sc, Ti, V, Cr, Mn, Fe, Co, Ni y Cu) y están originados por las transiciones electrónicas entre los niveles de energía asociados con los suborbitales internos que no están completos. La absorción debida a estas causas es generalmente un pico ancho en el espectro de longitud de onda visible y es causa de la coloración en muchos vidrios y cristales. Ejemplos familiares son el color verde de las placas gruesas de la mayor parte

de los vidrios comerciales, que es debida a los iones ferrosos, y los de las piedras preciosas como el rubí y el zafiro que contienen pequeñas cantidades de cromo y titanio respectivamente, como impurezas en óxido de aluminio.

La pérdida a cualquier longitud de onda, debida a los iones de impurezas, depende de la concentración de la impureza, y del estado de oxidación del elemento. Tanto la composición del vidrio básico como su método de preparación, influirán significativamente sobre el estado de valencia del ión de impureza y por consiguiente en su efecto sobre la absorción del vidrio. La tabla 1 muestra ejemplos de la medida de las contribuciones debidas a impurezas representativas sobre muestras de tres de los sistemas de vidrio utilizados más comunmente. Esta tabla permite ver que para conseguir una absorción óptica baja en el margen de longitud de onda de 800 a 900 nm, se debe prestar una gran atención a la minimización del contenido de impurezas del vidrio que constituye la fibra; es esta restricción la que ha conducido a la necesidad de elaboraciones similares a las de los semiconductores con objeto de conseguir fibras de bajas pérdidas ópticas.

Tabla 1 - Contribución de los iones de impureza a la pérdida de absorción en diferentes vidrios.

Elemento de la impureza	Absorción inducida a 850 nm en dB/km por cada parte por millón		
	$\text{Na}_2\text{O} \cdot \text{CaO} \cdot \text{SiO}_2$ [14] (Silicato sódico cálcico)	$\text{Na}_2\text{O} \cdot \text{B}_2\text{O}_3 \cdot \text{SiO}_2$ [15] (Borosilicato sódico)	SiO_2 [16] (Sílice fundida)
Fe	125	15	130
Cu	600	500	22
Cr	< 10	25	1300
Co	< 10	10	24
Ni	260	200	27
Mn	40	11	60
V		40	2500

Además de las absorciones debidas a los iones metálicos de transición, otras dos causas pueden tener influencia en la absorción de un vidrio y son importantes en el caso de fibras. La primera de estas es la absorción debida a los iones hidróxilo (OH^-) que a menudo se conoce con el nombre de pérdida de absorción de "agua". Esta contribuye con una absorción vibracional asociada con el propio ión hidróxilo. En sílice fundida, por ejemplo, la vibración fundamental se presenta a $2,73\text{ }\mu\text{m}$ y armónicos en $1,37$ y $0,95\text{ }\mu\text{m}$, y en series de bandas más pequeñas correspondientes a la combinación de frecuencias de los varios armónicos del hidróxilo en vibración y la vibración fundamental de la sílice [6]. La segunda es la absorción que proviene de un fallo estructural en el material. Tales causas, conocidas frecuentemente como centros de color, son generadas normalmente por irradiación de alta energía del vidrio [13], aunque también pueden ser producidas por el proceso de fabricación de la fibra [17]. Este tipo de absorción está acompañado generalmente por un pico de pérdidas de dispersión.

Pérdidas de dispersión

La energía luminosa que circula por el vidrio se puede dispersar y perder a través de dos mecanismos principales: dispersión de Rayleigh que es una propiedad intrínseca y tiene un límite mínimo, y dispersión debida a defectos bien del vidrio o bien de la forma en que éste ha sido elaborado, cuya dispersión es susceptible de ser eliminada. La causa de la dispersión Rayleigh proviene de las variaciones del índice de refracción que se producen dentro del vidrio a distancias pequeñas comparadas con la longitud de onda de la luz dispersada. Tales variaciones del índice están motivadas por fluctuaciones locales en la composición y densidad del vidrio, que a su vez dependen fuertemente del vidrio básico y de su método de preparación. Hay, sin embargo, un límite inferior para la dispersión de Rayleigh, que influye en el límite teórico de reducción de pérdidas del material. La dispersión de Rayleigh presenta una variación característica proporcional a λ^{-4} cuyos valores típicos medidos en vidrios de interés se encuentran en el margen de 0,7 a 2 dB/km.

La segunda causa importante de dispersión es debida a defectos en el proceso de elaboración o en la estructura del vidrio. Los defectos de elaboración pueden ser en forma de burbujas de gas atrapadas durante el enfriamiento o desprendidas del vidrio en un efecto de reebullición, regiones en que se ha producido una separación de gases, desvitrificaciones, o materiales que no han reaccionado. Todas estas causas se pueden eliminar mediante una elaboración cuidadosa y una razonable elección de las composiciones. Pueden aparecer defectos estructurales del tipo descrito en la anterior sección sobre absorción, y tales fallos se pueden eliminar por tratamiento térmico de la masa de vidrio, pero en fibras constituye un serio problema que sólo se minimiza mediante el proceso de elaboración y la elección de la composición del vidrio.

Otras causas potenciales de dispersión son las dispersiones Raman y Brillouin que son efectos no lineales en las altas densidades de potencia. Estas causas se considera que son insignificantes para los niveles de potencia actualmente de uso en las fibras. La dispersión Mie debida a inhomogeneidades de tamaño comparable a las longitudes de onda dispersadas, ha sido identificada en algunos vidrios, pero en principio se puede minimizar. Se incluyó una descripción más detallada de estos mecanismos en el artículo anterior [2].

Fabricación de fibras de vidrio

La fabricación de fibra de vidrio es un proceso de dos etapas en las que primero se produce el vidrio puro mediante polvos de alta pureza y luego se le da la forma conveniente por estirado de la fibra. La figura 1 muestra el equipo principal utilizado para las dos etapas. En la figura 1a se observa la técnica de fundición por inducción de radiofrecuencia para la producción del vidrio. Las varillas de vidrio así obtenidas se llevan al aparato de doble boquilla (Fig. 1b) para estirado de la fibra. Para conseguir unos resultados óptimos tanto la fundición del vidrio como el estirado de la

fibra se realizarán en cámaras limpias y requieren un control riguroso de las condiciones ambientales del vidrio fundido.

La técnica de inducción por RF para fundición del vidrio fue desarrollada separadamente por la Universidad de Sheffield [18] y por STL [19] después de que los primeros trabajos con polvos de alta pureza fundidos en crisoles de platino habían dado pérdidas excesivas con respecto a los niveles previstos a partir del conocimiento de las impurezas contenidas en los polvos [14]. Esta pérdida se atribuyó a la absorción de los iones ferroso y cúprico. Se pensó que el hierro y el cobre causantes de la pérdida procedían del crisol de platino empleado para la fundición y refinamiento de los vidrios de silicato sodicocálcico. A temperaturas superiores a 1 300 K la mayor parte de los vidrios alcalinos tienen suficiente conductividad iónica como pa-

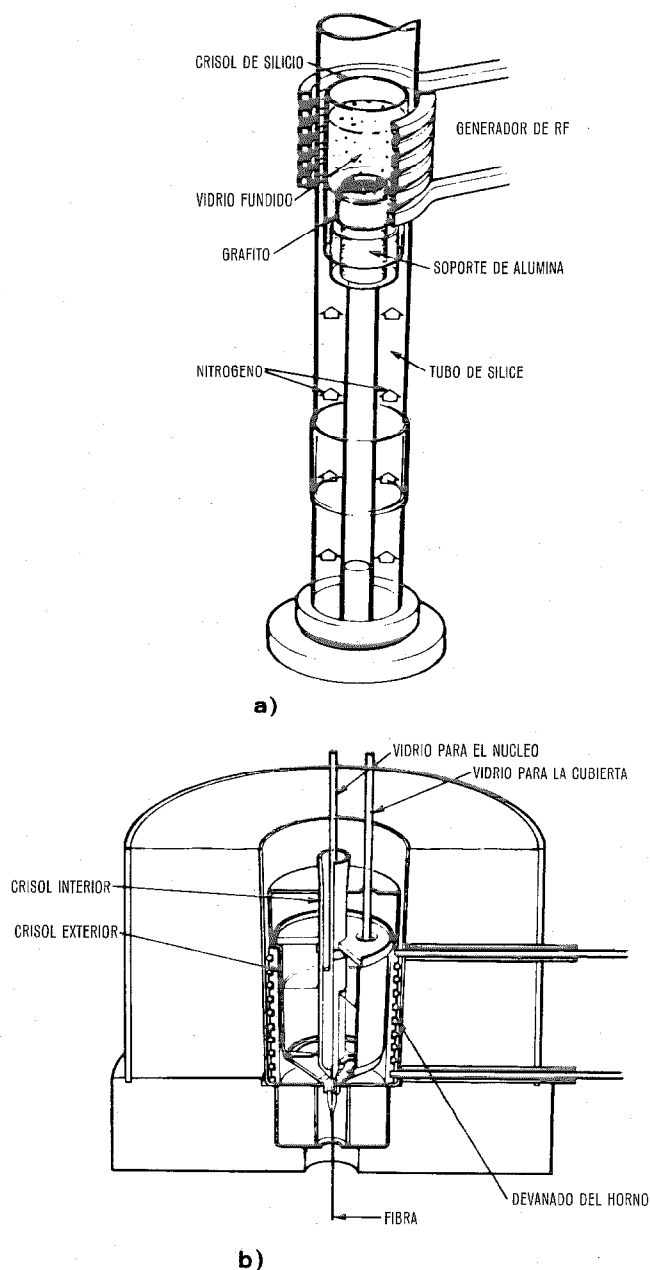


Fig. 1 Producción de vidrio ultrapuro y fabricación de fibra.
a) Fundición de vidrio ultrapuro
b) Doble crisol para fabricación de fibra

ra permitir un acoplamiento entre el material fundido y un campo de alta frecuencia de RF (aproximadamente 5 MHz). El calentamiento por inducción del mismo vidrio permite que el crisol soporte no sea ya la parte más caliente de la fundición sino que se mantenga frío en la práctica mediante una corriente gaseosa o de agua. Como a la frecuencia y temperatura utilizadas la sílice no tiene una conductividad apreciable, se emplea un crisol de este material. El vidrio fundido se protege contra las impurezas del crisol por medio de una lámina fina de vidrio puro sólido, que se forma entre el fundido y el crisol como consecuencia del salto del gradiente de temperatura en la unión.

En el transcurso de una operación de fundido típica, se introduce en el crisol una pequeña cantidad de polvos de alta pureza previamente mezclados. El precalentador de grafito que se muestra en la figura 1a se acopla dentro del campo RF para precalentar el vidrio. A esta temperatura se forma un material derretido que se lleva dentro del campo de RF y se ajustan las condiciones hasta alcanzar un acoplo directo. El resto de los polvos se añade entonces en etapas sucesivas hasta que se consigue una fundición completa. Después de fundido el vidrio se homogeneiza y refina para conseguir una composición uniforme del fundido. Esto es esencial si se quiere mantener la pérdida de dispersión de la fibra por debajo de la dispersión Rayleigh descrita anteriormente.

La homogeneización se consigue esencialmente por agitación directa del material fundido o por burbujeo con un gas puro. El refinado se realiza normalmente elevando la temperatura de la fundición hasta que la viscosidad disminuye y permite a las burbujas alcanzar la superficie. Después de que la fundición ha sido convenientemente elaborada, se enfría a una temperatura a la cual se puede realizar el estirado de una varilla directamente desde la superficie.

Para la conversión de los vidrios en fibra, la técnica preferentemente empleada ha sido el método de estirado del doble crisol. El ensamble del doble crisol se muestra en la figura 1b y consta de un par de crisoles montados concéntricamente y fabricados de platino de alta pureza. Cada crisol tiene una boquilla circular de dimensiones diseñadas para el tipo de geometría de fibra que se requiere, de modo que las fibras monomodo o multimodo solamente necesitan diferentes diámetros de la boquilla del crisol interior. A medida que el vidrio fundido para la cubierta fluye a través de la boquilla del crisol exterior, se adhiere al núcleo de vidrio procedente del crisol interior para formar la estructura de la fibra. El vidrio se introduce en el crisol en forma de varilla a una velocidad de alimentación constante, bien directamente después del estirado de la fusión RF o bien después de un cuidadoso almacenamiento en el que no se permite ninguna manipulación u otro contacto. Después de cargado, la temperatura del horno se ajusta al nivel en el que los vidrios tienen una viscosidad adecuada para el estirado de la fibra y, lo mismo que en la etapa de fundición, se controla cuidadosamente el gas en la parte superior del material fundido. El estirado de la fibra se realiza por

arrollamiento directo sobre un tambor girando a velocidad constante mientras se desplaza en su eje lentamente por debajo del horno. La figura 2 muestra el aparato que se utiliza. Bajo condiciones adecuadas de carga y estirado el aparato es capaz de producir fibra con geometría controlada en muy grandes longitudes y el doble crisol puede convertirse potencialmente en una técnica de producción continua.

Como se desprende de la descripción de las técnicas de fundición y estirado, se ha eliminado casi totalmente la posibilidad de contaminación del material por impurezas. Por consiguiente la pérdida de absorción del vidrio estará limitada solamente por la calidad de los polvos del proceso inicial mientras que la absorción en la fibra depende de la conversión de las varillas en fibra sin contaminación adicional. Las medidas iniciales de vidrios de silicatos sodicocálcicos preparados con calentamiento por inducción mostraron una mejora desde 80—100 dB/km a 27 dB/km, comparado con los métodos de fundición convencionales. No obstante, fibras producidas con estas varillas han seguido presentando pérdidas elevadas. Dos factores contribuyen a estos incrementos de la pérdida según se ha podido comprobar por diferentes experimentos. El primero fue la contaminación del crisol durante el estirado de la fibra como se demostró cuando se sustituyeron los dos crisoles de platino por otros de sílice, con lo que se mejora en 30 dB/km la pérdida en la fibra. El segundo factor se consideró que podría consistir en un cambio adverso en el estado de oxidación de la principal impureza, el hierro, durante la operación de estirado en el doble crisol. Se eliminó la causa por medio de un

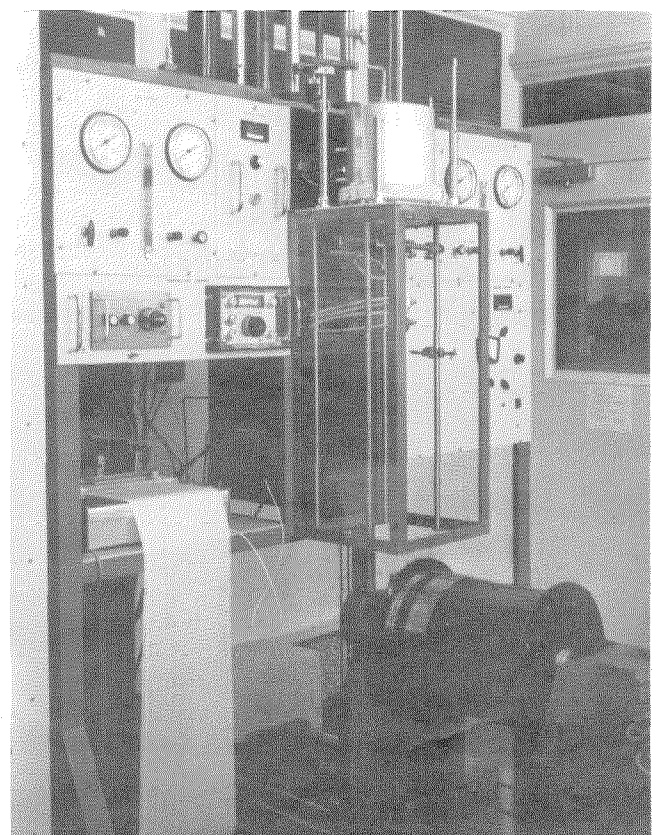


Fig. 2 Aparato de doble crisol.

experimento [20] de recubrimiento de la varilla, en el que la capa protectora se aplicaba a la varilla de vidrio del núcleo en el momento de su producción. Un crisol de sílice flotante en la superficie del vidrio fundido del núcleo contenía el vidrio para recubrimiento. La varilla para el núcleo se obtenía a través de un agujero en la base de este crisol y se subía a través de la fundición del material del recubrimiento para constituir una varilla preformada que a continuación se transforma en una fibra con solamente un pequeño cambio en las pérdidas. El efecto de estas observaciones consistió en un aumento en el interés por los vidrios con temperaturas de trabajo más bajas y en las que los estados de oxidación de las impurezas sean controladas con mayor facilidad.

El sistema de vidrio de borosilicato de sodio se ha acreditado una alternativa apropiada, especialmente después de los estudios de Newns [21, 22] sobre el control del comportamiento de las impurezas. En la figura 3 se muestran las pérdidas conseguidas por STL siguiendo un procedimiento similar. Con estos vidrios es necesario un mayor cuidado en las condiciones de carga, así como también con la atmósfera en la parte superior de la fundición durante el estirado que debe estar libre de oxígeno para evitar formación de burbujas en la unión del núcleo y cubierta por un efecto de electrólisis. Estos efectos se han superado mediante modificaciones del equipo, sin embargo, y las pérdidas de dispersión están próximas al límite de Rayleigh de alrededor de 2,3 dB/km a 850 nm.

Los perfiles de índice gradual necesarios para la producción de fibras de baja dispersión han sido realizados en fibras de vidrio por Koizumi y otros [23]. El proceso de doble crisol se utiliza con sistemas de vidrio de borosilicato de sodio. El perfil del índice de refracción se produce por adición de 1,5 a 4 % de Tl a la composición del núcleo y permitiendo su difusión entre las regiones del núcleo y de la cubierta cuando se estira la fibra. El perfil se controla con la separación entre las boquillas de los crisoles, la temperatura de los crisoles y la velocidad de estirado. Koizumi [24] ha informado la obtención de pérdidas por debajo de 10 dB/km y dispersión de 0,6 ns/km en condiciones de trans-

misión de modos bajos en fibras fabricadas por esta técnica.

Fabricación de fibra de sílice

El paso principal para fabricar fibra de sílice se ha dado mediante métodos en los que se forma una capa cristalina consistente predominantemente en sílice fundida, pero conteniendo uno o más "dopantes", bien en el interior de un tubo de sílice fundida o bien en el exterior de una varilla de sílice fundida. Entonces la fibra se fabrica a partir de una preforma o de un tubo que se contrae según se va produciendo el estirado. Por tanto el proceso es de tipo interrumpido, a diferencia de la técnica continua del doble crisol para fabricación de fibras de vidrio, pero el tamaño de cada tanda puede ser bastante grande, como se verá.

Desde el primer anuncio de pérdidas de 20 dB/km se ha realizado un rápido desarrollo de los métodos de fabricación de fibra de sílice. Se han adoptado fundamentalmente dos métodos para la formación de la capa cristalina. Corning [16] y más recientemente Bell Laboratories [25] han utilizado hidrólisis a la llama para producir recubrimientos en la superficie de una varilla. La segunda etapa ha sido realizar una oxidación directa por procesos de deposición de vapores químicos que constituyen capas cristalinas en las paredes de un sustrato en forma de tubo.

En septiembre de 1973 los Bell Laboratories [26, 27] han publicado informes sobre oxidación directa por vapores de hidruros, y STL a principios de 1974 [28, 8] ha manifestado producir fibras por oxidación de vapores haluros. El último importante avance que ofreció la posibilidad de eliminación total de la absorción por hidróxilo que proviene de ambos procesos de hidrólisis a la llama y de oxidación por hidrúricos debido a la presencia de hidrógeno libre durante los procesos de deposición.

La elección del dopante o, quizás más rigurosamente, del modificador del índice de refracción, para la sílice fundida, ha variado. Puesto que la sílice fundida pura tiene uno de los más bajos valores de índice de refracción conocidos en vidrios (1,458 a 583 nm) la mayor parte de los esfuerzos se han centrado en las técnicas en las que el vidrio del núcleo se forma en el interior de un sustrato en forma de tubo. Entre los dopantes que se han utilizado para producir un índice más alto figuran GeO_2 , Al_2O_3 , TiO_2 y P_2O_5 . Se ha comprobado que tanto el B_2O_3 [29] como el F [30] producen un índice más bajo cuando se combinan con sílice. Este efecto ha sido empleado para incrementar la diferencia entre índices de refracción de las regiones de núcleo y cubierta, y para formar una cubierta para sílice pura.

La figura 4 muestra esquemáticamente un ejemplo de las etapas del proceso de oxidación directa de haluros para producir fibra de sílice. La etapa de deposición (Fig. 4a) consta de una zona móvil de reacción producida por calentamiento de un sustrato giratorio de sílice en forma de tubo mediante una llama transversal de oxígeno-hidrógeno a una temperatura del orden de 1500 a 1800 K.

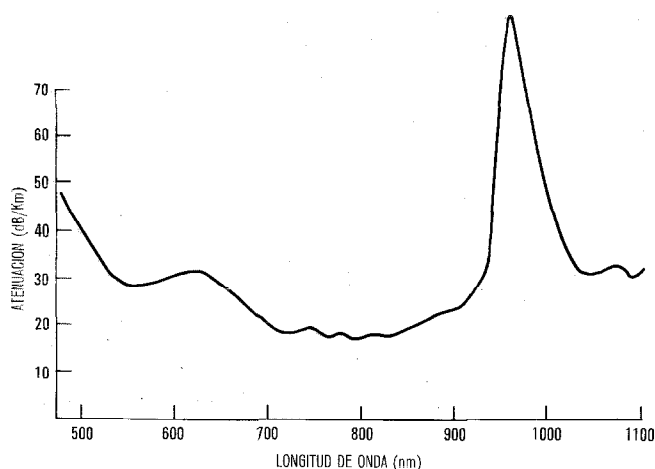
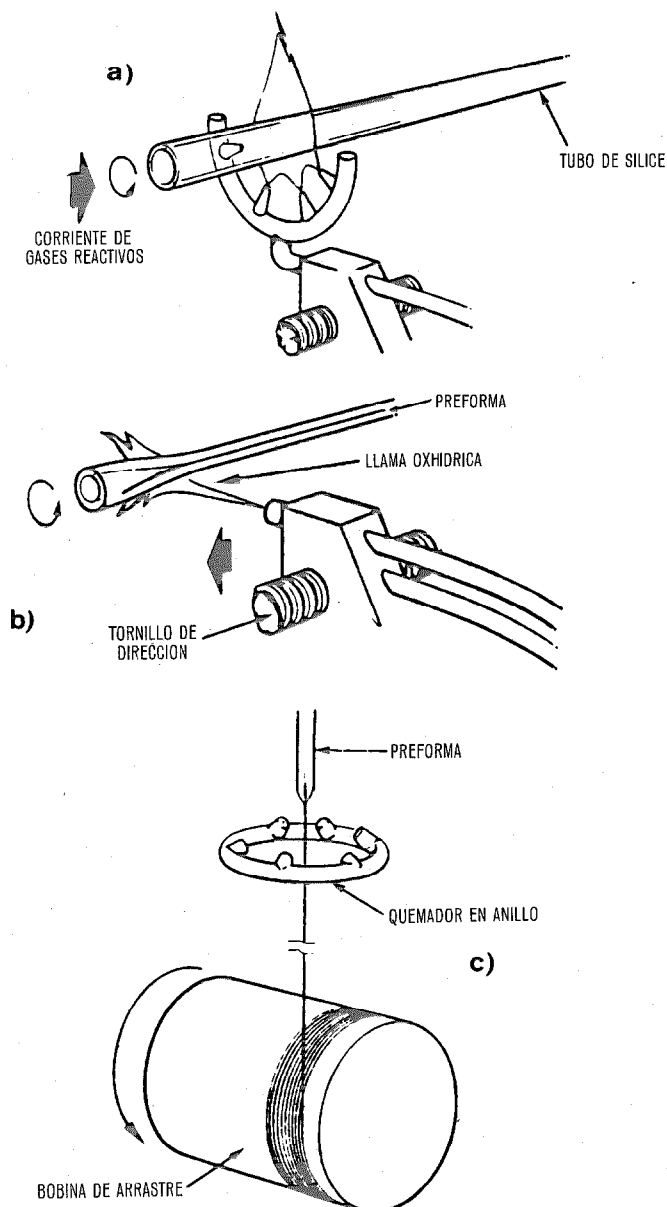
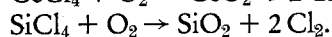
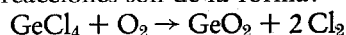


Fig. 3 Atenuación espectral en una fibra de vidrio.



Los gases reactivos entran en el tubo a velocidades de flujo controladas. Por ejemplo para producir una capa de $\text{GeO}_2 + \text{SiO}_2$, los gases por el tubo deberán ser vapores de GeCl_4 y SiCl_4 transportados por oxígeno que burbujea de recipientes con ambos líquidos de alta pureza. La reacción entre el oxígeno y los vapores haloideos solamente se produce en la estrecha región del tubo que se ha calentado y por medio de una elección adecuada de la temperatura y de las proporciones de los varios elementos que intervienen en la reacción, puede depositarse una fina capa en la pared del tubo. Las reacciones son de la forma:



Como la llama rodea al tubo, se deposita una capa uniforme de vidrio que se puede convertir en una capa gruesa por pases sucesivos. Variando la composición de la capa en cada paso se pueden variar los perfiles del índice de refracción de las regiones del núcleo y cubierta.

La figura 5 muestra un detalle de uno de los quemadores utilizados para el proceso de deposición, mientras que en la figura 6 se observa una vista general del aparato especialmente construido para la deposición.

Después del depósito de las capas cristalinas del núcleo y cubierta, se contrae el tubo para transformarse en una preforma de varilla como se indica en la figura 4b. El tubo se calienta hasta la temperatura de reblandecimiento por una llama transversal y se contrae bajo la acción de las fuerzas de la tensión superficial para formar una varilla uniforme. La fibra se produce estirando desde el extremo de la varilla que se rebaja en una llama (Fig. 4c) o en un horno de resistencia a medida que va pasando. Aunque está limitada la longitud de la fibra que se puede obtener de una preforma simple, una preforma de 8 mm de diámetro y 1,8 m de longitud podría producir una fibra de 11,5 km y $100 \mu\text{m}$ de diámetro. Estas dimensiones se encuentran dentro del alcance del equipo existente y podrían ser aumentadas.

Con esta técnica es posible la producción de ambos tipos de fibras, multimodo y monomodo, mediante la variación del número de pasadas para la generación de las regiones de núcleo y cubierta. Además, cambiando la composición de las capas sucesivas, y por tanto los índices de refracción, se pueden obtener perfiles de índices de refracción exactamente definidos cuando se quieren obtener fibras de índice gradual, estructura W o monomodo de núcleo grande [2].

La mayor parte de las fibras de sílice se fabrican dopando los núcleos en lugar de dopar las cubiertas.

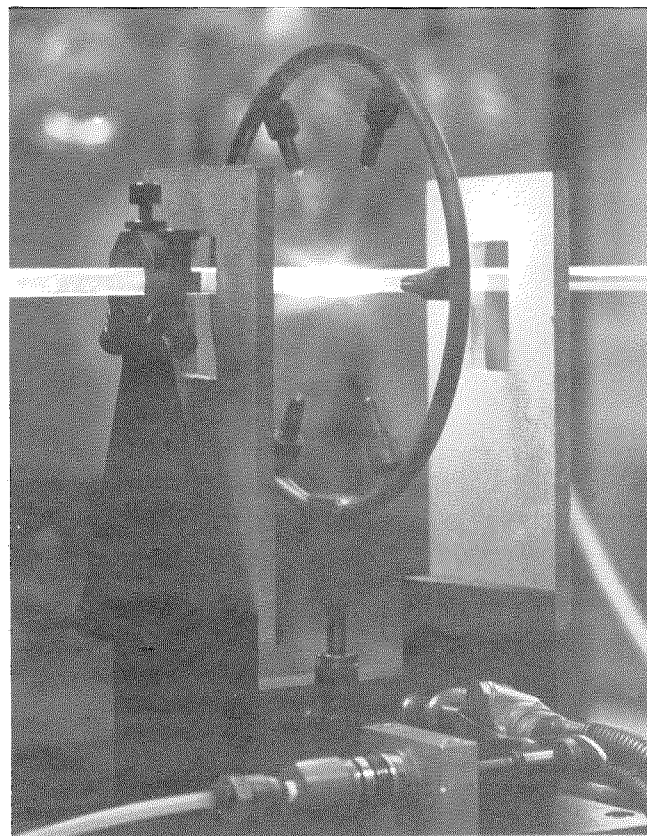


Fig. 5 Primer plano de un tubo calentándose en un quemador en anillo

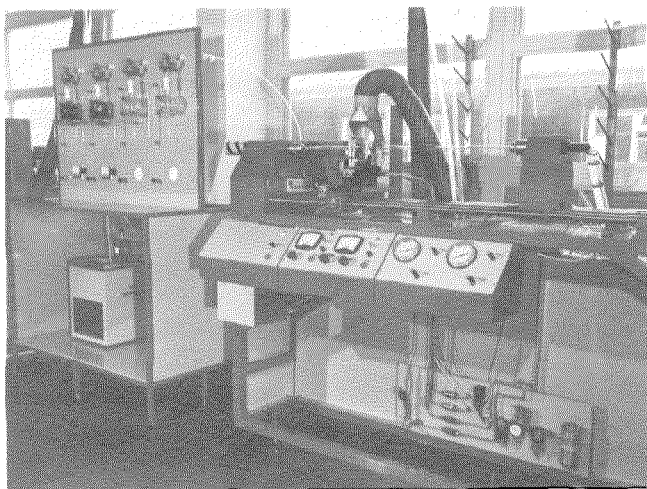


Fig. 6 Aparato para deposición de vapor químico.

Esto se debe a que los dopantes dan lugar a un índice de refracción de la sílice fundida que admite un margen más amplio de diferencias entre los índices, y de esta forma son mayores las posibilidades de diseño. Las fibras de cubierta dopada aprovechan una caída anómala del índice de refracción en el sistema cristalino binario $B_2O_3 - SiO_2$ cuando está cerca de la composición 6 SiO_2 :1 B_2O_3 [29], lo cual origina una diferencia máxima del índice de 0,01. Sin embargo, esta última estructura permite conseguir un margen más amplio de la relación entre los diámetros de núcleo y cubierta.

En la figura 7 se da un ejemplo del análisis de las pérdidas de una fibra de núcleo de sílice con $GeO_2:SiO_2$ de 1,1 km de longitud. En el próximo artículo de esta serie se darán detalles de las técnicas de medida. La fibra analizada tenía un perfil del índice de refracción parcialmente gradual, con un núcleo de 30 μm de diámetro y un diámetro total de 100 μm . La capa de recubrimiento era en este ejemplo de $B_2O_3:SiO_2$ para obtener una estructura de guía en W. Los aspectos principales, según se observan en la figura, son que la componente de pérdidas de absorción es muy pequeña y, aparte del pequeño pico del hidróxilo en 950 nm, se espera que sea inferior a 2 dB/km en el margen 800 a 1100 nm, cayendo a 0,57 dB/km en 1,06 μm . (La pérdida de absorción en la longitud de onda de 800 nm era demasiado baja para ser detectada por los aparatos de medida.) Por tanto, el contenido total de impurezas es muy pequeño en la región del núcleo. La curva de pérdida de dispersión es la suma de la dispersión Rayleigh y las pérdidas por radiación debidas al acoplamiento en modos de orden superior, e indica que se puede conseguir una mejora de unos 2 dB/km, reduciendo la componente de dispersión de la pérdida a un valor alrededor del de Rayleigh. La suma de las componentes de pérdidas determinadas mediante medidas con laser de ión de Krypton y Nd-YAG están de acuerdo con las medidas de la atenuación total mediante monocromador excepto para los valores de 1,06 μm . Esta diferencia se atribuye a los modos de fuga que causan pérdidas por radiación; lo cual no se

observaría de la misma forma bajo las diferentes condiciones de las medidas de dispersión y atenuación. Igualmente se han conseguido pérdidas bajas con fibras monomodo fabricadas con la misma técnica.

Para una fibra de sílice con perfil del índice de refracción próximo a la forma parabólica, se han observado valores de dispersión de impulsos de cerca de 0,9 ns/km usando un laser de GaAs cuya radiación cubría completamente la ventana de entrada de la fibra. Se ha medido, también, la dispersión del material para fibras de núcleo de $GeO_2 - SiO_2 - B_2O_3$ y se ha visto que está muy próximo al de la sílice fundida pura. En el siguiente artículo se describirán los métodos de medida de dispersión, y se presentarán más resultados.

Otras estructuras de fibra de sílice

La principal alternativa para las fibras de vidrio fabricadas por el método del doble crisol y para las de sílice de deposición de vapor, es la sílice cubierta de plástico. Estas últimas emplean sílice fundida pura como material del núcleo y un plástico de bajo índice de refracción como cubierta. Esta estructura ofrece la posibilidad de una fibra de núcleo grande y barata para uso con anchos de banda pequeños y aplicaciones en distancias medias. Tanto STL como ITT EOPD están investigando estas estructuras y los plásticos se aplican, bien por solución o bien por extrusión, inmediatamente después de que la barra de sílice es estirada desde el horno.

Se han considerado otras propuestas para la formación de fibras de sílice, como son cubierta de sílice puro con Vycor [31] y fibra de material simple [32]. La primera de las estructuras da una diferencia de índices de refracción inadecuada para la mayor parte de las aplicaciones mientras que la segunda se produce mediante un conjunto de preforma complejo.

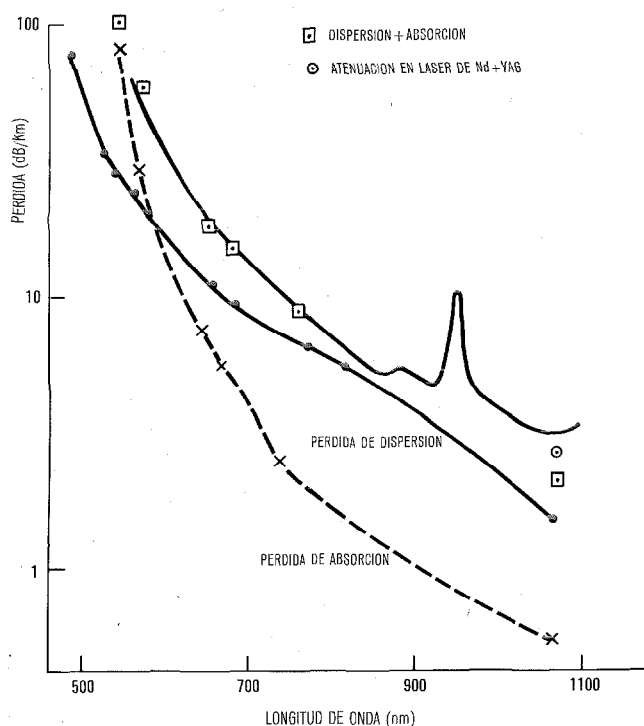


Fig. 7 Pérdidas en fibra de sílice.

Resistencia de fibras

La resistencia mecánica de una fibra depende de la composición exacta del material de que está construida, de los coeficientes de dilatación térmica de los materiales usados en la formación de la estructura de la fibra, y de las condiciones de elaboración. Para una estructura dada, la resistencia alcanzará un máximo inmediatamente después de salir del horno de estirado. La resistencia se degrada rápidamente debido a las grietas producidas por contacto con cualquier superficie y debido a la aparición de centros de nucleación donde la humedad y las impurezas causan cambios en la estructura superficial. Un cálculo teórico basado en las energías de cohesión y en las densidades de la sílice pura [33] establece una resistencia a la rotura de la sílice fundida pura de $1,8 \times 10^{10}$ N/m², mientras que la mayor parte de los vidrios multicompuestos presentan una resistencia de cerca de un orden de magnitud menor.

Valores típicos de resistencia de fibras de sílice desnuda que han sido arrolladas en tambores metálicos y almacenadas sin protección durante varios días, son del orden de $3,4 \times 10^8$ N/m². Para fabricar fibras que sean más fuertes y tengan mayor alargamiento de rotura, que es una ventaja para el diseño de cable, se aplican recubrimientos primarios protectores a las fibras inmediatamente después de ser estiradas. Se han intentado los recubrimientos por extensión y por solución, y los resultados de las pruebas de fibras así producidas en STL y en ITT EOPD han dado resistencias a la rotura de hasta $3,8 \times 10^9$ N/m². Estos recubrimientos protectores se pueden aplicar sin perjudicar la atenuación de la fibras y constituyen una importante característica para fibras que han de estar almacenadas durante algún tiempo antes de ser cableadas.

Conclusiones

Todavía se está realizando un progreso muy rápido en las técnicas de fabricación de fibras de vidrio y sílice. Por ahora la atenuación en fibras de sílice es notablemente más baja que en fibras de vidrio, y los procesos de deposición de vapor utilizados para fabricar fibras de sílice permiten una mayor versatilidad en las estructuras que van a formarse.

El método del doble crisol admite la posibilidad de fabricar grandes cantidades de fibra en un proceso continuo, mientras que la actual fabricación de sílice es un proceso discontinuo, y como tal es en consecuencia más difícil de reproducir de una preforma a la otra.

Parece probable que exista la necesidad de ambos tipos de vidrio y sílice en función de las muchas aplicaciones concebidas actualmente para guías ópticas. Además la estructura de sílice cubierta de plástico puede llegar a ser adecuada para una cantidad considerable de sistemas.

Agradecimiento

El autor quiere dar las gracias a sus muchos colegas de STL e ITT EOPD por sus contribuciones a este artículo. Desearía hacer particular mención de los Sres. Ir-

ven y Stewart y del Dr. Maklad en fabricación de vidrio y fibra; de los Sres. Byron, Cannell, Few y Worthington en medidas; y N. Denton y A. B. Harding cuyos importantes esfuerzos en la fabricación de equipos han contribuido significativamente al programa de STL.

Referencias

- [1] C. P. Sandbank: Comunicaciones por fibra óptica; Comunicaciones Eléctricas, 1975, volumen 50, n° 1, págs. 21—29.
- [2] M. M. Ramsay, G. A. Hockham y K. C. Kao: Propagación de guías de fibra óptica; Comunicaciones Eléctricas, 1975, volumen 50, n° 3, págs. 176—183.
- [3] K. C. Kao y G. A. Hockham: Dielectric-Fibre Surface Waveguides for Optical Frequencies; Institution of Electrical Engineers Proceedings, julio 1966, volumen 113, n° 7, págs. 1151—1158.
- [4] M. W. Jones y K. C. Kao: Spectrophotometric Studies of Ultra Low Loss Optical Glasses; part 2: Double Beam Method; Journal of Scientific Instruments (Journal of Physics E) marzo 1969, serie 2, volumen 2, n° 4, págs. 331—335.
- [5] F. P. Kapron, D. B. Keck y R. D. Maurer: Radiation Losses in Glass Optical Waveguides; Applied Physics Letters, 15 noviembre 1970, volumen 17, n° 10, págs. 423—425.
- [6] D. B. Keck, R. D. Maurer y P. C. Schultz: On the Ultimate Lower Limit of Attenuation in Glass Optical Waveguides; Applied Physics Letters, 1 abril 1973, volumen 22, n° 7, págs. 307—309.
- [7] W. G. French, J. B. MacChesner, P. B. O'Connor y G. W. Tasker: Optical Waveguides with Very Low Losses; Bell System Technical Journal, mayo—junio 1974, volumen 53, n° 5, págs. 951—954.
- [8] P. W. Black, J. Irven, K. Byron, I. S. Few y R. Worthington: Measurements on Waveguide Properties of GeO₂/SiO₂-Cored Optical Fibres; Electronics Letters, 13 junio 1974, volumen 10, n° 12, págs. 239—240.
- [9] D. N. Payne y W. A. Gambling: New Silica-Based Low-Loss Optical Fibre; Electronics Letters, 25 julio 1974, volumen 10, n° 15, págs. 289—290.
- [10] L. G. Cohen, G. W. Tasker, W. G. French y J. R. Simpson: Pulse Dispersion in Multimode Fibers with Graded B₂O₃-SiO₂ Cores and Uniform B₂O₃-SiO₂ Cladding: First European Conference on Optical Fibre Communication, Londres 16—18 septiembre 1975, Institution of Electrical Engineers conference proceedings n° 132, post-deadline paper.
- [11] G. J. Ogilvie, R. J. Esdaile y G. P. Kidd: Transmission Loss of Tetrachloroethylene-Filled Liquid-Core-Fibre Light Guide; Electronics Letters, 2 noviembre 1972, volumen 8, n° 22, págs. 533—534.
- [12] J. Stone: Optical Transmission Loss in Liquid-Core Hollow Fibers; Institute of Electrical and Electronics Engineers Journal of Quantum Electronics, marzo 1972, volumen QE-8, n° 3, págs. 386—388.
- [13] G. H. Sigel y B. D. Evans: Effects of Ionizing Radiation on Transmission of Optical Fibers; Applied Physics Letters, 1 mayo 1974, volumen 24, n° 9, págs. 410—412.
- [14] G. R. Newns, P. Pantelis, J. L. Wilson, R. W. J. Uffen y R. Worthington: Absorption Losses in Glasses and Glass Fibre Waveguides; Opto-Electronics, julio 1973, volumen 5, n° 4, págs. 289—296.
- [15] T. Uchida: Preparation and properties of compound glass fibers — Asamblea General de URSI, Comisión VI, Lima, 18 agosto 1975.
- [16] P. C. Schultz: Optical Absorption of the Transition Elements in Vitreous Silica; American Ceramic Society Journal, julio 1974, volumen 57, n° 7, págs. 309—313.
- [17] P. Kaiser: Drawing-Induced Coloration in Vitreous Silica Fibers; Optical Society of America Journal, abril 1974, volumen 64, n° 4, págs. 475—481.
- [18] B. Scott y H. Rawson: Techniques for Producing Low Loss Glasses for Optical Fibre Communication Systems; Glass Technology, octubre 1973, volumen 14, n° 5, págs. 115—124.

- [19] C. E. E. Stewart, D. Tyldesley, B. Scott, H. Rawson y G. R. Newns: High-Purity Glasses for Optical-Fibre Communication; Electronics Letter, 18 octubre 1973, volumen 9, n° 21, págs. 482—483.
- [20] C. E. E. Stewart y P. W. Black: Optical Losses in Soda-Lime/Silica-Cladded Fibres Produced from Composite Rods; Electronics Letter, 7 marzo 1974, volumen 10, n° 5, págs. 53—54.
- [21] G. R. Newns, K. J. Beales y W. J. Duncan: Low-Loss Glass for Optical Transmission; Electronics Letters, 16 mayo 1974, volumen 10, n° 10, págs. 201—202.
- [22] C. R. Day, J. E. Midwinter, G. R. Newns, R. W. J. Uffen y R. Worthington: Optical Properties of Sodium-Borosilicate Glass Fibres; Electronics Letters, 31 octubre 1974, volumen 10, n° 22, págs. 450—451.
- [23] K. Koizumi: New Light-Focusing Fibers Made by a Continuous Process; Applied Optics, febrero 1974, volumen 13, n° 2, págs. 155—260.
- [24] K. Koizumi e Y. Ikeda: Low-Loss Light-Focusing Fibers Made by a Continuous Process; First European Conference on Optical Fibre Communication, Londres 16—18 septiembre 1975, Institution of Electrical Engineers conference proceedings, n° 132, págs. 24—26.
- [25] F. W. Dabby, D. A. Pinnow, L. G. Van Uitert e I. Camlibel: A Technique for Making Low Loss Fused Silica Core-Borosilicate Clad Fiber Optical Waveguides; Materials Research Bulletin, mayo 1975, volumen 10, n° 5, págs. 425—430.
- [26] W. G. French, A. D. Pearson, G. W. Tasker y J. B. MacChesney: Low-Loss Fused Silica Optical Waveguide with Borosilicate Cladding; Applied Physics Letters, 15 septiembre 1973, volumen 23, n° 6, págs. 338—339.
- [27] J. B. MacChesney et alia: Low-Loss Silica Core-Borosilicate Clad Fiber Optical Waveguide; Applied Physics Letters, 15 septiembre 1973, volumen 23, n° 6, págs. 340—341.
- [28] P. W. Black y J. Irvén: Development of High-Silica Optical-Fibre Waveguides; Electro-Optics International Conference, Brighton, 19—21 marzo 1974.
- [29] L. G. Van Uitert et alia: Borosilicate Glasses for Fiber Optical Waveguides; Materials Research Bulletin, abril 1973, volumen 8, n° 4, págs. 469—476.
- [30] A. Mühlich, K. Rau, F. Simmat y N. Treber: A New Doped Synthetic Fused Silica as Bulk Material for Low-Loss Optical Fibres; First European Conference on Optical Fibre Communication, Londres 16—18 septiembre 1975, Institution of Electrical Engineers conference proceedings n° 132, post deadline paper.
- [31] D. Kato: Fused-Silica-Core Glass Fiber as a Low-Loss Optical Waveguide; Applied Physics Letters, 1 enero 1973, volumen 22, n° 1, págs. 3—4.
- [32] P. Kaiser, E. A. J. Marcatili y S. E. Miller: A New Optical Fiber; Bell System Technical Journal, febrero 1973, volumen 52, n° 2, págs. 265—269.
- [33] D. G. Holloway: The Physical Properties of Glass, Londres, Wykeham Publications, 1973, 220 págs.

Philip W. Black nació en Hampshire, Inglaterra, en 1945. Obtuvo el grado de BSc (Ingeniero) por el University College en Londres en 1966. Ingresó en STL en 1966 uniéndose al grupo de comunicaciones ópticas en 1971. El Sr. Black es actualmente ingeniero senior de investigación responsable de la fabricación de fibra en STL. Es miembro asociado del Instituto de Ingenieros Eléctricos y del Instituto de Física.

Equipo de radioenlace de 1800 canales, totalmente transistorizado

La familia RRH de radioenlaces totalmente transistorizados de banda ancha tienen una potencia típica de salida de 7 a 8 vatios en las bandas de 4 y 6 GHz. La calidad y fiabilidad de transmisión son sus cualidades más atractivas.

P. G. DEBOIS

A. LIEKENS

Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes, Bélgica

Introducción

El progreso en la tecnología de semiconductores (especialmente en las frecuencias superiores a 1 GHz) ha hecho posible el desarrollo de radioenlaces de microondas de banda ancha que utilizan semiconductores en todos sus equipos. La utilización de dispositivos semiconductores ha llevado a una notable disminución en el tamaño de las unidades funcionales de radiofrecuencia y de frecuencia intermedia y también a una reducción del consumo de potencia hasta unos 100 vatios para un transmisor y un receptor.

Los semiconductores, como diodos de silicio y transistores bipolares, en aplicaciones de bajo nivel en radiofrecuencias, frecuencias intermedias y frecuencias de banda base, se aceptan generalmente en la actualidad sin restricciones por todas las administraciones o usuarios, basados en su experimentada fiabilidad, de acuerdo con lo que se predijo en el momento de su introducción, a comienzos de los años 60. La utilización de semiconductores no es ya tema de discusión, por lo que se refiere a la estabilidad de sus características y fiabilidad.

Los dispositivos semiconductores son inherentemente más fiables que las válvulas debido a que no se consume material alguno durante su funcionamiento. Los perfiles de difusión son estables a lo largo de centenares de años, incluso en condiciones severas de funcionamiento. Para algunos transistores de potencia de microondas [1] se han establecido tasas de fallos de 0,001 por ciento/1000 horas. El fallo estaba definido como una reducción en la potencia de salida de 3 dB.

El mecanismo de fallo de los semiconductores se caracteriza, ordinariamente, por una dependencia exponencial con la temperatura, conocida como relación de Arrhenius. Por tanto, la temperatura de la unión tiene una influencia importante en la fiabilidad. Valores más conservadores indican una vida del dispositivo superior a 1 millón de horas (100 años) para un transistor de potencia en microondas con una temperatura de unión de 130 °C.

La fiabilidad del amplificador de potencia de radiofrecuencia viene determinada, ordinariamente, como el tiempo medio entre fallos (MTTF) de los transistores y varactores utilizados en condiciones de carga reales. Todas las uniones de semiconductores se encuentran entre 50 °C y un máximo de 100 °C sobre la temperatura ambiente del equipo. El amplificador de RF completo, incluyendo el suministro de energía de baja tensión, tiene un tiempo medio entre fallos (MTBF) de 106.000 horas, es decir 12,1 años.

La ausencia de semiconductores en la etapa de salida

de potencia de casi todos los actuales transmisores de radioenlaces de 1800 canales telefónicos con división de frecuencia (FDM) se debe únicamente a la falta de disponibilidad actualmente de semiconductores que proporcionen directamente la potencia necesaria (5 a 10 vatios) a frecuencias de 4 a 6 GHz. Esta potencia no pueden proporcionarla todavía los transistores bipolares o de efecto de campo, a estas frecuencias, con una ganancia satisfactoria. Sin embargo, algunos fabricantes de semiconductores predicen hoy que tales dispositivos podrán estar disponibles en el mercado a finales de los años 70. La mayor parte de los fabricantes de radioenlaces del mundo [2, 3], se encuentran entregados a desarrollos con el objetivo último de reemplazar el amplificador de ondas progresivas (AOP) en la etapa final del amplificador de salida de banda ancha de los radioenlaces de 1800 canales FDM.

Un esquema de amplificación reciente, ya publicado en la literatura [4, 3], hace posible la aplicación de transistores y diodos varactores de tecnología experimentada, incluso en la etapa de salida de transmisores de radioenlace de 1800 canales FDM.

Sistema de radioenlace RRH de 1800 canales

La familia RRH de radioenlaces de microondas de alta potencia y banda ancha se ha diseñado para una capacidad final de 1800 canales telefónicos FDM, o una señal de televisión en color, con un máximo de cuatro canales de sonido simultáneos. Los equipos de radio, realizados en una práctica de equipos uniforme y normalizada, tienen una amplia base común en diagramas de bloque, subunidades y disposición mecánica.

Esta familia de radioenlaces utiliza semiconductores, incluso en la etapa de salida, aplicando en el amplificador final el principio de bucle de sincronización de fase publicado anteriormente [4, 5].

Se pueden transmitir hasta 12 canales de servicio, bien por debajo de la banda base, en el caso de telefonía, o por encima de la banda base, independientemente del tipo de información transmitida por la banda base principal.

Se han incorporado dos facilidades para mejorar, en caso de telefonía, la flexibilidad en la planificación de la red simplificando la integración de las rutas principales de microondas de gran capacidad con los requisitos de comunicación locales: los canales telefónicos de este tráfico local, trasladados por encima de la banda base pueden, además de los 1800 canales FDM de la banda base principal, insertarse y derivarse en frecuencia intermedia a lo largo de los repetidores, con un total de hasta 60 canales FDM por sec-

ción de modulación; o bien se pueden derivar o insertar hasta 120 canales FDM situados en cualquier punto de la banda base principal por repetidor de 1800 canales FDM por sección de modulación. Aunque generalmente se utiliza la expresión extracción ("drop"), ha parecido más correcta la palabra derivación ("leak"), puesto que extracción significa que los canales FDM se demodulan dejando un hueco para su reutilización, lo cual no es el caso en la frecuencia intermedia a lo largo de los repetidores.

La Recomendación 382-2 del CCIR prevé 6 canales de ida y 6 de vuelta en la distribución principal de la banda de frecuencias de 3,8 a 4,2 GHz, mientras que la Recomendación 383-1 del CCIR prevé 8 canales de ida y 8 de vuelta en la banda de frecuencias de 5925 a 6425 MHz. La figura 1, muestra los planes de frecuencia principales, juntamente con sus frecuencias de oscilador asociados para ambas bandas de radiofrecuencia. Situando las frecuencias de los osciladores dentro de las dos semibandas se evitan las interferencias debidas a la recepción de frecuencias imágenes de la misma estación, y se mantiene dentro de un margen estrecho la sintonía de los osciladores del equipo de radio. La separación entre canales adyacentes con polarización cruzada es de unos 29 MHz en ambas bandas de radiofrecuencia. Además, ambas recomendaciones prevén el uso de una distribución de canales intercalada, con una separación mitad entre canales, aplicable en estaciones de intersección dotadas de un desacoplamiento angular de antenas suficiente. Cada canal de radiofrecuencia tiene capacidad para 960, 1260 ó 1800 canales telefónicos FDM o un canal de televisión con hasta cuatro canales de sonido simultáneos.

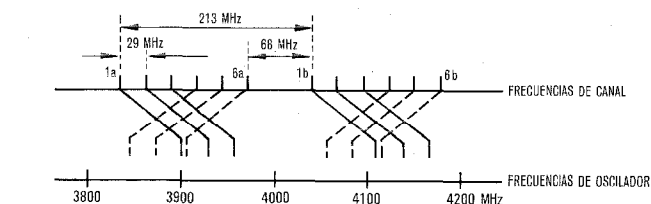
Todos los equipos trabajan con una frecuencia intermedia de 70 MHz, de manera que se puede realizar la conmutación en frecuencia intermedia entre el canal de trabajo y el canal de reserva, en dos bandas diferentes de radiofrecuencia.

Esta nueva familia de equipos de radioenlace se ha diseñado de acuerdo con la nueva práctica de equipos

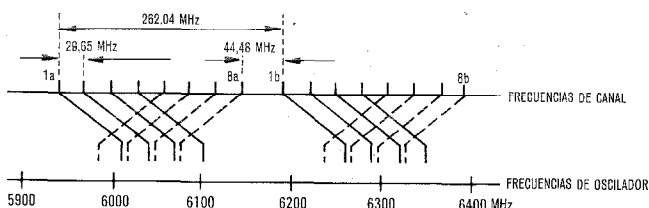
VSEP* [6]. La orientación vertical de todas las unidades ofrece la ventaja de un fácil paso del calor de forma que la refrigeración por convección es suficiente y no se necesita la de aire forzado. Otra ventaja de esta práctica de equipo es la reducción del tiempo de instalación, mantenimiento y reparación. Se dispone de una amplia libertad en la disposición de los equipos para su instalación o ampliación.

El equipo de radio para las bandas de frecuencia de 4 GHz y 6 GHz consta cada uno de tres unidades verticales de igual altura (Fig. 2). Dos para el transmisor

* Marca registrada del sistema ITT



DISPOSICION DE LOS CANALES DE 4 GHz, CCIR, REC. 382-2



DISPOSICION DE LOS CANALES DE 6 GHz, CCIR, REC. 383-1

Fig. 1 Planes de radiofrecuencia para 4 y 6 GHz.

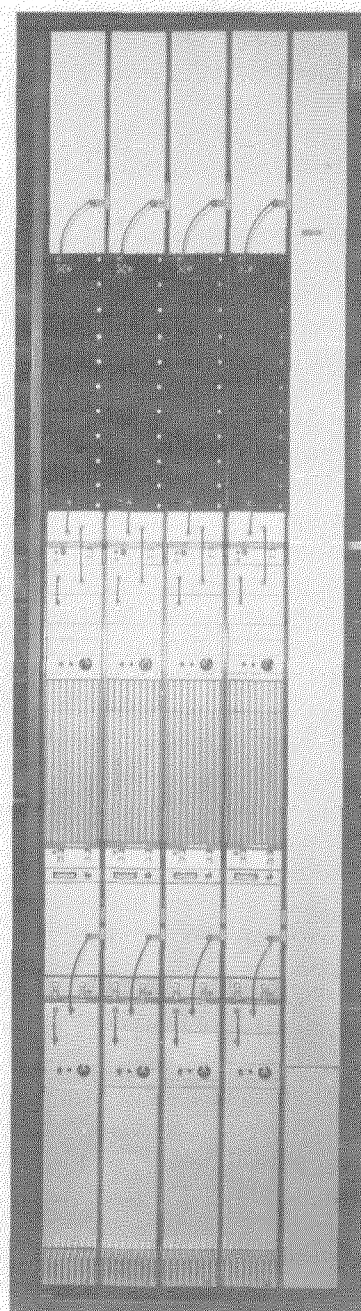


Fig. 2 Cuatro transmisores y cuatro receptores con filtros de derivación de la familia RRH, del sistema FM 1800/6200.

y una para el receptor. Sus dimensiones son 620 milímetros de altura (24,4 pulgadas), 109 milímetros de anchura (4,3 pulgadas) y 199 milímetros de profundidad (7,8 pulgadas). Cada una de estas unidades contiene varias subunidades enchufables y cajas, accesibles frontalmente. Cada unidad vertical tiene su propio suministro de baja tensión. El equipo de radio para una estación repetidora o terminal es el mismo. Las redes de derivación de canales de radiofrecuencia se encuentran directamente encima de las unidades correspondientes, estando ambas interconectadas mediante cable coaxial.

Además del equipo de radio, se dispone también en la misma práctica de equipo vertical, del modem de banda ancha de 70 MHz, canal de servicio, equipo de conmutación y sistema de indicaciones y control remoto. La conmutación al canal de reserva se puede realizar, bien en frecuencia intermedia, con independencia del tipo de señal que ocupa la banda base (telefonía o televisión), o bien en frecuencias de la banda base.

Equipo de radio

El equipo de radio comprende transmisores, receptores y redes de derivación de canal. Puesto que las disposiciones mecánicas y los diagramas de bloque de los equipos de 4 GHz y 6 GHz son similares, puede seguirse el flujo de la señal a través del transmisor y receptor con la ayuda del diagrama de bloques del equipo de 6 GHz (Fig. 3). Debe señalarse que los transmisores y receptores pueden sintonizarse a cualquier

frecuencia de canal dentro de la banda asignada. La sintonía a otro canal de radiofrecuencia requiere el cambio de cristal y la resintonía del oscilador (un condensador variable) de ambas cadenas osciladoras; esto puede hacerse en la propia estación. El bucle de sincronización de fase y el multiplicador pueden sintonizarse para la mitad de la banda; el amplificador de potencia transistorizado no necesita sintonía alguna ya que es de banda ancha.

Transmisor

Un requisito esencial al diseñar transmisores para radioenlaces puede ser no solamente elevada calidad eléctrica sino alta fiabilidad y bajo consumo de potencia. Como la necesidad de potencia de salida de un transmisor se determina por la capacidad del sistema, la ganancia requerida por el amplificador de radiofrecuencia debe obtenerse con el mínimo número de componentes activos capaces de obtener estos requisitos de una manera efectiva.

El transmisor comprende cuatro grupos funcionales:

- Amplificador de frecuencia intermedia con capacidad de reinserción.
- Mezclador transmisor.
- Cadena osciladora local.
- Amplificador de potencia de radiofrecuencia.

La señal de frecuencia intermedia de 70 MHz, modulada en frecuencia, se obtiene a partir del modulador o del receptor precedente (dependiendo de si se considera una estación terminal o repetidora) a 300

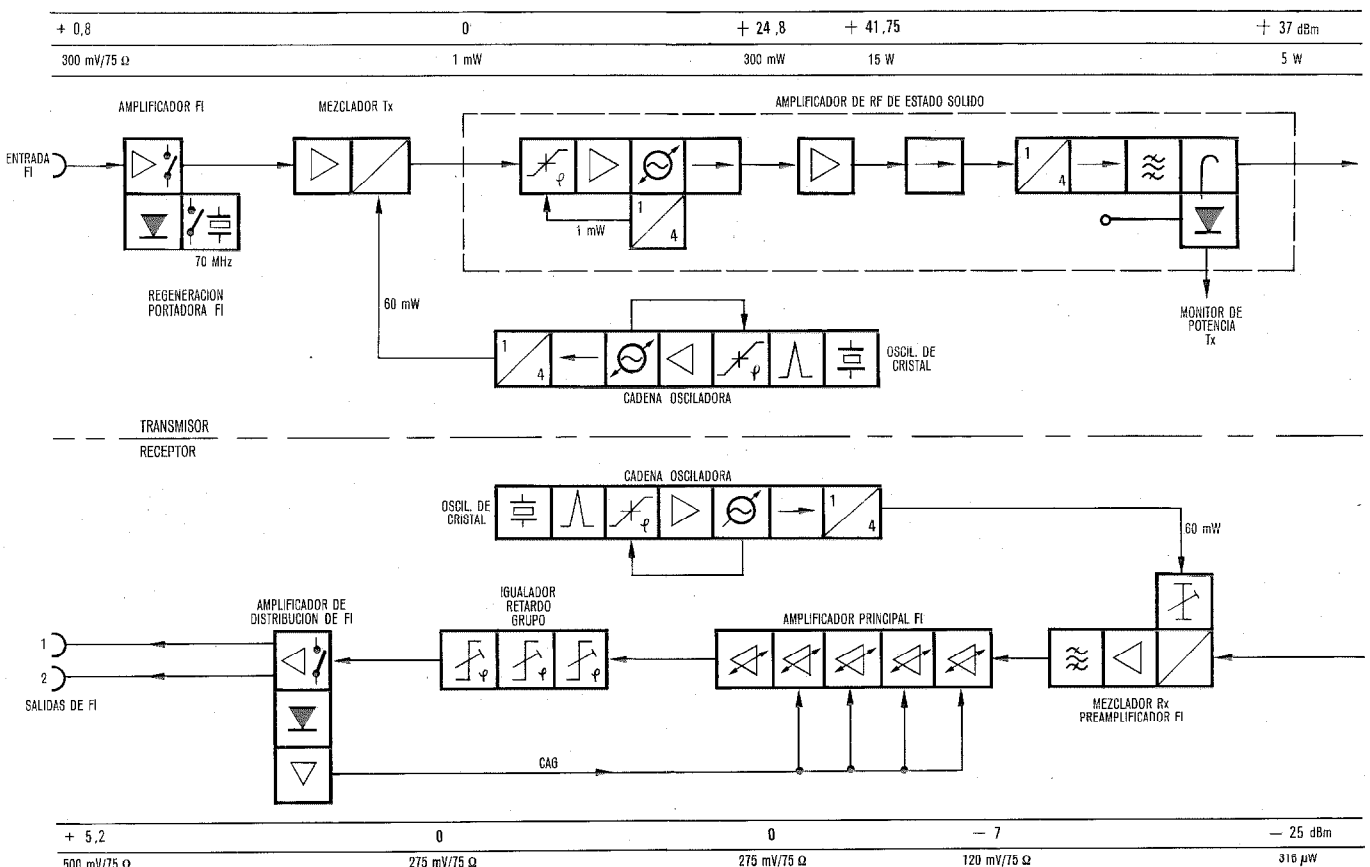


Fig. 3 Diagrama de bloques del sistema FM 1800/TV 6200.

milivoltios (con una tolerancia de $+100 \pm 50$ milivoltios) con impedancia nominal de entrada de 75 ohmios. Una red de pérdidas variable suministra un nivel de entrada constante al amplificador de potencia de frecuencia intermedia y, a su vez, al mezclador. El nivel de entrada al transmisor se supervisa continuamente. Si éste cae por debajo de 150 milivoltios tiene lugar la reinserción de la portadora mediante un oscilador controlado por cristal, juntamente con una atenuación adicional en el camino de la señal de frecuencia intermedia hasta que se repone el nivel de entrada normal.

Con objeto de evitar el uso de filtro de banda lateral y su aislador asociado, se utiliza un mezclador de banda lateral única que proporciona suficiente supresión de la banda lateral no deseada (Fig. 4). La señal de frecuencia intermedia se divide en una híbrida de 70 MHz, de banda ancha, en dos partes de igual amplitud pero con una diferencia de fase de 90° . Ambas señales de frecuencia intermedia se amplifican hasta unos $+10$ dBm para excitar los diodos mezcladores de dos mezcladores equilibrados. El oscilador local se aplica en fase a estos mezcladores. Las salidas de radiofrecuencia de ambos mezcladores se acoplan en una híbrida de 90° . La banda lateral deseada se toma de una de las puertas de salida de la híbrida y la otra banda lateral está disponible en la cuarta puerta de la híbrida que se termina con una carga de 50 ohmios. La supresión que se obtiene de las señales del oscilador local y de la banda lateral no deseada es, como mínimo, de 20 dB. Típicamente se obtienen valores entre 25 y 30 dB. Este circuito es de banda ancha y no necesita resintonía para el cambio de frecuencia dentro de la banda.

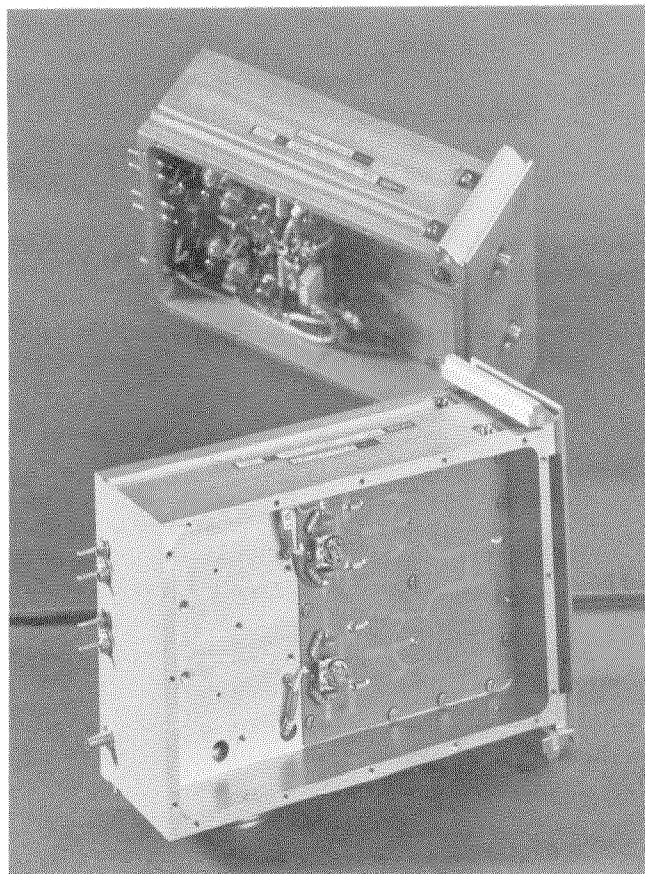


Fig. 4b) Unidad (Mezclador de banda lateral única).

El amplificador de radiofrecuencia de estado sólido [5] eleva la señal hasta el nivel de potencia de salida requerida. La potencia de radiofrecuencia transmitida se supervisa mediante un acoplador direccional situado a la salida del transmisor. Las reflexiones de potencia no dañan al amplificador de radiofrecuencia ya que incluye un aislador después de la cadena multiplicadora. A pesar de la construcción compacta, es pequeño el esfuerzo térmico a que están sometidos los componentes individuales. En temperatura ambiente de interiores, las temperaturas de unión de todos los componentes de silicio permanece entre 70 y 130°C , lo que es una garantía de fiabilidad.

El amplificador de potencia de radiofrecuencia (Fig. 5) funciona como sigue: el bucle de sincronización de fase (PLL, de Phase Locked Loop) divide la frecuencia y la desviación de la señal de referencia de entrada por 2 ó por 4 y entrega una potencia de 400 milivatios a la mitad o cuarta parte de la frecuencia de salida del transmisor, respectivamente, en los equipos de 4 GHz y 6 GHz. Esta potencia se amplifica luego hasta un mínimo de 10 ó 15 vatios (típicamente 18 ó 24 vatios) con un amplificador de banda ancha (10 %) que utiliza cuatro transistores de potencia de microondas de silicio que trabajan de 1,6 a 2,1 GHz. Finalmente, la frecuencia y la desviación se multiplican por 2 ó por 4 hasta la salida a niveles de potencia de 5 vatios, mínimo (típicamente de 7 a 8 vatios a 4 y 6 GHz). El multiplicador se construye en técnica coaxial y de

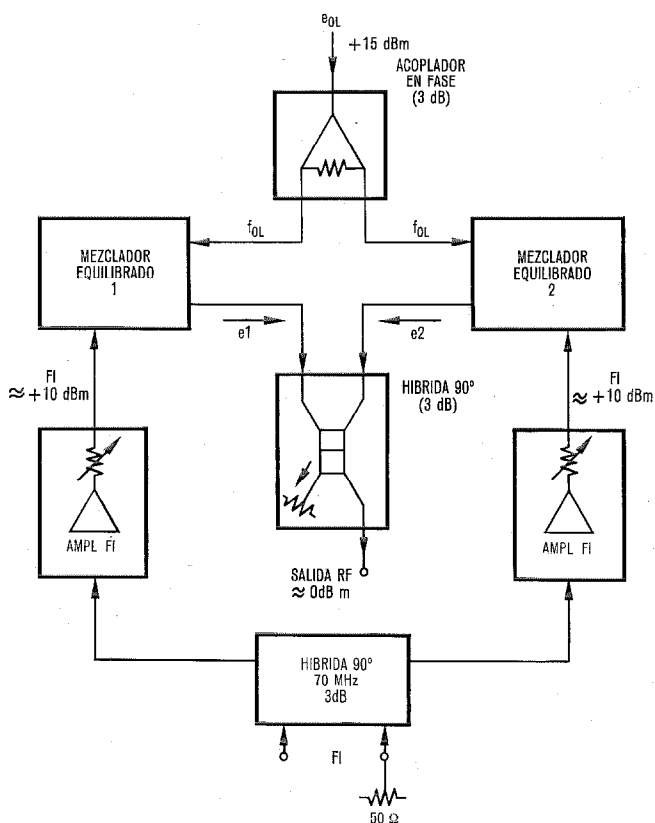


Fig. 4a) Diagrama de bloques. Mezclador transmisor.

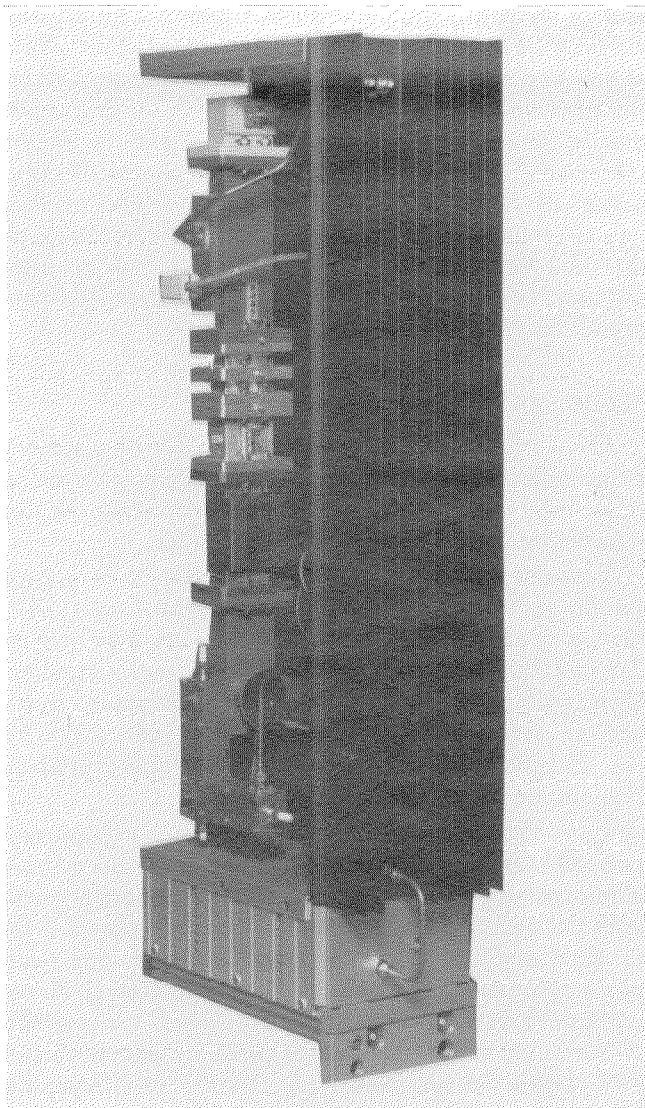


Fig. 5 Unidad enchufable amplificadora de potencia de 6 GHz.

guiaondas y está sintonizado a la frecuencia del transmisor para máxima potencia de salida. Se obtiene una eficiencia típica del 10 % con una ganancia de 39 decibelios.

La contribución del ruido térmico del amplificador es de 7 pWOp, máximo. La contribución de ruido de intermodulación se ha medido insertando el amplificador en un sistema de 1800 canales FDM en trabajo, sin realizar ajuste alguno en la igualación de retardo o de amplitud. La inserción del amplificador introduce un retardo de grupo no medible (menor de 0,1 ns). La distorsión de intermodulación se debe a la falta de linealidad del oscilador controlado por tensión VCO. Debido a la realimentación negativa del PLL, la distorsión se reduce a valores inferiores a 2 pWOp. Para límites de desplazamiento por temperatura del VCO de ± 5 MHz, la contribución es inferior a 2 pWOp para la carga nominal de 1800 canales FDM de +17,55 dBm0. Estos valores no se desvían por variaciones de la potencia de entrada de ± 1 dB.

La conversión AM/PM es inferior a 1 °/dB, como resultado de la limitación casi ideal del PLL. En la referencia [5] se describen otras características del amplificador de potencia de radiofrecuencia.

La cadena del oscilador local [4] consta de un oscilador de cristal de cuarzo, un oscilador de potencia controlado por tensión con bucle de control automático de fase y un multiplicador de frecuencia. La frecuencia del oscilador de potencia se sincroniza en fase con la frecuencia de referencia del oscilador de cristal de cuarzo. La situación de la sincronización se supervisa y se señala. El VCO de potencia oscila a la mitad o cuarta parte de la frecuencia de salida, respectivamente, en los equipos de 4 GHz y 6 GHz, y puede sintonizarse de manera continua sobre todo el margen de frecuencia mediante un condensador variable accesible en la parte frontal.

El doblador o cuadruplicador de frecuencia es un diseño de banda ancha y cubre el margen total de frecuencia del oscilador. Este principio de generar las frecuencias del oscilador ha sido experimentado muchas veces y asegura una contribución de ruido térmico despreciable de la cadena osciladora, inferior a 2,5 pWOp (picovatios al nivel de referencia pesados sofométricamente) a 60 kHz, e inferior a 1 pWOp en el margen de modulación de 1 a 8 MHz. Esta buena calidad, en cuanto a ruido, resulta del uso de una cavidad coaxial como elemento determinante de la frecuencia y anchura de banda del VCO. Se utiliza un segundo diodo varactor en el VCO para inserción de los canales de servicio situados por debajo de la banda base y los canales telefónicos de la banda base principal.

Los suministros de baja tensión de las unidades del transmisor están diseñados para funcionar con sistemas de batería de 24 voltios ó 48—60 voltios con variaciones de -12% a $+22\%$, ó -20% a $+20\%$, respectivamente, es decir de -21 voltios a -29 voltios o de -38 voltios a -72 voltios.

Receptor

En el receptor, la señal de radiofrecuencia se convierte en señal de frecuencia intermedia y se amplifica. Pueden considerarse tres grupos funcionales:

- mezclador en contrafase
- cadena de oscilador local
- cadena de frecuencia intermedia.

En frecuencia intermedia, las variaciones de atenuación debidas al camino de propagación de RF se compensan mediante el control de ganancia automática del amplificador principal de frecuencia intermedia. A la salida del receptor se dispone de un nivel de frecuencia intermedia de 500 milivoltios, +50 ó -100 milivoltios, en dos salidas independientes de 75 ohmios.

En el conversor del receptor se utiliza un mezclador en contra-fase que posee características de banda ancha y un buen rechazo de las frecuencias espurias. Se garantiza un factor de ruido de 7 dB debido al uso de diodos de silicio Schottky.

La frecuencia del oscilador se genera en una cadena osciladora de estado sólido de diseño idéntico a la del

transmisor. Un atenuador, situado en el mezclador, reduce el nivel del oscilador a su valor correcto. El mezclador, el preamplificador de frecuencia intermedia de bajo ruido y un filtro paso banda de frecuencia intermedia (que complementa la selectividad de la red de derivación de canales a 29 MHz) forman una unidad mecánica enchufable.

Se utiliza un amplificador de frecuencia intermedia de banda ancha con acoplamientos RC, con 5 pasos de realimentación negativa y 4 redes inter-etapa de atenuación variable formadas por diodos PIN, para control de ganancia. El diseño de banda ancha limita la sintonía a un ajuste de las pérdidas de retorno de entrada y salida y a una compensación de la pendiente de amplitud de conjunto. Los márgenes del control de ganancia automática de los amplificadores principales de frecuencia intermedia de los sistemas de 4 GHz y 6 GHz, se han diseñado de forma que los umbrales de los detectores de ruido y piloto del equipo de conmutación están por encima del codo inferior de la característica de control de ganancia automática. Esto asegura que se realice la transferencia al equipo de reserva antes de que cualquier silenciador pueda interrumpir un canal en funcionamiento. Si el nivel de la señal de entrada cae más bajo, la salida del receptor queda silenciada en el amplificador final de frecuencia intermedia para evitar interferencias debidas al aumento del nivel de ruido.

El igualador se sitúa a continuación del amplificador principal en los receptores de 4 y 6 GHz. Esto evita que se sobrecarguen algunas etapas amplificadoras del igualador. En el igualador del receptor tiene lugar la igualación de las distorsiones de retardo de grupo y la respuesta amplitud/frecuencia de las redes de derivación transmisora y receptora, así como las originadas en el camino de propagación de RF y en el receptor. Las etapas igualadoras de reflexión están completamente aisladas de entradas y salidas, de manera que la respuesta de frecuencia intermedia y las pérdidas de retorno no sufren variación durante la alineación del sistema. En el amplificador final de frecuencia intermedia, el camino de la señal se divide en dos salidas idénticas, utilizándose una para el tráfico de tránsito y la otra para fines de demodulación de la banda base y/o canal de servicio.

La subunidad de suministro de tensión del receptor es igual a la del excitador del transmisor. Se ha prestado atención especial al comportamiento del receptor para niveles de entrada superiores al nominal de -25 dBm, de forma que no se ha observado degradación alguna para elevaciones del nivel recibido de 7 dB.

Redes de derivación de canales

Las redes de derivación de canales están situadas por encima de las unidades transmisoras y receptoras asociadas y permiten la combinación o separación de los canales de radiofrecuencia individuales de la misma polarización. Constan de un filtro de guías de onda de 6 cavidades conectadas a un circulador que trabaja como separador. La interconexión de varias de estas redes se

realiza mediante circuladores de 3 puertas. En el sistema de 4 GHz se utilizan circuladores coaxiales, debido al diseño compacto. La pérdida de inserción entre puertas adyacentes es $\leq 0,2$ dB con un nivel de desacoplamiento ≥ 30 dB. En el sistema de 6 GHz, la sección transversal de guías de onda más pequeña permite la aplicación de circuladores de guías de onda con una pérdida de inserción de 0,06 dB entre puertas adyacentes y un nivel de desacoplamiento de 30 dB. Los valores citados son válidos para temperaturas ambientales comprendidas entre 0 y 50 °C.

Mantenimiento y supervisión

Cada subsistema incorpora facilidades de alarma y de medida que permiten una rápida localización de un fallo, bien localmente, o de forma centralizada en una estación de mantenimiento del radioenlace.

En cada subsistema existe una indicación de alarma común que utiliza diodos de emisión luminosa (LED). Esta alarma puede combinarse electrónicamente para dar una alarma local audible y/o visual en la estación. Utilizando el sistema de canal de servicio, pueden transmitirse, a través del sistema de supervisión (SDS-20) [7], indicaciones procedentes de cualquier estación (atendida o no).

Cada columna transmisora-receptora posee un aparato de medida incorporado que permite una lectura individual de valores de corriente o tensión particulares del equipo para facilidad de ajuste, mantenimiento, localización de fallos y reparación. Así, por ejemplo, pueden medirse en el transmisor el voltaje de entrada de frecuencia intermedia, la potencia transmitida, el estado del oscilador local, la corriente del mezclador y el voltaje del suministro regulado; y en el receptor, la corriente del mezclador, la tensión de control de ganancia automática, el estado del oscilador local, el nivel de salida de frecuencia intermedia y el voltaje de suministro de energía.

Resultados de pruebas del sistema

Se ha llevado a cabo con éxito pruebas extensivas en seis equipos de las bandas de frecuencia de 4 y 6 GHz en condiciones climáticas diferentes. La comprobación de las características de transmisión de sistemas de enlace por microondas requiere medidas, tanto en la transmisión telefónica, como en la de televisión. Algunas de las pruebas más importantes son: medida del ruido de intermodulación, medida de la distorsión de retardo de grupo, ganancia diferencial y fase diferencial, respuesta de amplitud/frecuencia de la banda base y calidad de las señales de prueba de televisión.

En caso de telefonía multicanal la relación señal a ruido de un canal telefónico es de importancia fundamental. La señal multiplex por división de frecuencia (FDM) se simula mediante ruido blanco Gaussiano y las contribuciones de ruido se miden en canales de medida definidos y asignados internacionalmente, de acuerdo con los procedimientos de medida de ruido de intermodulación. El ruido total está compuesto de rui-

do térmico y de intermodulación. La contribución principal al ruido térmico procede de las pérdidas en el camino de propagación y puede deducirse del factor de mérito del sistema. El ruido térmico fijo viene dado por los modems (igual o menor que 25 picovatios), osciladores (igual o menor que 1,5 picovatios por oscilador), amplificador de potencia de radiofrecuencia (igual o menor que 7 picovatios) y circuitos de FI (igual o menor que 5 picovatios).

Mientras que para las diversas contribuciones de ruido térmico se aplica la adición en potencia, esto no se aplica necesariamente en el caso del ruido de intermodulación. Por tanto, la medida del ruido de intermodulación y su adición se hace sobre varios tramos del radioenlace. En la tabla 1 y figura 6, se muestran resultados de prueba con un nivel equivalente de +17,5 dBm, al nivel de referencia cero (dBm0) y una pérdida nominal del sistema de 63,2 dB o para nivel nominal de entrada al receptor para una conexión en serie de hasta 6 vanos. La contribución de ruido resulta casi una adición en potencia. Puesto que el ruido de intermodulación a las frecuencias de modulación superiores viene determinado fundamentalmente por la distorsión de retardo de grupo, es necesario igualar esta distorsión a valores inferiores a 1 nanosegundo en una banda de ± 12 MHz por vano. Otra fuente de ruido de intermodulación puede ser los amplificadores de frecuencia intermedia de ganancia controlada. En los sistemas que aquí se discuten se observó que el ruido de intermodulación casi no era influido por variaciones del nivel de entrada comprendidas entre +7 y -53 dB con relación al valor nominal. La respuesta amplitud/frecuencia de la banda base comprendida entre 50 kHz y 9 MHz resultó inferior a 0,2 dB por vano, con referencia a 1 MHz. El ruido de interferencia debido a las unidades de suministro de voltaje permanece por debajo del límite de detección a lo largo de la banda base.

Es necesario tener en cuenta un cierto margen de carga del sistema para el límite de 3 picovatios por kilómetro para el circuito de referencia telefónico de 2500 kilómetros (1553 millas). Por tanto, los sistemas se han probado con carga de 3 a 6 dB por encima de la carga nominal de ruido equivalente. La figura 7 representa la relación señal a ruido como función de la carga de ruido para 1800 canales FDM para un modem

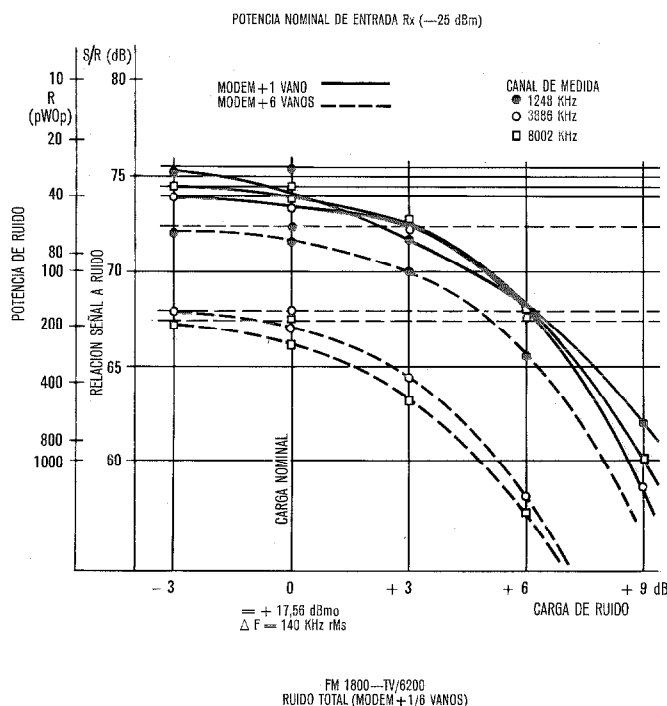


Fig. 6 Características de sobrecarga del sistema FM 1800/6200 con modem y uno o seis vanos.

y 1 ó 6 vanos. Se realizaron medidas en diferentes canales de prueba. Los resultados muestran que existe un margen de carga de 3 dB para el funcionamiento de 1800 canales FDM.

Para la evaluación de las características de transmisión de un enlace de televisión se utilizaron señales de prueba normalizadas, además de las medidas usuales con frecuencias monocromáticas variables. Estas señales de prueba se describen en la Recomendación 421-2 del CCIR. Como ejemplo, la señal de prueba número 3 del CCIR (una forma de onda en diente de sierra en blanco y negro con una frecuencia portadora de crominancia superpuesta a ella) permite una evaluación muy buena del comportamiento para televisión monocromática o en color de un enlace de transmisión, midiendo la ganancia diferencial y la fase diferencial del enlace. Los resultados se refieren a un modem y 6 vanos y se realizaron con una desviación de frecuencia de 3 dB por encima de los 8 MHz pico a pico nomi-

Tabla 1 — Sistema FM 1800—TV/6200. Medidas en el modem FM e interconexión de 1, 3 y 6 vanos

Número de vanos	1240 kHz			5450 kHz			8002 kHz		
	Ruido térmico	Ruido total	Ruido de intermodulación	Ruido térmico	Ruido total	Ruido de intermodulación	Ruido térmico	Ruido total	Ruido de intermodulación
	picovatios	picovatios	picovatios	picovatios	picovatios	picovatios	picovatios	picovatios	picovatios
Modem	20	32	12	11	15	4	10	12	2
1 vano + modem	28	40	12	38	44	6	36	42	6
3 vanos + modem	35	50	15	94	110	16	90	100	10
6 vanos + modem	50	75	25	170	220	50	175	230	55

Carga equivalente +17,5 dB con relación a 1 milivatio al nivel de referencia cero; pérdida nominal del sistema 63,2 dB.

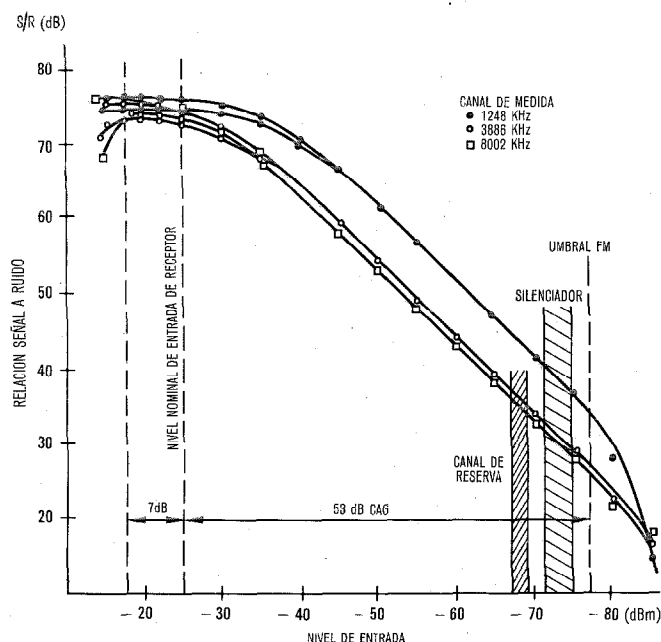


Fig. 7 Características del sistema FM 1800/6200 para una sección con modem y un vano.

nales de prueba. En todo el margen de desviación el cambio de la fase diferencial resultó $\leq 0,5$ grados.

A partir de estos resultados de prueba, así como de otras medidas realizadas durante un extenso programa de pruebas, resulta evidente que el equipo cumple todos los requisitos para la transmisión de señales de telefonía FDM de banda ancha así como para la de señales de televisión en color mas canales de sonido.

Planificación del sistema

Destinado a los diseñadores de equipos y para fines de calificación de las características de un equipo, el CCIR ha definido un circuito hipotético de referencia en su Recomendación 392. Este circuito hipotético de referencia cubre una distancia de 2500 kilómetros y está dividido, en caso de transmisión telefónica FDM, en nueve secciones de modulación de 280 kilómetros nominales cada una. Cada sección de modulación está dividida en seis tramos con modulación y demodulación a frecuencias de banda base en cada extremo. El ruido total permitido para este circuito hipotético de referencia es de 7500 pWOp (Recomendación 393-1 del CCIR) lo que da el conocido requisito de 3 picovatios por kilómetro.

Para que sirva de ayuda a los potenciales usuarios de los equipos descritos, se da una información útil en dos tablas. La tabla 2 resume las características del sistema RRH (1800 canales FDM). Se da también un cálculo detallado en las características para un vano de longitud nominal 46,5 kilómetros (un sexto de 280 kilómetros). El factor de mérito del sistema puede definirse como la relación señal/ruido en un canal de voz sofoméricamente ponderado a la salida del transmisor

para una frecuencia de banda base dada. Es una característica del sistema determinada por la potencia de salida del transmisor, el factor de ruido del receptor y una constante que depende del número de canales telefónicos FDM, teniendo en cuenta la desviación FM nominal del CCIR, el preénfasis nominal del CCIR, y en función de la frecuencia de banda base. La relación señal/ruido dependiente de la atenuación se calcula por sustracción de la pérdida del sistema (en decibelios) del valor del factor de mérito del sistema (expresado en decibelios) entre el transmisor y la entrada del receptor: comprende filtros de derivación, alimentador, pérdidas en el espacio libre y ganancia de las dos antenas.

La tabla 3 se da como una guía útil para el ingeniero de planificación de transmisión por microondas, como una sugerencia de distribución del ruido total permitido de 840 pWOp por sección de modulación (7500 pWOp dividido por nueve) en caso de transmisión de 1800 canales telefónicos FDM. Los valores típicos del ruido dependiente de la atenuación (con o sin desvanecimiento simultáneo) del ruido térmico y de intermodulación del equipo son solamente la mitad de los valores asignados, lo que indica el margen del equipo.

Tabla 2 - Sistema RRH-1800 canales. Características del sistema (valores típicos entre paréntesis).

	RRH4	RRH6	Unidad
Banda de frecuencias	3600—4200	5925—6425	MHz
Potencia de salida del transmisor (Tx)	5 (7)	5 (7)	W
Factor de ruido del receptor (Rx)	+37 (+38,5)	+37 (+38,5)	dBm
Factor de mérito del sistema (8002 kHz)	7 (6,7)	7 (6,7)	dB
Ganancia de antena (10 pies) × 2	140,3 (142,1)	140,3 (142,1)	dB
Alimentador de antena (2 × 40 m)	78,8	86,4	dB
Pérdidas en filtros derivación (totalmente equipado)	2,1	4,1	dB
Pérdidas en espacio libre (46,5 km)	4,3	4,0	dB
Pérdidas del sistema	137,7	141,5	dB
Nivel nominal de entrada Rx	65,3	63,2	dB
Anchura de banda FI de Rx (3 dB)	-28,3 (-26,8)	-26,2 (-24,7)	dBm
Silenciamiento Rx	50	50	MHz
Relación señal/ruido dependiente de la atenuación (1 vano)	-73 ± 2	-73 ± 2	dBm
Potencia de ruido dependiente de la atenuación (1 vano)	75 (76,8)	77,1 (78,9)	dB
Potencia de ruido dependiente de la atenuación (1 vano) con 4 dB de desvanecimiento para RRH4	32 (21)	20 (13)	pWOp
5 dB desvanecimiento para RRH6	80 (52)	62 (41)	pWOp

Tabla 3 - Valores de planificación. Distribución aconsejable del ruido total para una sección de 280 km.

1800 canales en la banda de 6 GHz (5925—6425 MHz)		
Ruido total en una sección de modulación 280 km con 6 vanos: 840 pWOp	65 pWOp (8 %)	Ruido de interferencia 30 pWOp Interferencia de canal común (misma ruta) 5 pWOp Interferencia de canal común (rutas convergentes) 30 pWOp Interferencia terciaria
	175 pWOp (21 %)	Ruido de intermodulación (dependiente de la carga) 25 pWOp Modem 90 pWOp Equipos de radio 30 pWOp Eq. auxiliares (canal de servicio y tráfico local) 10 pWOp Conmutación de banda base 20 pWOp Reflexiones en guíasondas y antena
	120 pWOp (14 %)	Ruido término del equipo (independiente de la carga) 20 pWOp Modem 90 pWOp Equipos de radio 10 pWOp Equipo auxiliar
	372 pWOp (44 %)	Ruido dependiente de la atenuación 372 pWOp Receptores (desvanecimiento simultáneo de 5 dB)
	108 pWOp (13 %)	No asignado

Referencias

- [1] B. C. Dodson Jr, W. H. Weisenberger: Reliability testing of microwave transistors for army radar applications. IEEE Transactions, 1974, Vol. MTT, n° 12, págs. 1239—1246.
- [2] A. Magnoni, G. Marzocchi, G. Colombari: A research on a wideband, solid-state, 4 GHz High Power Transmitter. Alta Frequenza, 1972, Vol. 41, n° 2, págs. 115—117.

- [3] R. S. Powell y otros: Solid State Amplifiers vs TWTA's. Microwave Journal, febrero 1975, Vol. 18, n° 2, págs 14, 16, 18, 20.
- [4] P. G. Debois, A. Liekens, G. Quaghebeur: Sistema de microondas de banda ancha RR 6—7 en estado sólido para el margen de 6—7 GHz; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 48, n°s 1 y 2, 1973, págs. 159—166.
- [5] P. G. Debois, G. Quaghebeur: 8 Watts 6 GHz 1800 channel All Solid State Radio Relay Transmitter. 1973 European Microwave Conference. Bruselas 4—7 sept. 1973, Vol. 2, comunicación B 12.2/4.
- [6] S. W. Evans, C. W. Knapton: Práctica de equipos de transmisión V-SEP para sistemas de radioenlaces por microondas; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 47, n° 1, 1972, págs. 42—48.
- [7] P. G. Debois, R. Steyaert y J. Burtin: Sistema de transmisión de datos SDS-20 para supervisión; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 48, n°s 1 y 2, págs. 191—196.

Pierre G. Debois nació en Mechelen, Bélgica, el 5 de abril de 1936. En 1959 se graduó en Ingeniería Eléctrica por la Universidad de Lovaina y en 1961 en Ingeniería de Radio y Electrónica por la Escuela Superior de Electricidad de París.

En 1961 se incorporó a la división de transmisión por radio de la Bell Telephone Manufacturing Company en calidad de ingeniero de desarrollo. En 1963 le fue asignado el mando de un grupo de desarrollo, siendo desde 1966 ingeniero jefe del laboratorio de transmisión por radio.

Es miembro del IEEE y SEE.

Albert Liekens nació en Kieldrecht, Bélgica, en 1921. Se graduó en 1941 por el De Nayer Institute de Malines, en ingeniería mecánica y eléctrica en 1961, por la Universidad de Lovaina, en matemáticas.

Se incorporó a la Bell Telephone Manufacturing Company en 1941 como ingeniero de desarrollo en la división de transmisión y radio; de 1959 a 1967 trabajó como ingeniero jefe de la división de transmisión. Actualmente es el adjunto al Director de la Línea de Productos de la división de transmisión.

A. Liekens es miembro de Koninklijke Vlaamse ingenieurs vereniging y del IEEE.

Utilización del sistema MIC de 30 canales para transmisión de datos

El diseño del sistema MIC (modulación por impulsos codificados) que se presentó en 1973 ha sido modernizado varias veces desde aquella fecha para adaptarlos a nuevas necesidades de los usuarios. Una de ellas consiste en la incorporación de la transmisión de datos en los equipos terminales normales, usando para ello uno o más canales de los normalmente dedicados a conversación.

J. V. MARTENS
Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes, Bélgica.

Introducción

La transmisión de información digital del tipo de señalización, telegrafía y datos, sobre redes analógicas dió lugar a técnicas totalmente diferentes. Ello fué debido en parte a las limitaciones propias de tales redes para la transmisión de datos y en parte al hecho de que los equipos correspondientes se diseñaron en épocas distintas, usando por tanto unas tecnologías básicamente diferentes.

La cuestión de la dotación de medios para transmitir señalización, telegrafía y datos en una red MIC puede plantearse como el problema de dar un acceso digital a los equipos terminales. Tal acceso debería a su vez ser de tipo universal, es decir, independiente del tipo de información que se vaya a transmitir. Un circuito especialmente diseñado se encargaría entonces de proporcionar la adaptación necesaria entre la fuente de información y la unidad de acceso universal mencionada.

Este adaptador podría considerarse como equivalente a los modems telegráficos y de datos usados en sistemas multiplex por división en frecuencia (FDM).

Parámetros básicos del acceso digital

Velocidad

Generalmente se admite que habrá que usar uno o más canales de conversación cuando se desea transmitir datos por una línea MIC. A cada canal de conversación usado para datos le correspondería una velocidad de 64 kbit/s, la cual es mucho mayor que las velocidades corrientemente usadas en transmisión de datos. Para utilizar eficazmente el canal asignado será pues necesaria una multiplexación de las informaciones procedentes de distintas fuentes, la cual se lleva a cabo en los ya mencionados adaptadores.

Ubicación del adaptador de datos

El adaptador puede hallarse a cierta distancia del equipo terminal MIC, de manera parecida a como ocurre en FDM, en donde el equipo VFT rara vez se encuentra situado en la misma sala que el equipo de portadoras asociado.

Por esta razón, la información no se puede intercambiar tal como aparecería en el formato final MIC, es decir, como bloques de 8 bits a 2,048 Mbit/s, ya que con una velocidad de propagación típica de 200 m por microsegundo, el tiempo de propagación en ambos sentidos para una distancia de 50 m ya sería comparable

Tabla de abreviaturas

FDM	=	Multiplex por división de frecuencia
FV	=	Frecuencia vocal
LED	=	Diodo emisor de luz
MIC	=	Modulación por impulsos codificados (PCM)
VFT	=	Transmisor de frecuencia vocal

a la duración de un bit. La solución lógica es dispersar uniformemente la información sobre los 125 microsegundos disponibles por medio de registros tampón, los cuales forman parte de la unidad de acceso situada en el equipo terminal MIC.

La configuración de la conexión entre el adaptador y el terminal MIC se hará de acuerdo con la distancia entre ambos. Evidentemente, para distancias largas habrá que reducir el número de hilos por conexión lo más posible.

Conexión entre el adaptador de datos y el equipo MIC

Se han considerado dos tipos de aplicaciones: una para equipos situados en el mismo edificio y otra para distancias de varios kilómetros.

En el primer caso la conexión se hace en modo binario (Fig. 1). El tren de bits transmitido desde el adaptador de datos al terminal MIC ha de estar sincronizado con el reloj de transmisión del terminal MIC. Analógicamente, en la dirección de recepción debe haber un sincronismo con el reloj de recepción del terminal MIC. Por esta razón se transmiten señales de reloj entre los dos equipos, en los dos sentidos, mediante dos pares adicionales.

En la parte de transmisión, las señales de datos y de reloj circulan en sentido opuesto, por lo cual existe un cierto retraso, en el terminal MIC, entre el momento real en que se reciben los datos procedentes del adap-

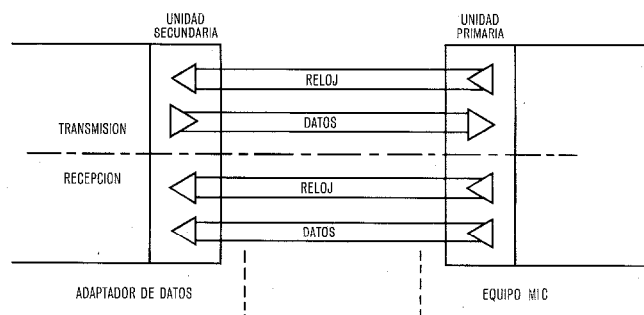


Fig. 1 Conexión con cuatro pares.

tador y el momento teórico que correspondería a una distancia despreciable entre ambos equipos. Para una distancia de 1000 m el retraso es de aproximadamente 10 microsegundos, que todavía está por debajo de la duración de un bit en una transmisión a 64 kbit/s ($15.6 \mu s$). En la parte de recepción, las señales de datos y de reloj viajan en el mismo sentido, por lo que, si los pares siguen una ruta idéntica, ambas señales conservan su relación de fase teórica cuando se aplican al adaptador.

El modo de transmisión elegido para todos los pares es binario con acoplamiento en corriente continua. Esta solución resulta ser la más económica ya que evita conversiones a código HDB3. Si los pares están terminados correctamente mediante amplificadores y receptores de línea equilibrados, la tasa de errores se mantiene baja, incluso en el entorno ruidoso correspondiente a una central.

Para conexiones más largas la conexión se hace en modo pseudo-ternario (Fig. 2). El acoplamiento en corriente continua que se ha descrito anteriormente daría lugar a tasas de errores inaceptables en caso de producirse diferencias de tensión apreciables. Por ello se elige un acoplamiento por transformador en ambos extremos para la conexión entre equipos situados en edificios no adyacentes. Esta elección elimina automáticamente el uso de un modo binario de transmisión, y habrá que elegir alguno de los modos pseudo-ternarios que se usan normalmente. En el sentido de recepción se elige el código HDB3, el cual permite una extracción fácil de la señal de reloj a partir de la señal de datos, con lo cual se puede ahorrar un par.

En el sentido de transmisión no se puede actuar de la misma forma, ya que las señales de datos y de reloj viajan en sentidos opuestos. Como no es necesaria la extracción de la señal de reloj en el sentido de transmisión, se elige un código AMI para la transmisión de datos entre el adaptador y el terminal MIC.

La señal de reloj de transmisión se puede transmitir a través del fantasma establecido por los dos pares usados para transmisión de datos, con lo cual se ahorra un par más.

Señales de reloj generadas por el equipo MIC

Existen básicamente dos métodos para transmitir datos a través de los canales de un sistema MIC. Un primer método consiste en insertar los bits de datos en el canal asignado sin dar ningún significado a su posición relativa dentro del intervalo de tiempo (canal) asignado. En tal caso, el sistema MIC actúa sencillamente como un medio pasivo y transparente para las señales de datos.

Pero si la señal de datos consta de grupos de 8 bits (o múltiplos) resultaría atractivo mantener la denomi-

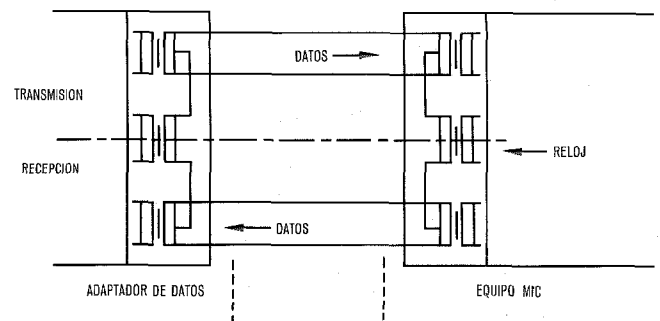


Fig. 2 Conexión con dos pares.

nada integridad de octeto, es decir, transmitir cada grupo de 8 bits dentro del mismo intervalo de tiempo (canal), ya sea de una trama MIC par o impar.

La transmisión de la información de señalización en el intervalo (canal) 16 constituye un ejemplo típico de este último principio. Es evidente que en este caso, el adaptador de datos ha de conocer el instante en que comienza el intervalo de tiempo correspondiente. En consecuencia, se transmite una señal de reloj compuesta (Fig. 3), de la cual se pueden extraer señales de reloj de 64 kHz, así como de 8 kHz e incluso de 4 kHz.

La figura 3 muestra que la señal de reloj compuesta consiste en una onda cuadrada de frecuencia fundamental 128 kHz con un desplazamiento de fase de 180° en los instantes t' y t'' , separados 125 microsegundos entre sí. Se trata de una señal binaria, sin componente continua y que permite una detección sencilla de los instantes t' y t'' . Las tramas MIC pares e impares se discriminan por medio de la polaridad de la señal en los instantes de referencia.

Funciones de la unidad de acceso

Tal y como se muestra de forma esquemática en las figuras 1 y 2, la unidad de acceso comprende los circuitos que han de añadirse a un terminal MIC normal a fin de proporcionar el acceso digital a alguno o algunos de los intervalos (canales). Algunas de sus funciones se pueden deducir de lo expuesto en párrafos anteriores. Por ejemplo,

- Terminación de las conexiones procedentes del adaptador de datos
 - Generación de las señales de reloj necesarias.
- Otras funciones son:
- Control del circuito combinador montado en el reloj de transmisión, de forma que durante los intervalos (canales) seleccionados para transmisión de datos se inhiba la salida del codificador y se dé acceso a los registros de datos.
 - Adaptación entre la conexión de datos a 64 kbit/s y los paquetes de 8 bits a 2,048 Mbit/s del combinador transmisor.

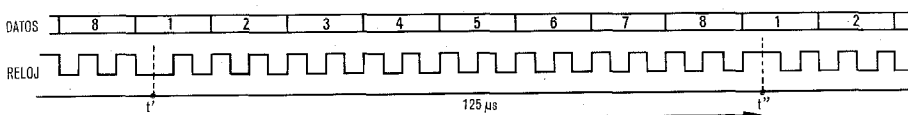


Fig. 3 Señal de reloj compuesta.

Aplicaciones típicas

Las aplicaciones más evidentes del acceso digital son la incorporación de canales telegráficos en uno de los intervalos MIC y la conexión de circuitos con señalización E y M remotos. También permite la inserción de señales de conversación codificadas, establecimiento de enlaces de datos punto a punto y el uso de enlaces MIC existentes como vehículo de transmisión en una red de datos conmutada.

Incorporación de canales telegráficos

La planta externa de la red de enlaces es, en la mayoría de los países, la parte de la red telefónica que menos se ha visto afectada por el progreso técnico de las últimas décadas. Hay muchos cables de enlace en los que todavía subsisten circuitos físicos o fantasmas para la transmisión de señales telegráficas en corriente continua. Las razones por las que estos circuitos no se han convertido a algún tipo de telegrafía en frecuencia vocal son generalmente que su número es relativamente pequeño y que la distancia cubierta no es lo suficientemente larga como para causar un deterioro notable en la señal. Con el advenimiento de los sistemas MIC las condiciones de operación se han transformado bastante:

- algunas Administraciones consideran a los sistemas MIC incompatibles con la telegrafía en corriente continua, ya que han encontrado interferencias perjudiciales procedentes de las señales telegráficas, de alto nivel
- cuando se usan circuitos fantasma para la transmisión telegráfica en corriente continua, queda insertible un cuadro completo para la transmisión MIC
- el coste del equipo necesario para la inserción de canales telegráficos en un intervalo (canal) MIC es tan bajo que es siempre menor que los ahorros debidos a la recuperación de pares usados para telegrafía en corriente continua.

Como el número de canales telegráficos que se han de incorporar es relativamente bajo, el uso eficaz de la velocidad de bits disponible no resulta ser un condicionante de importancia fundamental. Los requisitos más importantes son: bajo coste y funcionamiento fiable. Estos objetivos se alcanzan mediante un método de muestreo directo (Fig. 4). La distorsión isócrona (S) introducida por el muestreo depende de la duración del elemento de señal (T) y de la separación entre impulsos de muestreo (Θ).

$$S = \frac{T}{\Theta} \times 100 \%$$

Cuando se han de incorporar canales de distintas

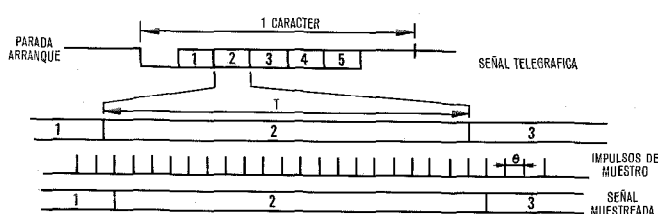


Fig. 4 Método de muestreo directo.

velocidades, el período de muestreo se elegirá adecuadamente, con el fin de obtener un límite de distorsión uniforme.

Consideremos primero el caso de canales de 50 Bd que se transmiten con una distorsión de muestreo de 2,5 %. El intervalo de muestreo será.

$$\Theta = \frac{2,5 \times 20}{100} = 0,5 \text{ ms.}$$

Este tiempo corresponde a una muestra cada cuatro tramas MIC. La frecuencia de muestreo de 2 kHz corresponde a 1/32 de la velocidad de bits disponible, es decir, se pueden transmitir teóricamente 32 canales telegráficos por un canal MIC. Sin embargo, con el fin de permitir al extremo receptor la asociación correcta de cada bit a cada canal teleográfico, se necesita algún tipo de sincronismo, y habrá que definir una trama de datos que contenga un cierto número de bits característicos.

La figura 5 muestra la estructura de trama elegida. Ante todo, hay que hacer notar que no hay relación ninguna entre los intervalos de la trama de datos y los de la trama MIC. Los bits de trama y los asociados a cada canal teleográfico (1 a 28) aparecen en el tren de 64 kbit/s según la secuencia que se obtiene leyendo de izquierda a derecha las líneas I.T.0 a I.T.3.

Esta secuencia puede parecer extraña a primera vista, pero se ha elegido con el fin de poder mezclar, de manera sencilla, canales de distintas velocidades (50, 100, 200 Bd) en un solo intervalo MIC.

Los canales de 100 Bd se obtendrían agrupando por parejas 1 y 2, ó 9 y 10, con lo cual dichos canales serían muestreados a intervalos regulares y con una frecuencia efectiva de muestreo doble que la usada para canales de 50 Bd (es decir, cada 0,25 milisegundos).

Análogamente, un canal de 200 Bd se obtendría con 5, 7, 6, 8 y se muestrearía cada 125 microsegundos. Si se considerara aceptable una distorsión isócrona del 5 %, se podría aplicar señales de 100 Bd a cada uno de los 28 canales.

Los bits de trama s , y , n , c se elegirán de tal forma que sea imposible un sincronismo erróneo. Un método sencillo para conseguirlo es insertar en tramas consecutivas bits de polaridad alternada (1, 1, 1, 1 seguido por 0, 0, 0, 0 en la trama siguiente). Evidentemente estas alternancias sistemáticas son imposibles en cualesquiera de las restantes posiciones de los bits.

En la práctica la unidad de acceso digital es enchu-

Intervalo \ Bit	Bit							
	0	1	2	3	4	5	6	7
0	s	1	5	9	13	17	21	25
1	y	3	7	11	15	19	23	27
2	n	2	6	10	14	18	22	26
3	c	4	8	12	16	20	24	28

Fig. 5 Constitución de la trama usada para transmisión telegráfica.

fable en el bastidor del equipo terminal MIC. Dicha unidad puede dar acceso a hasta 3 intervalos (I.T.6, I.T.22 e I.T.14).

El equipo necesario en el extremo remoto de la conexión a 64 kbit/s consta de:

- una tarjeta de canal por cada canal telegráfico
- una unidad de contador y multiplexación que contiene los contadores de bits y de intervalos para las dos direcciones (transmisión y recepción) y el multiplexador de transmisión
- una unidad de demultiplexación
- una tarjeta de interconexión secundaria.

Las tarjetas de canal proporcionan la interconexión normal a ± 20 V con la central télex, junto con todas las posibilidades normalmente suministradas por los modems telegráficos FV:

- opción ausencia de marca o ausencia de espacio
- acceso para pruebas
- indicación de la condición de la salida mediante un diodo emisor de luz (LED).

Multiplexación de canales de datos

Al contrario de lo que ocurre con la transmisión de datos mediante modems FV, la transmisión económica de canales de datos a través de intervalos de sistemas MIC exige un procedimiento de multiplexación similar al explicado para telegrafía.

Sin embargo, dado que las velocidades son aquí mucho mayores, se ha de usar de un modo más eficaz la capacidad de 64 kbit/s disponible.

TRAMAS	INTERVALOS	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	COLUMNAS
		0			1			2			3			GRUPOS
		0	1	2	0	1	2	0	1	2	0	1	2	BITS
0	0	1	17	1	9	25	0	5	21	17	13	29	0	EJEMPLO 1x9600 2x4800 Bd
	1	3	19	9	11	27	x	7	23	25	15	31	0	
	2	2	18	5	10	26	x	6	22	21	14	30	0	
	3	4	20	13	12	28	x	8	24	29	16	32	0	
1	0	1	17	1	9	25	0	5	21	17	13	29	0	
	1	3	19	9	11	27	x	7	23	25	15	31	0	
	2	2	18	5	10	26	x	6	22	21	14	30	0	
	3	4	20	13	12	28	x	8	24	29	16	32	0	
2	0	1	17	1	9	25	0	5	21	17	13	29	0	
	1	3	19	9	11	27	x	7	23	25	15	31	0	
	2	2	18	5	10	26	x	6	22	21	14	30	0	
	3	4	20	13	12	28	x	8	24	29	16	32	0	
3	0	1	17	1	9	25	0	5	21	17	13	29	0	
	1	3	19	9	11	27	x	7	23	25	15	31	0	
	2	2	18	5	10	26	x	6	22	21	14	30	0	
	3	4	20	13	12	28	x	8	24	29	16	32	0	

Fig. 6 Constitución de la trama usada para transmisión de datos.

Esto se consigue reduciendo el número de muestras por bit de datos. Naturalmente aumenta considerablemente la distorsión, pero ésta se puede corregir mediante regeneración, de una forma sencilla y económica. El bajo coste adicional de la regeneración es una consecuencia de transmitir una señal de reloj al equipo de datos, de acuerdo con las recomendaciones del CCITT. Una vez que se extrae la señal de reloj de la señal de datos, con solo unas cuantas puertas más se puede regenerar fácilmente la señal.

Se han estudiado otros modos de transmisión, como por ejemplo, codificación de transiciones, pero su realización práctica es mucho más complicada.

La figura 6 representa la estructura de la trama de datos para transmitir, en un intervalo, 32 canales de 600 Bd junto con sus correspondientes canales de retorno, a baja velocidad (75 Bd). Lo mismo que en el caso de la telegrafía, se pueden también combinar dos canales de datos adyacentes para formar un canal de velocidad doble. La operación se puede reiterar hasta llegar a 2 canales de 9600 Bd.

Debido a los canales de retorno de 75 Bd hay que prever una estructura multitrama, y la correspondiente información de sincronismo de trama y de multitrama. Esta información, junto con los bits de los canales de retorno se distribuye por toda la trama de forma que los canales principales adyacentes, o los grupos de canales, se muestreen en instantes equidistantes.

Para ello se dividen en 4 grupos las doce columnas de la trama de datos: cada uno consta de una columna "0" que contiene información de sincronismo o de canal de retorno y dos columnas 1 y 2 que contiene información de los canales principales.

A modo de ejemplo en la figura 6 se ilustra la estructura del muestreo para un canal de 9600 Bd y dos de 4800 Bd.

Los instantes de muestreo para el canal de 9600 Bd de la combinación de canales de la figura 6 se encuentran a intervalos correspondientes a 3 bits de la señal de 64 bit/s, es decir, a intervalos de 46.8 microsegundos. La longitud de bit para una señal de 9600 Bd es de 104 μ s, lo que significa que, por término medio, cada bit se muestrea 2,2 veces. La distorsión pico a pico

de la señal muestreada es así $\frac{100}{2,2} = 45 \%$.

Para los canales de retorno, la frecuencia de muestreo es la mínima para los canales asociados a los canales principales de 600 Bd. El intervalo de muestreo corresponde a 192 bits de la señal de 64 kbit/s, es decir, 3 ms. La distorsión isócrona en estos canales es del 22.5 %. Esta distorsión puede hacerse inversamente proporcional a la velocidad del canal principal, aumentando el número de muestras por trama de datos de la misma manera que para los canales principales.

Aparte de las funciones de muestreo y multiplexación, similares a las de la transmisión telegráfica, la unidad adaptadora de datos ha de asegurar la interconexión con los equipos de datos. La interconexión está completamente definida en la recomendación V.24 del CCITT.

Acceso digital para la red de datos conmutada

Las Administraciones que hoy día están introduciendo la transmisión MIC en las áreas locales, habrán de interconectar en el futuro dichas redes a líneas interurbanas también MIC. Este tipo de redes es posible que aparezcan antes del establecimiento definitivo de redes de datos conmutadas, por lo que cabe pensar que gran parte del tráfico de datos se encaminará todavía a través de los canales MIC de 64 kbit/s. En general, las redes telefónicas MIC no estarán sincronizadas, en contraposición a las redes de datos conmutadas, pero esto no debe representar un obstáculo para su posible funcionamiento superpuesto. La interconexión entre ambas redes habrá de proporcionar algún tipo de relleno o justificación. Tal función se incorpora en la unidad adaptadora de datos en este caso concreto se denominaría unidad de acceso a los intervalos de tiempo.

Las redes de datos conmutadas se basarán en una jerarquía de multiplexadores que, mediante técnicas de división en el tiempo, combinen transmisiones de datos a distintas velocidades para formar señales de velocidad normalizada tal como 3 kbit/s, 12 kbit/s, 60 kbit/s y 2048 kbit/s. La señal de 60 kbit/s es la más adecuada para la transmisión a través de las redes MIC existentes.

La relación entre la velocidad nominal de la señal de datos y la capacidad del intervalo de tiempo MIC es $60/64 = 15/16$. Esto quiere decir que hay que insertar un bit en la señal digital de 64 kbit/s tras 15 bits procedentes de la señal de datos de 60 kbit/s. Tal bit se denomina bit de relleno. Como se dispone de una referencia de 4 kHz en el equipo de interconexión de 64 kbit/s, se puede definir una situación predeterminada dentro de los grupos de 16 bits transmitidos a través del equipo MIC. Si no se dispusiera de esta referencia, parte de la información de sincronismo habría que llevarla mediante los bits de relleno, con lo que la realización práctica sería mucho más complicada.

En aquellos casos en que el reloj de 64 kbit/s va más deprisa que 16/15 veces el reloj de 60 kbit/s, la sucesión regular de 15 bits de información y 1 de relleno se romperá de vez en cuando. Si así ocurre, se cambia excepcionalmente la composición de uno de los grupos de 16 bits para constar de 14 bits de información y 2 de relleno. El bit de relleno adicional se denomina bit de justificación positiva.

Si las frecuencias de reloj se desvían en sentido contrario, se cambiará la composición de uno de los grupos de 16 bits de forma que todos los bits lleven información. El bit de relleno primitivo que llevaría ahora información, se denomina bit de justificación negativa.

La realización práctica del proceso de compensación hace necesaria la existencia de una "trama de justificación" (Fig. 7) en donde se defina la identidad de los bits de relleno y justificación. A tal fin se necesita un código de alineación de trama. En realidad, y para obtener una mayor seguridad en la alineación de trama,

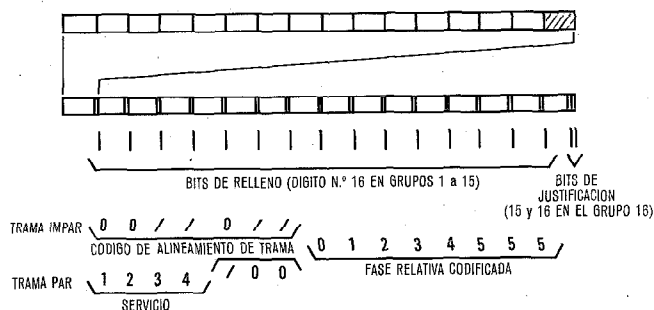


Fig. 7 Trama de justificación 60/64 kbit/s.

se define una doble trama, análogamente a como se hace en el sistema MIC básico.

Los primeros siete bits de relleno en la trama de justificación impar llevan el código de alineación de la trama principal: 0011011. Los bits de relleno 5, 6 y 7 de la trama de justificación par llevan el código de alineación de la trama auxiliar: 1, 0, 0. Los códigos de alineación están elegidos de forma que no puedan ser simulados por los restantes bits de relleno.

Los bits de relleno 1, 2, 3 y 4 de la trama de justificación par se usan para servicio y son accesibles externamente.

Como la decisión sobre justificación positiva o negativa se toma en el extremo transmisor, habrá que notificar al extremo receptor para que éste pueda interpretar correctamente la información que le llega. Algunos de los bits de relleno 8 a 15 se usarán precisamente para llevar información sobre la justificación, trama por trama. Esta información se codifica con redundancia para que el receptor pueda efectuar una interpretación correcta, incluso con un dígito erróneo.

Finalmente, los últimos dos bits del último grupo de la trama se denominan bits de justificación positiva y negativa, respectivamente.

Aparte de la información sobre la justificación, hay que transmitir al extremo receptor información detallada sobre la fase relativa de los dos relojes (dígitos restantes de los grupos 8 al 15). Esta información permite atenuar los saltos de fase de 2π que de otra manera acompañarían a cada justificación positiva o negativa. Estos saltos de fase causarían una imprecisión en la señal de reloj contenida en la señal de 60 kbit/s resultante y sería especialmente pernicioso en el caso de transmisión de información de video.

Referencia

- [1] J. V. Martens y E. Brading: Sistema MIC de 30 canales; Comunicaciones Eléctricas, volumen 48, N.º 1 y 2 (1973), págs. 75—85.

John V. Martens se graduó en la sección Politécnica de la Universidad de Bruselas en 1941. Ingresó en Bell Telephone Manufacturing Company en 1942 como ingeniero de diseño en la división de Transmisión Telefónica. Desde 1960 ha estado a cargo del desarrollo de sistemas de telegrafía en F.V., siendo en la actualidad Jefe del Laboratorio de Transmisión Digital.

Supresión de las interferencias en las fuentes de alimentación reguladas por conmutación

Los sistemas de transmisión se suelen equipar en la actualidad con fuentes de alimentación reguladas por conmutación, caracterizadas por su alto rendimiento eléctrico y el escaso espacio ocupado. Sin embargo, se han de tomar las medidas adecuadas para evitar los efectos nocivos de las interferencias.

F. E. MÜLLER

Standard Elektrik Lorenz AG, Pforzheim, Alemania Federal

Introducción

Las cada día más exigentes condiciones que actualmente se piden a un equipo de transmisión moderno en lo que atañe a la fiabilidad, calidad de transmisión, tamaño y coste obligan a su vez al establecimiento de unas normas, cada vez más rígidas, relativas a las características eléctricas de las fuentes de alimentación. Por otra parte, los trabajos encaminados a una coordinación de las especificaciones de alimentación han resultado poco fructíferos en numerosos aspectos. Los sistemas de distribución de energía en las Administraciones no tienen un voltaje igual en todas ellas. La introducción de semiconductores y de circuitos integrados plantea asimismo problemas en el diseño de fuentes de alimentación. Las unidades de equipo son cada vez más pequeñas, agudizándose el problema de la disipación del calor.

Rápidamente se puso de manifiesto que los métodos tradicionales mediante estabilizadores en serie no proporcionaban soluciones adecuadas a los problemas mencionados más arriba. Por todo ello, las fuentes de alimentación modernas suelen incluir reguladores por conmutación con un rendimiento eléctrico bastante alto. De esta manera se pueden resolver mejor los problemas térmicos debidos al tamaño reducido de los equipos [1]. hasta la banda de radiofrecuencia. Tales señales espurias afectan a la calidad de transmisión de las unidades enchufables y otros sistemas adyacentes, requiriéndose por tanto un cuidado especial en el diseño de las fuentes de alimentación.

Desgraciadamente, los reguladores por conmutación dan, como subproducto, una serie de voltajes y corrientes de interferencia, y cuyas frecuencias pueden llegar hasta la banda de radiofrecuencia. Tales señales espurias afectan a la calidad de transmisión de las unidades enchufables y otros sistemas adyacentes, requiriéndose por tanto un cuidado especial en el diseño de las fuentes de alimentación.

Principios de la regulación por conmutación

La etapa de potencia de un regulador elemental por conmutación aparece en la figura 1. Se incluye un transformador (Tr) para tener una separación galvánica entre los terminales de entrada y salida de la fuente de alimentación. El voltaje (cc) de entrada U_B se convierte en primer lugar, en un tren de impulsos mediante un transistor (T) de control. La frecuencia de repetición de los impulsos suele ser 20 kHz. El voltaje (cc) de salida U_o se obtiene a continuación a partir de la componente continua del tren de impulsos tras haber sido filtrada.

La regulación se obtiene, teóricamente sin pérdidas, mediante el control del ciclo de trabajo, distinguiéndose así de los métodos convencionales, en los que se intercala en serie o en paralelo con un elemento de resistencia variable que, por lo tanto, ha de disipar energía.

Existen muchos otros tipos de fuentes de alimentación con regulación por conmutación. Por ejemplo, la versión simétrica, en la que se usan dos transistores de conmutación funcionando en oposición de fase. La elección del tipo más adecuado se hará, logicamente, en función de las necesidades.

En comparación con los métodos convencionales, las ventajas de las fuentes de alimentación con regulación por conmutación son:

- Un rendimiento eléctrico bastante alto (75 % a 85 %).
- Tamaño reducido.
- Poco peso.

Pero sus principales desventajas son:

- Generación de mucho ruido.
- Impedancia de salida relativamente grande ($R \approx 1 \Omega$).

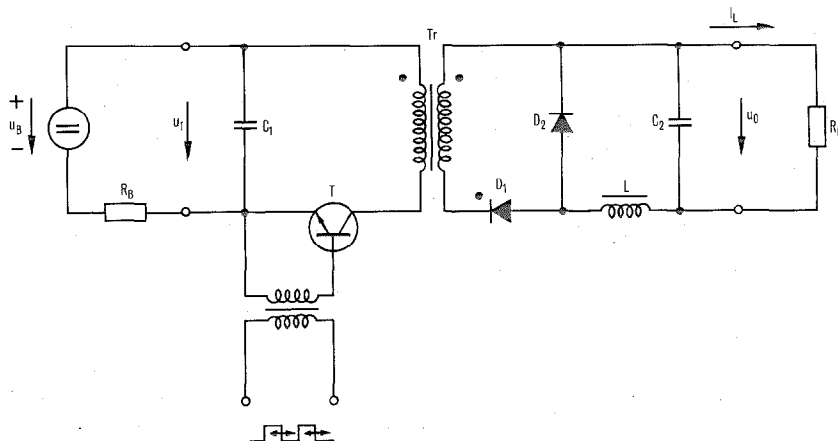


Fig. 1 Esquema simplificado de un regulador asimétrico por conmutador (con separación entre entrada y salida).

Supresión de interferencias

- Respuesta lenta a las variaciones de voltaje de entrada y corriente en la carga.
- Circuitos más complicados.
- Mayor coste, sobre todo para potencias inferiores a los 100 W.

A pesar de estas desventajas, las ventajas señaladas, especialmente el tamaño reducido, suelen inclinar la balanza del lado de las fuentes de alimentación reguladas por conmutación.

Interferencias. Sus causas y remedios

Las transiciones en el tren de impulsos deben ser tan rápidas como sea posible con el fin de que el rendimiento sea alto. Pero cuanto más rápidas sean estas transiciones, mayor será la amplitud de los armónicos de orden superior. La figura 2 muestra una comparación de un tren de impulsos rectangulares y otro de impulsos trapezoidales. En el caso de impulsos rectangulares la amplitud de los armónicos disminuye a razón de 20 dB por década. Es decir, que si se supone una frecuencia de repetición de 30 kHz, las amplitudes a 30 MHz son todavía considerables y pueden originar interferencia. Dado que las amplitudes de los armónicos disminuyen con mayor rapidez cuando la pendiente de los impulsos es finita, parece lógico pensar en un compromiso entre el rendimiento eléctrico y la generación de interferencias. Un criterio que ayuda al establecimiento de dicho compromiso viene dado por el hecho de que el rendimiento apenas aumenta cuando la pendiente de los impulsos es inferior a 1 μ s.

Una causa adicional de interferencias puede ser debida a los transitorios originados por inductancias y capacitancias espurias y las características reales de conmutación de los semiconductores, tal y como se describe más adelante. Resumiendo, las interferencias generadas en una fuente de alimentación regulada por conmutación se pueden clasificar en interferencias por conducción y por radiación.

Interferencias por conducción

Suponiendo que el transistor T y los diodos D_1 y D_2 son las principales fuentes de ruido, se puede estudiar el fenómeno mediante el circuito equivalente de la figura 3. En él aparece, además de las tres fuentes de

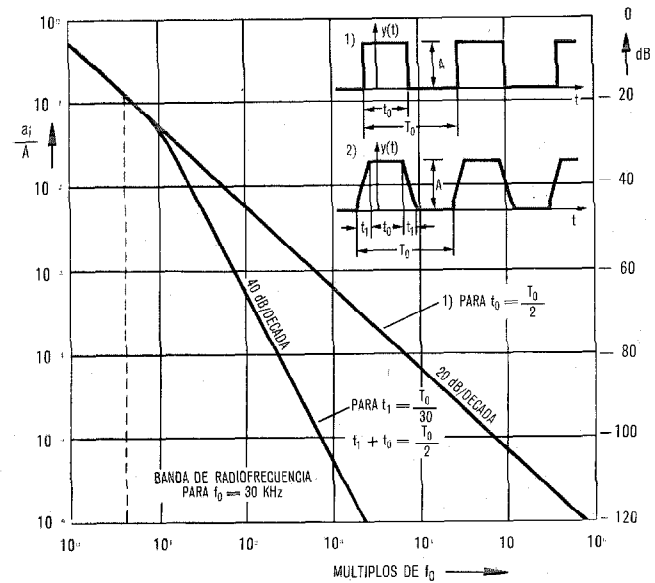


Fig. 2 Análisis del tren de impulsos. Envolvente de las amplitudes positivas (f_0 es la frecuencia de repetición de impulsos y a_i es la amplitud del armónico i -ésimo).

ruido con sus resistencias internas y acoplamientos indeseados C_{F1} , C_{F2} y C_{F3} con el chasis, la capacidad mutua C_w entre los devanados del transformador T_r . Por otra parte, M representa el acoplamiento magnético entre el circuito secundario y el chasis. El conductor de masa (chasis), representado por su impedancia r_3 , se suele usar en las fuentes de alimentación en las que hay separación entre la entrada y la salida, para interconectar el circuito secundario y la carga con la batería de la instalación.

Teniendo todo esto en cuenta, se puede hablar de dos tipos de corriente de ruido generadas por la fuente de alimentación. Una es la corriente simétrica i_s que va desde el terminal 2, a través de las impedancias r_2 , r_1 y la impedancia de la batería R_B al terminal 1. La otra es la componente asimétrica i_a que va a través del hilo de tierra r_3 . Suponiendo que el circuito de la figura 3 se comporta como una red lineal, se puede considerar por separado la influencia de cada ruido, tal y como se muestra en la figura 4, sobre todo para U_T [2].

No es necesario insistir en cómo se origina la co-

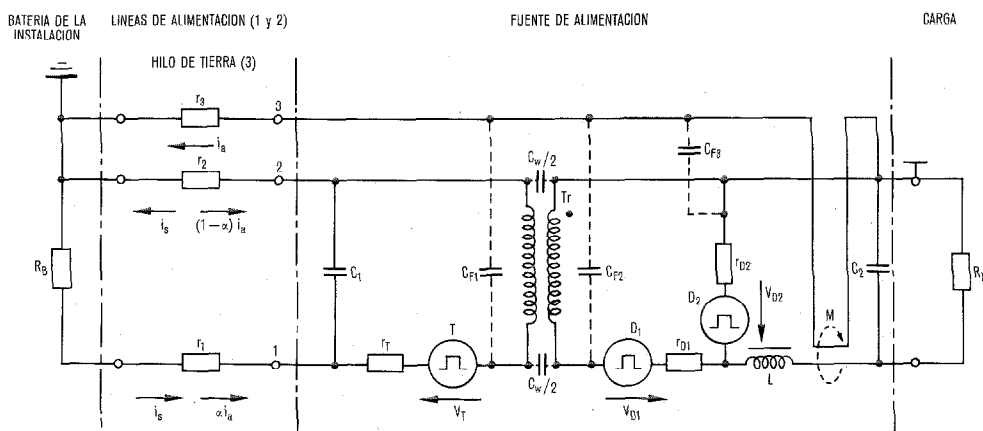


Fig. 3 Circuito equivalente para la generación de ruido en el sistema de alimentación de la Fig. 1.

rriente i_s . Sin embargo, su influencia sobre el sistema de distribución de energía ha de limitarse mediante filtros, tal y como se describirá más adelante. La corriente asimétrica i_a , también llamada corriente de modo común va a través de C_{FI} y el hilo de tierra al chasis, volviendo al terminal 1, según muestra el esquema simplificado. Para reducir el efecto del ruido originado en T , la capacidad C_{FI} debe ser tan pequeña como sea posible, es decir, el material aislante de la arandela entre el transistor de potencia T y el disipador, ha de seleccionarse de forma que tenga una resistencia térmica pequeña — para así garantizar una buena disipación — y una constante dieléctrica pequeña.

Otro método eficaz para reducir la corriente simétrica de ruido se basa en una bobina W de flujo común, como se muestra en la figura 5. La bobina lleva dos devanados con el mismo número de espiras, con sus terminales conectados con el mismo sentido de flujo magnético de forma que su impedancia para las corrientes simétricas es teóricamente nula. Por el contrario, los flujos magnéticos originados por las componentes αi_a y $(1-\alpha) \cdot i_a$ se suman y dan lugar a una alta impedancia en la trayectoria de la corriente i_a . Suponiendo que la bobina es un transformador ideal, sin inductancia de fuga ni resistencias de pérdidas, se puede ver fácilmente que la corriente a través de la resistencia r_3 (hilo de tierra) ha de ser nula.

Análogamente se pueden estudiar los efectos del ruido originado en los diodos D_1 y D_2 . Notese que ninguna corriente de ruido i_a originada en el secundario fluiría si el acoplamiento C_w entre los devanados se pudiera hacer cero. Análogas consideraciones se pueden hacer respecto al acoplamiento magnético M entre el lado de la carga en la fuente y el chasis. Por desgracia, la capacidad C_w no puede reducirse más allá de un cierto valor, ya que se producirían otros efectos perjudiciales como, por ejemplo, inductancia de fuga. Hay que llegar por tanto a un cierto compromiso. Ha de resaltarse además que el circuito equivalente de la figura 3, sirve para mostrar como se pueden tratar y resolver con mayor claridad los problemas de ruido, pero que no es válido para todos los problemas de interferencia que pueden surgir.

La figura 6, muestra la etapa de potencia. En ella se incluyen elementos de filtrado y otros dispositivos encaminados a reducir el ruido. Se conectan unos condensadores en paralelo con la entrada y la salida para

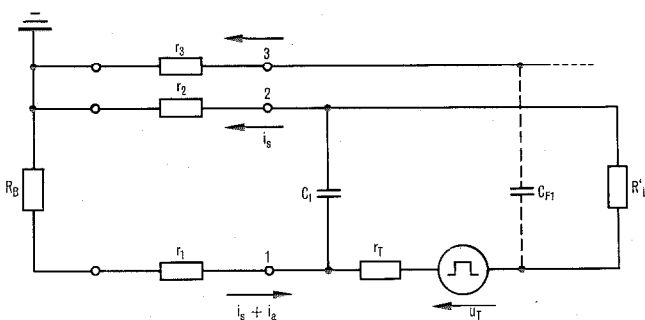


Fig. 4 Influencia del transistor de conmutación T considerado como fuente de ruido.

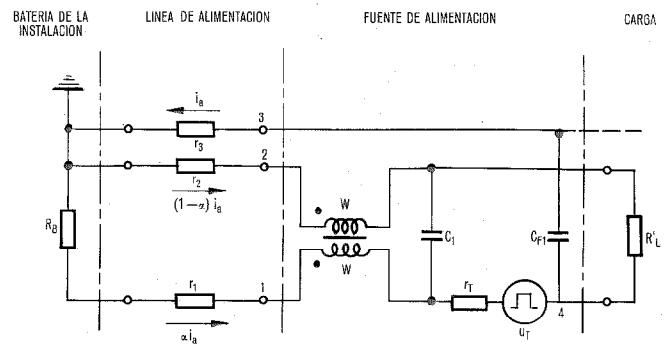


Fig. 5 Bobina doble de flujo común para la eliminación de las corrientes asimétricas de ruido.

eliminar las corrientes simétricas de ruido en la banda de interferencia de radiofrecuencia. La sección siguiente del filtro de entrada atenúa las corrientes de ruido asimétricas que circulan por el hilo de tierra. Incluye la bobina de flujo común y dos condensadores en paralelo, cuyo terminal común se conecta a tierra. Las restantes secciones del filtro a la entrada y a la salida tienen como misión atenuar las corrientes de ruido de baja frecuencia.

La etapa de potencia, con los condensadores C_1 de almacenamiento y C_2 de filtrado, aparece en el dibujo como montada en un armazón separado. De esta manera se puede reducir el acoplo capacitivo con el chasis principal y el hilo de tierra. Una pantalla metálica S puesta a tierra y situada entre los dos devanados del transformador deriva la capacidad de acoplo C_w al chasis, neutralizando así el efecto de acoplamiento. La eficacia de esta medida disminuye, sin embargo, al aumentar la longitud del hilo mediante el cual se conecta la pantalla al punto M del chasis.

El ruido producido por la fuente de alimentación, medido en sus terminales no debe exceder ciertos límites, y las Administraciones de cada país establecen las especificaciones correspondientes. La figura 7, muestra, como ejemplo los valores límites para los voltajes de las interferencias en la República Federal Alemana.

Por lo que se refiere a la corriente asimétrica no se conocen hoy día directrices válidas universalmente. Como ya se ha dicho, este tipo de interferencia aparece cuando la entrada y la salida están aisladas entre sí y además existe una línea de protección que conecta la tierra de la batería de la instalación con el terminal de tierra a la salida de la fuente de alimentación (Fig. 3). La corriente de modo común puede propagarse a través del cableado del bastidor, originando problemas en aquellas partes del equipo en que se manejan señales de bajo nivel. De acuerdo con la experiencia, dicha corriente no debe pasar de 1 mApp en el equipo de transmisión. Se aplican unas limitaciones, similares a las de la figura 7, a los terminales de salida de la fuente de alimentación. En cualquier caso, es de primordial importancia el asegurarse de que no resulta afectado el funcionamiento de los equipos próximos.

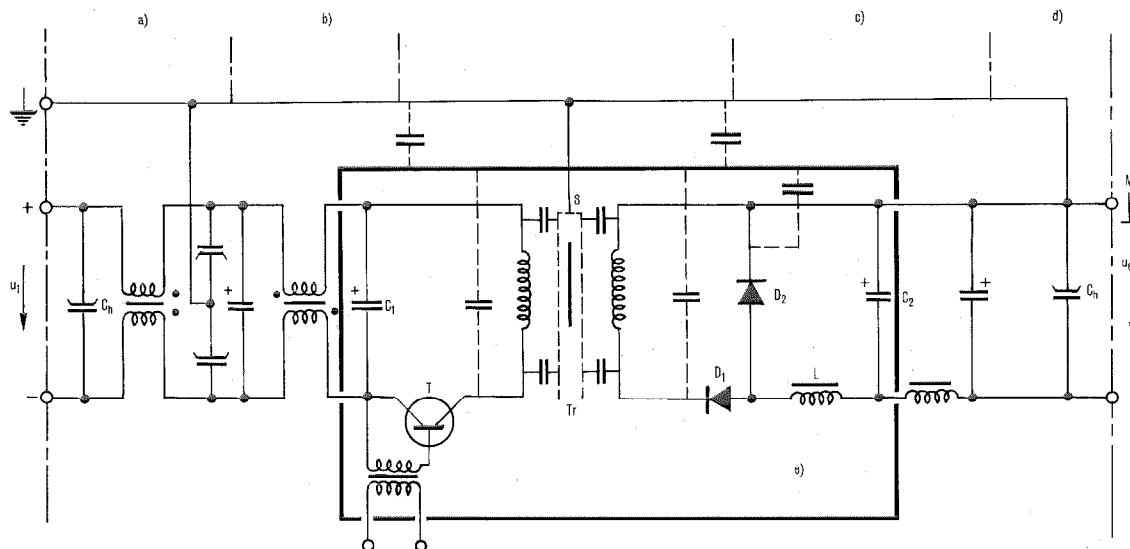


Fig. 6 Filtro y capacidades parásitas en la sección de potencia de una unidad de alimentación.

- a) Filtro para las corrientes de ruido simétricas y asimétricas en radiofrecuencia.
- b) Filtro para corrientes simétricas de ruido en BF.
- c) Filtro para corrientes de ruido de BF.
- d) Filtro para corrientes de ruido de RF.
- e) Armazón separado de la etapa de potencia.

Interferencias por radiación

A veces ocurre que las fuentes de alimentación empiezan a no comportarse correctamente únicamente tras haberlas instalado para alimentar unidades de transmisión en determinados bastidores. Cuando en estos casos se sabe que la interferencia por conducción es pequeña, habrá que achacar el problema a la radiación electromagnética. Los componentes y las conexiones por los que circulan corrientes de impulsos de gran magnitud crean flujos magnéticos parásitos que pueden afectar a los equipos próximos. El diseño eléctrico y mecánico ha de hacerse cuidadosamente para así poder reducir este tipo de interferencia. Para todo ello hace falta un cierto grado de habilidad, ya que un cableado

y apantallado excesivamente complejo conduciría a una elevación de los costes y de los errores, junto con una disminución de la disipación de calor. Vale pues la pena estudiar detenidamente el equipo adyacente para hacerlo suficientemente inmune a la radiación electromagnética.

Al intentar evitar la radiación electromagnética hay que recordar ante todo que el rendimiento eléctrico y la amplitud de los armónicos depende de la pendiente de los impulsos. Por otra parte, las bobinas de auto-inducción y los transformadores de impulsos han de trabajar bastante por debajo de los respectivos valores de densidad de flujo de saturación del material del núcleo. Los entrehierros en los núcleos de los transformadores han de ser lo más pequeños posible para evitar el almacenamiento de grandes cantidades de energía magnética en la fase de conducción, energía que habría que descargar a través de redes especiales de descarga dando lugar a bucles de corrientes indeseadas. Los entrehierros deberán situarse en el centro de la bobina. El conexionado y alambrado de los componentes ha de vigilarse también con atención, a fin de evitar bucles de corriente indeseados. La figura 8, muestra como se pueden diseñar los terminales de conexión de un condensador para evitar áreas grandes magnéticamente activas. Análogas medidas pueden tomarse en el caso de los transformadores de impulsos y bobinas de inducción. Los terminales de cada devanado, bien sea para montaje directo o sobre circuito impreso deben estar lo más cerca posible. Del mismo modo, todas las conexiones a los componentes se disponen en forma de pares trenzados o en tripletas de forma que se eviten los bucles de corriente. En el caso de circuitos impresos, los conductores correspondientes se diseñan para que sigan pistas paralelas a lo largo de todo su recorrido.

La protección mecánica (caja) de la fuente de ali-

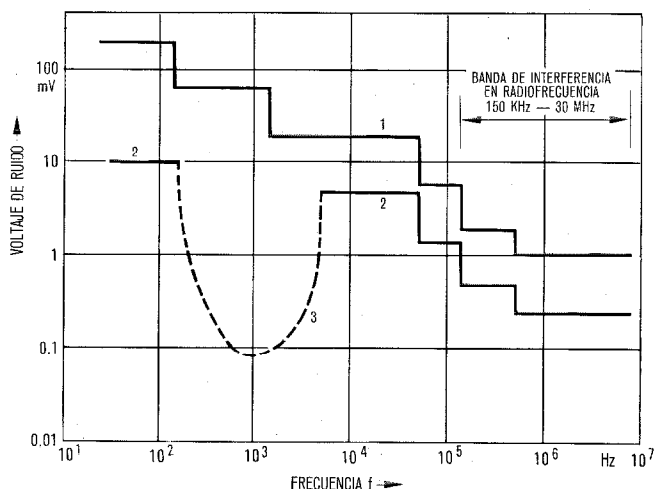


Fig. 7 Valores límites de los voltajes de ruido periódico.

1. Introducido por la línea de alimentación de la instalación a la fuente de alimentación.
2. Tensión devuelta por la fuente de alimentación a la red.
3. Límite complementario de acuerdo con la curva psfométrica de respuesta.

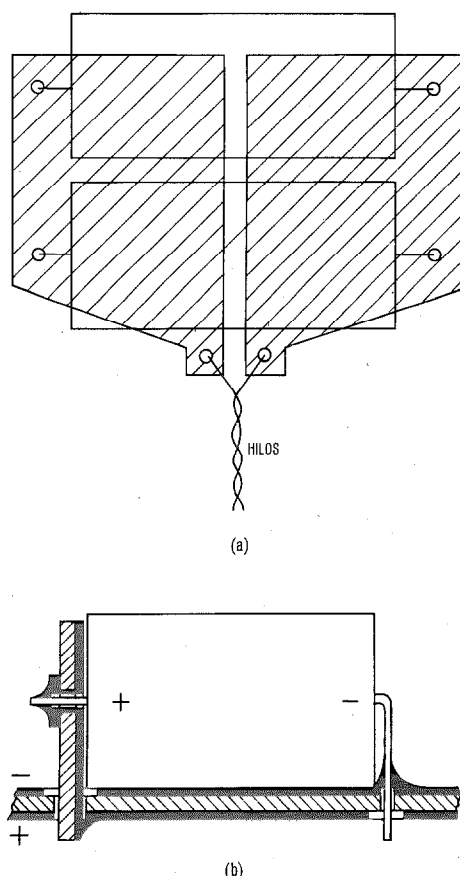


Fig. 8 Conexión de los condensadores recomendada para reducir la radiación electromagnética.

- a) Las placas recubiertas de cobre garantizan conductores pequeños y reducen las áreas activas magnéticamente.
b) Las placas recubiertas de cobre por ambas caras son aún más eficaces.

mentación también contribuye a la eliminación de la radiación electromagnética. Puede constar de varias chapas metálicas (hierro o aluminio) fuertemente atornilladas para que la resistencia eléctrica en todas las juntas sea mínima. También se han obtenido resultados satisfactorios con cajas de aluminio extruido ajustadas a la placa frontal del disipador.

Las normas MIL 461 y 462 [3, 4] definen las directrices para limitar la radiación electromagnética, y sus aparatos de medida, garantizando así la compatibilidad electromagnética, por ejemplo entre la fuente de alimentación y el equipo de transmisión.

Ruido originado por transitorios indeseados

El ruido en la banda de radiofrecuencia se hace más notable a causa de los transitorios originados al conmutar la corriente en el transformador no ideal. Los transitorios se superponen al tren de impulsos y pueden perturbar tanto por conducción como por radiación. Las causas de los transitorios son por una parte la inductancia de fuga y la capacidad de los devanados del transformador, y por otra parte, la rápida conmutación del transistor de potencia y la lenta recuperación del diodo de enclavamiento. En consecuencia, se reco-

mienda la utilización de diodos de rápida recuperación y el mantener un fuerte acoplamiento magnético entre los devanados del transformador. También es importante tener un buen método de excitación de la base del transistor de potencia, a fin de que se cumpla que $t_r > t_{rr}$, en donde t_r es el tiempo de subida de la corriente de colector, y t_{rr} es el tiempo de recuperación del diodo de enclavamiento. Otra medida que puede servir para reducir este tipo de interferencias es la inserción de un circuito RC en paralelo con un devanado del transformador, preferiblemente el secundario.

Ejemplo

Se da a continuación una somera descripción de una fuente de alimentación diseñada en SEL Pforzheim, para uso en radioenlaces, modems y unidades de adaptación para canales de audio (Fig. 9).

La fuente de alimentación lleva un regulador asimétrico por conmutación. Un estabilizador serie, a la salida de la unidad, proporciona una impedancia de salida baja y limita el flujo de corriente de acuerdo con una curva acodada (folding back) de estabilización tensión-corriente. La separación entre la entrada y la salida en el bucle de realimentación, se consigue mediante un acoplador óptico.

Principales características eléctricas:

Voltaje de entrada	- 20 V a - 75 V
Voltaje de salida	- 24 V $\pm$ 1 %
Potencia de salida	22 W
Rendimiento, incluyendo el estabilizador serie	77 %
Dimensiones, incluyendo el disipador	60 $\times$ 100 $\times$ 196 mm
Práctica de equipo	7 R

Los límites de interferencia no excedidos son:

— Corriente de modo común	100 μ App
— Voltaje de ruido a la salida	1 mVef
— Radiación magnética	200 μ Vef
(primer armónico, para los de orden superior es despreciable)	

La radiación magnética se ha de medir en la superficie de la caja. El equipo de medida consta de una bobina de recepción cuya sensibilidad es alrededor de

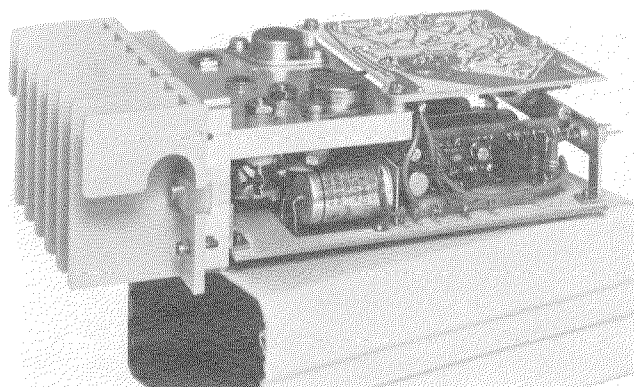


Fig. 9 Unidad de alimentación para el modem de 140 MHz y para el receptor del radioenlace FM 2700-TV/6700.

0,5 mVef por 1 Gauss a 50 Hz, y de un analizador de espectro cuya impedancia de entrada es alrededor de 50 Ω .

Conclusión

Tal como se mencionó al principio, las necesidades de los modernos equipos de transmisión obligan a que las fuentes de alimentación sean más eficientes y también más complicadas. Las fuentes de alimentación, que en otros tiempos se trataban de una forma superficial, a causa de su sencillez, son hoy día objeto de cuidadosos diseños que incorporan la más moderna tecnología.

La unidad descrita es un ejemplo característico. La aplicación versátil a los equipos de transmisión queda asegurada por sus especificaciones y flexibilidad.

Referencias

- [1] B. William Dudley y Robert D. Peck: High Efficiency Modular Power Supplies Using Switching Regulators; Hewlett Packard Journal, diciembre 1973, Vol. 25, N° 4.
- [2] John Turnbull: Squelch RFI in switching supplies; Electronic Design 20, septiembre 27, 1975.
- [3] Electromagnetic Interference Characteristics Requirements for Equipment; Mil.-STD-461A, 1. 8. 68.
- [4] Measurement of Electromagnetic Interference Characteristics; Mil.-STD-462, 31. 7. 67.

Fred-Egon Müller nació en Stolp en 1929. Estudió Ingeniería de Comunicaciones Eléctricas en la Universidad de Stuttgart, graduándose como Ingeniero Diplomado en 1965. A continuación ingresó en Standard Elektrik Lorenz AG, Pforzheim.

Desde 1971 se encarga del desarrollo de filtros de microondas, convertidores de frecuencia y fuentes de alimentación para radioenlaces.

Supervisión y mantenimiento en centrales locales

METACONTA L de gran capacidad

Utilizando la capacidad de diagnóstico que el control por ordenador confiere al METACONTA L, se ha logrado que el mantenimiento de un sistema telefónico controlado por programa almacenado, de innegable complejidad, se simplifique a procedimientos metódicos de fácil seguimiento.

W. LINGELBACH

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, París, Francia

Introducción

El sistema METACONTA L* ha sido diseñado para facilitar servicio permanente y fiable con un coste aceptable. La fiabilidad y mantenibilidad del sistema se basa en los siguientes supuestos:

- Utilización de componentes fiables y diseño conservador de circuitos y programas para conseguir un sistema fiable intrínsecamente.
- Duplicación de los elementos principales del sistema tales como ordenadores, memorias, órganos de acceso a la red y otras unidades que puedan afectar al servicio de grandes grupos de abonados.
- Supervisión constante de las operaciones del sistema y diseño modular de las unidades hardware para permitir la detección inmediata del fallo y la reconfiguración del sistema, mediante el aislamiento de la unidad defectuosa.
- Incorporación de programas de diagnóstico y de circuitos de prueba para localización automática del fallo y definición del procedimiento de reparación.
- Utilización de circuitos enchufables, esencialmente tarjetas de circuito impreso, para facilitar la reparación de fallos en circuitos.

La fiabilidad y mantenibilidad del sistema radica en el uso de componentes fiables, el diseño conservador de circuitos y un hardware modular que está concebido en función del software. Puede afirmarse que la transparencia del hardware respecto al diagnóstico por software y su modularidad, especialmente apta para la reconfiguración del sistema y la reparación de fallos, permiten alcanzar los objetivos de fiabilidad y mantenibilidad del sistema METACONTA L, que sobrepasan a los de las centrales telefónicas de tipo electromecánico actualmente existentes.

Estrategia de mantenimiento METACONTA L

Objetivo

El objetivo establecido en cuanto al mantenimiento del METACONTA L es que la compañía explotadora pueda mantener un funcionamiento fiable y exento de perturbaciones con un mínimo de personal y de costo.

La reducción de costo en el mantenimiento se ha logrado de un modo operacionalmente sencillo, gracias al diseño integrado de la lógica y la práctica de equipos del sistema.

Para reducir al mínimo el esfuerzo humano de mantenimiento, se hace uso de la capacidad de diagnóstico inherente a los sistemas electrónicos controlados por

Tabla de abreviaturas

ADM	- Acceso directo a memoria
AL	- Alimentador local
CAC	- Control automático de carga
CCP	- Canal entre procesadores
CTR	- Circuito terminal de la red
DL	- Distribuidor lento
DR	- Distribuidor rápido
EBC	- Exclusión de búsqueda de caminos
ECPR	- Equipo combinado de prueba rutinaria
EDR	- Explorador distribuidor rápido
EE	- Enlace de entrada
EL	- Explorador de líneas
ES	- Enlace de salida
FTC	- Circuito de falso cruce y tierra
FS	- Fuera de servicio
ME	- Marcador de enlaces
MI	- Marcador intermedio
ML	- Marcador de líneas
OAR	- Organo de acceso a la red
OD	- A demanda
ODFDS	- A demanda de EDR (programa)
ODOLT	- Programa de prueba en línea a petición
PCB	- Placa de circuito impreso
RDEC	- Receptor decimal
RTR	- Reloj de tiempo real
SSA	- Sistema de supervisión automática
SAP	- Supervisor automático de pruebas
TI	- Temporizador de intervalos
TMEF	- Tiempo medio entre fallos
TMR	- Tiempo medio de reparación
TTP	- Teleimpresor y controlador
UCC	- Unidad central de control
USE	- Unidad de selección de enlaces
USI	- Unidad de selección intermedia
USL	- Unidad selección de líneas
VIS	- Visualizador

programa almacenado, que permite la detección, aislamiento, identificación, señalización y registro de cualquier tipo de fallo. Se ha optimizado la resolución de diagnósticos en cuanto a la función y al costo, permitiendo que los elementos defectuosos sean localizados en partes enchufables de fácil sustitución en el equipo, fundamentalmente tarjetas de circuito impreso (PCBs). Las operaciones más frecuentes de mantenimiento correctivo consisten en la sustitución de estos elementos enchufables, a través de sencillos procedimientos de rutina.

Como consecuencia de este enfoque, la intervención humana será únicamente requerida para reemplazar elementos identificados como defectuosos por el sistema, localizar fallos excepcionales no identificados totalmente, y atender a las unidades electromecánicas, como teletipos y unidades de cinta magnética.

* Marca registrada del sistema ITT

Estrategia

La capacidad de autodiagnosís descrita anteriormente permite el uso de personal de no elevada cualificación para corregir la mayoría de los fallos del sistema. Sin embargo, por muy bueno que sea el diseño técnico y económico, no basta para la identificación con suficiente detalle de todas las configuraciones de fallo que pueden presentarse durante el tiempo de vida de una central. Para atender a las raras ocasiones en que la autodiagnosís no conduzca a una localización total del fallo o a un procedimiento de mantenimiento sencillo, siendo entonces el personal de mantenimiento normal incapaz de suprimir el fallo, debe disponerse de personal con mayor conocimiento de la operación del sistema y del análisis de fallos. Este personal deberá ser mucho más reducido en número y no ubicado necesariamente en la central.

El sistema METACONTA L está por consiguiente diseñado para control de mantenimiento a distancia por medio de órganos de entrada/salida, duplicados de los existentes en la central, situados en una localización distante.

Estos dos rasgos — capacidad de autodiagnosís y operación a distancia — conducen naturalmente a una estrategia en el mantenimiento METACONTA caracterizada por dos niveles: las tareas rutinarias serán realizadas por personal definido como de nivel B, mientras que las más complejas lo serán por personal de nivel denominado A.

La experiencia con las centrales de control por programa almacenado demuestra que estos sistemas tienen tasas de fallos claramente inferiores a las de los sistemas electromecánicos comparables. Esto permite que el mantenimiento de nivel A para varias centrales se coordine desde un lugar distante. Un pequeño grupo de personas de nivel A en un puesto central, complementado con un número mínimo de operarios de nivel B, que pueden situarse en el citado puesto o en cada central, según el tamaño de las mismas, son capaces de atender al control de toda una zona.

Concepto del mantenimiento

El diseño del sistema METACONTA L ha estado dominado por las exigencias que contienen los requerimientos anteriormente descritos, en cuanto a asegurar la efectividad del sistema y un servicio eficiente, con personal de mantenimiento de cualificación moderada en la central.

Efectividad del sistema y eficiencia en el servicio

Ambas vienen evaluadas por los criterios siguientes:

- frecuencia de las apariciones de fallos
- capacidad del sistema para sobrevivir a fallos
- tiempo para eliminar fallos.

La frecuencia de aparición de fallos en METACONTA L ha sido reducida al mínimo (max. TMEF) mediante el empleo de componentes básicos de alta fiabilidad y la aplicación de reglas de diseño basadas en el caso más desfavorable (véase [1]).

La capacidad del sistema para sobrevivir a fallos se basa en la síntesis de gran número de medios hardware y software que permiten detectar fallos, supervisar funcionamiento, tomar decisiones encaminadas a aislar las unidades defectuosas y reconfigurar el sistema.

El tiempo empleado en la supresión de fallos (TMR) se ha reducido al mínimo merced a la aplicación de medios de diagnóstico y localización de fallos que simplifican y aceleran los procedimientos de reparación y re-cualificación.

Estrategia del tratamiento de fallos en METACONTA L

La aparición de fallos en un sistema telefónico se dejará siempre notar en el comportamiento del mismo, si bien su influencia sobre la calidad global del servicio ha de reducirse al mínimo absoluto. Esto implica que deben adoptarse medidas para detectar fallos en el mismo momento en que ocurran. Sin embargo la detección de un fallo tiene que ser seguida forzosamente por una orden de reconfiguración del sistema que aisle la falta y limite su influencia sobre la calidad del servicio. Asimismo hay que poner en juego los mecanismos de localización e identificación del fallo, definir el procedimiento de reparación adecuado y finalmente recualificar la unidad afectada y devolver la configuración a su estado normal.

Identificación de áreas de problema

En cualquier parte del sistema pueden ocurrir fallos y su efecto sobre el sistema varía según su localización. En teoría cada fallo requiere un procedimiento particular para su detección, aislamiento, reparación, reconfiguración y recualificación. En el orden práctico se ha intentado clasificar los fallos, al objeto de definir procedimientos de mantenimiento típicos. Se han analizado fallos hipotéticos y sus efectos en el sistema, obteniéndose como resultado la identificación de tres áreas de problema distintas (véase diagrama del sistema simplificado, figura 1):

- Control central y supervisión del sistema (UCC, SSA, Bus de transmisión, etc.)
- Periferia telefónica duplicada (órgano de acceso a la red y de supervisión)

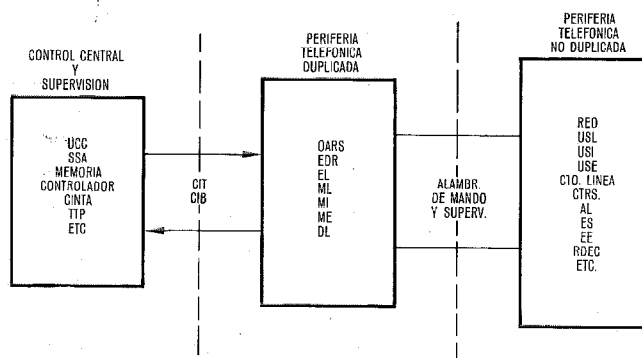


Fig. 1 Diagrama simplificado del sistema para identificación de las áreas de problema.

- Periferia telefónica no duplicada
(Red de conmutación y sus circuitos terminales, como enlaces, auxiliares, circuitos de línea), etc.

Influencia sobre la eficacia del sistema

Un fallo en la unidad central de control (memoria, unidad lógica, etc.) originará en la mayoría de los casos un tratamiento erróneo de todas las llamadas procesadas en ese momento por aquella mitad del sistema. Podría producir la creación de tráfico ficticio, procesamiento erróneo de llamadas o sencillamente una interrupción del tratamiento.

Un fallo en la periferia duplicada, por ejemplo, en un órgano de acceso a la red, significará el tratamiento incorrecto de la parte de tráfico que curse o supervise la unidad en la que aparece el fallo, es decir, podrán ser perturbadas las llamadas dirigidas a través de los CTRs, los circuitos de línea o los módulos de la red que controle el órgano averiado.

Si el fallo es en la periferia no duplicada, afectará al tratamiento de la llamada individual que utilice el enlace, etapa de conmutación o circuito de línea donde resida el fallo.

Mantenimiento de la unidad central de control

La unidad de control comprende los siguientes elementos:

- 2 unidades centrales de control (UCC), cada una con sus memorias y controladores de memoria
- unidades de cinta magnética con acceso directo a memoria (ADM) y control automático de carga (CAG)
- reloj de tiempo real (RTR)
- temporizador de intervalos (TI)
- exclusión de búsqueda de caminos (RBC)
- canal entre procesadores (CCP)
- visualizador (VIS)
- supervisor automático de pruebas (SAP)
- teleimpresor y controladores (TTP).

Los fallos en esta parte del sistema tienen que ser evaluados con gran cuidado y la reconfiguración es extremadamente crítica, ya que con la pérdida de parte de la unidad central de control existe el riesgo de una interrupción total del sistema, si bien dicho riesgo se ha reducido considerablemente por el funcionamiento en reparto de carga de llamadas [1].

Detección de fallos

La detección de fallos en las UCC y memorias asociadas está basada en una serie de dispositivos combinados hardware/software, tales como los circuitos de trampa de control, diseñados para detección de fallos de hardware y de software. Algunas de las trampas, por ejemplo, las de paridad y temporizador de vigilancia, se deben usualmente a fallos de hardware, mientras que otras, como las de violación de la protección de memoria o de instrucción no cumplimentada, pueden ser originadas por fallos de hardware o de software. Distinguir en aquel momento entre un fallo de hard-

ware o de software es, sin embargo, de poco interés, siendo lo más urgente la reconfiguración del sistema, y una trampa de esta categoría tiene que conducir a la detención del procesador afectado.

Los fallos en controladores de periféricos son detectados por la supervisión de órdenes de entrada/salida que ejecutan o no un salto. Los fallos de esta clase pueden conducir a una reconfiguración de los controladores (controlador de teleimpresor, por ejemplo) o a la detención de medio sistema en el caso de fallos en órganos como el CCP o el EBC.

Programas de prueba en línea verifican periódicamente el buen estado de los periféricos conectados a la propia UCC, comprueban el sistema de interrupciones y asimismo controlan el funcionamiento tanto del propio procesador como del otro por medio de programas "eco", los cuales demandan la ejecución de una cierta secuencia de operaciones cuyo resultado se intenta hacer coincidir con una configuración previamente definida.

Reconfiguración

En la mayoría de los fallos de la unidad central de control la reconfiguración consiste en dejar fuera de servicio a una mitad del sistema, es decir, suspender el tratamiento de llamadas en la UCC averiada, con el fin de que puedan ejecutarse programas de localización de fallo que no pueden pasarse en línea. El proceso de reconfiguración requiere una nueva distribución de la carga de tráfico entre las dos UCCs. Esta consiste en que la otra UCC se hace cargo de todas las llamadas que en aquel momento controlaba la UCC afectada por el fallo. Las llamadas establecidas, tales como una llamada local en fase de conversación, se mantienen mientras que las llamadas en progreso (en fase de marcación, por ejemplo) son liberadas.

No todos los fallos de UCC conducen, sin embargo, a la detención de una mitad del sistema. Así pues, en el caso de fallo en un periférico como el TTP, se verifica una reconfiguración en línea sin interrupción del tratamiento de llamadas.

Localización de fallos

La localización de fallos se lleva a cabo mediante un paquete de pruebas fuera de línea que se carga automáticamente en UCC. La UCC en línea inicia la carga en el momento en que detecta el cambio de su homóloga desde estado EN LINEA a estado ALTO.

El programa, denominado prueba de arranque automático, analiza los datos de fallo dejados por el programa operacional y ejecuta pruebas ulteriores. En algunos casos se produce una reconfiguración del software mientras que en otros hay que suprimir el fallo mediante una acción de mantenimiento. Una vez realizada la reparación, se vuelve a pasar el programa para recualificar el medio sistema afectado y llevarlo desde el estado ALTO al estado EN LINEA. Este proceso de revisión total requiere la transición a través de varios estados intermedios. Funcionalmente estos programas pueden clasificarse en tres grupos:

- Pruebas de arranque
- Inicialización
- Recuperación.

La figura 2 presenta los estados intermedios de transición desde ALTO o EN LÍNEA.

En el caso de una interrupción total del sistema debida a una inconsistencia, trampa o hecho análogo, en un momento en que la otra mitad del sistema esté ya detenida, se hace una tentativa de devolver al servicio a aquel medio sistema que haya estado más recientemente en línea por medio de un procedimiento rápido de recuperación como sigue: un programa especial de prueba de la integridad de la memoria verifica que no se han modificado ni el programa operacional ni los datos; se someten a revisión básica las funciones

absolutamente vitales del sistema y únicamente en el caso de no haber encontrado ningún fallo y no haber vuelto aún el otro medio sistema a estado "en línea", se introduce una reinicialización. Este proceso deja intactas las llamadas que están en fase de conversación, pero libera todas las que están en fase transitoria.

Se han tomado precauciones para inhibir intentos sucesivos de recuperación rápida. Sólo se permite tal proceso cuando un funcionamiento continuo en línea, cuya duración es un parámetro del sistema, ha demostrado que no existe ningún fallo hardware o software de importancia. Una recuperación rápida dura unos 20 s.

Si el proceso de recuperación rápida falla o no puede ser aplicado, se inicia una recarga normal. La

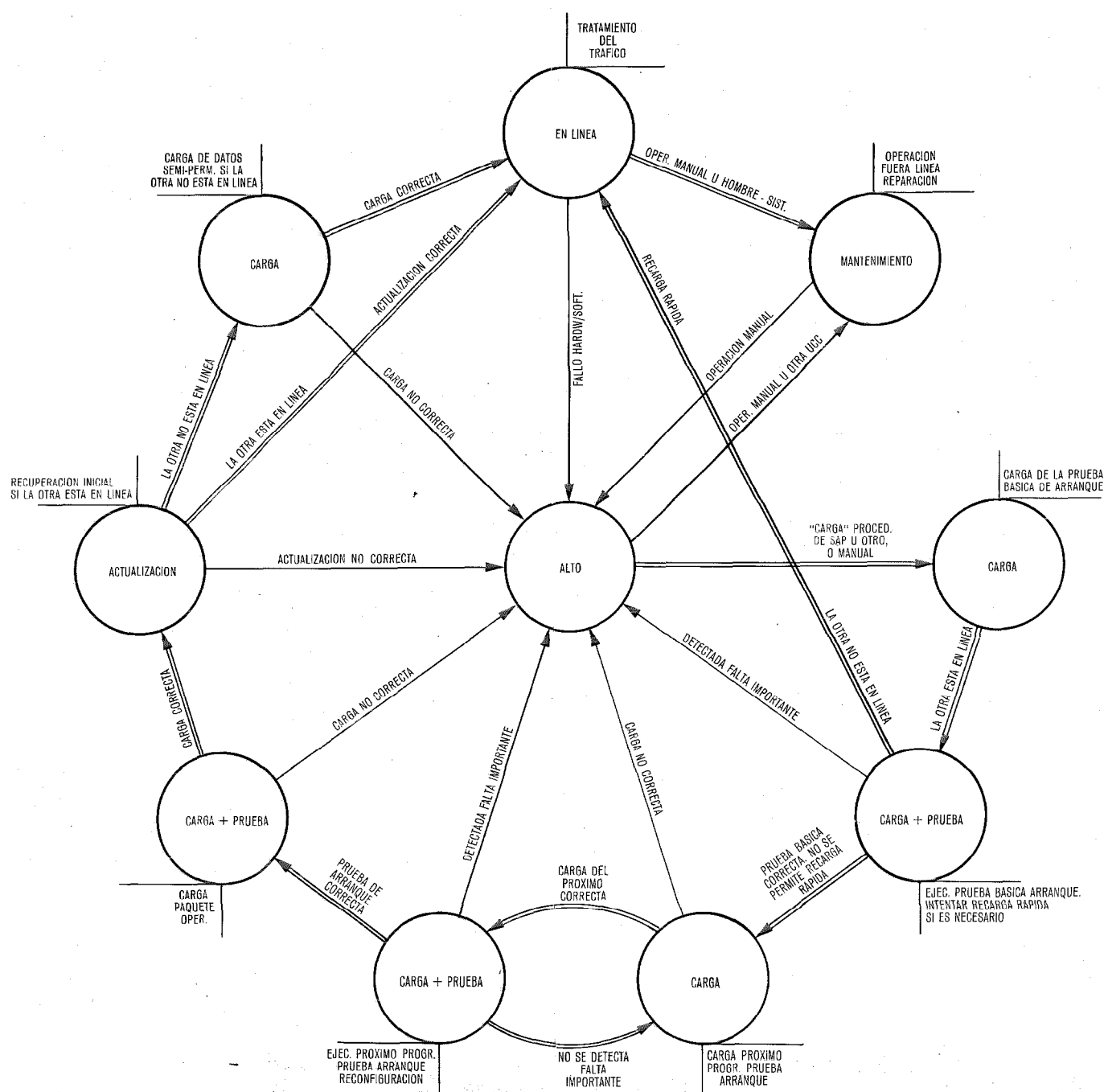


Fig. 2 Diagrama de transiciones de estado.

principal diferencia de este procedimiento respecto al anterior es que el programa se vuelve a cargar desde la memoria de masa, se realizan pruebas completas y se libera toda la periferia telefónica antes de que el sistema vuelva a estar en línea. En ello se invierten unos 3 minutos.

Mantenimiento de la periferia telefónica duplicada

Esta parte del sistema comprende los siguientes órganos de acceso a la red (OAR):

- Explorador de líneas (EL)
- Marcador de línea (ML)
- Marcador intermedio (MI)
- Marcador de enlaces (ME)
- Distribuidor lento (DL)
- Distribuidor rápido (DR).

Estos órganos son unidades importantes del sistema que sirven para relacionar el control central y el equipo de la periferia telefónica, tales como la red, los enlaces y las líneas.

Detección de fallos

La detección de fallos es de suma importancia para estos órganos, ya que su mal funcionamiento afecta en potencia a un elevado número de llamadas. La validez de cada operación de OAR se verifica por medio de circuitos de comprobación, que comunican instantáneamente la condición de "funciona/falla" al programa operacional utilizando la posibilidad de salto/no salto de órdenes de escritura/lectura dirigidas a los periféricos. Unos circuitos de comprobación verifican la decodificación de la dirección y de la orden, así como la correcta ejecución secuencial de ésta. Se ponen a uno todos los bits de un registro de faltas al principio de la ejecución y, uno tras otro, van siendo puestos a cero al paso de las secuencias de dicha ejecución. Al final todos los bits estarán a cero a menos que se haya detectado algún fallo durante la operación. La posición de los bits que queden en uno en el registro de faltas permite conocer la naturaleza del fallo; incluso en algunos casos tal configuración localiza la placa de circuito impreso en fallo.

Los fallos en OARs pueden detectarse a tres niveles diferentes:

- a) a nivel de cada llamada u operación, durante la ejecución del procesamiento de la llamada, mediante la supervisión de:
 - el salto/no salto de una orden enviada al periférico,
 - el tiempo de ejecución, o sea el tiempo transcurrido hasta que aparece la señal de "fin de trabajo",
 - el contenido correcto del registro de órdenes, así como el estado "cero" del registro de fallos después de la ejecución.
- b) a un nivel periódico, mediante la ejecución en línea de un programa de prueba residente, iniciado regularmente a intervalos relativamente cortos por el monitor de nivel básico, el cual verifica:
 - la accesibilidad de los OARs, forzando a cada

uno de ellos a contestar con un código de comprobación de dirección distinto,

— etc.

- c) a nivel de prueba de rutina, ejecutando programas de prueba a demanda en línea que pueden ser solicitados de la memoria de masa, ya sea periódicamente según el programa de tareas de tráfico, administración y mantenimiento (véase "Medios de prueba software") o al azar mediante una llamada del operador.

Estos programas llevan a cabo pruebas completas de los diversos OARs, verificando:

- su accesibilidad
- la secuencia de ejecución de cada orden
- la buena actuación de los circuitos de detección de fallos por medio del envío de códigos falsos de dirección y orden y de la simulación de condiciones de fallo.

Reconfiguración

La reconfiguración se produce inmediatamente después de la detección del fallo. Con objeto de evitar la perturbación de llamadas posteriores, se pone el OAR fuera de servicio. Este órgano sólo aceptará la ejecución de órdenes originadas por los programas de pruebas, siendo en lo sucesivo todas las órdenes de tratamiento de llamadas correspondientes a este OAR enviadas a la otra mitad del sistema y ejecutadas por el OAR homólogo. Esta facilidad, llamada "conmutación software", permite que continúe el procesamiento de llamadas sin la menor degradación del servicio.

En algunos casos particulares la configuración de los códigos del registro de faltas del OAR identifica un fallo, ya sea en un circuito terminal de red o en una matriz de conmutación. El programa de procesamiento de llamadas conoce estos pocos códigos de fallo bien definidos y por lo tanto toda configuración de faltas se compara con esos códigos, siendo en caso de coincidencia puesto fuera de servicio el circuito terminal y manteniéndose el OAR en servicio.

Localización de fallos

La localización de fallos consume normalmente más tiempo que la detección de fallos y la reconfiguración, pero siendo los OARs elementos principales del sistema, se han reducido al mínimo los intervalos entre la detección, localización, reparación y recualificación. Simultáneamente a la reconfiguración de un OAR se inicia la llamada de un programa de diagnóstico de la memoria de masa.

La prueba puede dar los siguientes resultados:

- fallo localizado en una sola placa de circuito impreso y que afecta al funcionamiento de todo el OAR.

A través de un medio de comunicación hombre-sistema, sea teleimpresor o pantalla visualizadora, se presenta un mensaje que identifica tanto el nombre como la situación geográfica de la placa dentro del sistema (véase el ejemplo 1 de fallo en EDR = FDS, figura 3).

I*	B	NAD	FS	FDS	01	0	0501		
T	B	ODFDS	DIAG	FDS	01		FLT 013		
		CAMB	FDS	01	/	FCH	(6H)	[30501 01100]	
T	B	ODFDS	FIN	000					
Q		ODFDS	B						
T	B	ODFDS							
		MODO	: REPR						
		FDS	: 1						
		ARRQ							
I*	B	NAD	ES	FDS	01	0			
T	B	ODFDS	REPR	FDS	01		OK		
T	B	ODFDS	RTNA	FDS	01		OK		

Fig. 3 Mensaje de teleimpresor que presenta la secuencia de sucesos ocurridos desde la detección del fallo en el EDR hasta la recualificación.

— Fallo localizado en un grupo de placas, pero que sólo afecta a una parte del OAR.

Se devuelve al servicio la parte de OAR no afectada por el fallo. Se presenta también un mensaje que identifica el emplazamiento de la parte afectada y dirige al técnico de mantenimiento hacia el procedimiento definido por el número de fallo. Este procedimiento debe ser obtenido del diccionario de faltas y generalmente consiste en una lista de prioridades de las placas que pueden contener la falta, y que por consiguiente tienen que ser cambiadas una a una. Después de cada cambio debe iniciarse una tentativa de recualificación.

— Fallo no identificado, ni por el diagnóstico ni por prueba de rutina. En tal caso el OAR se devuelve al servicio y se incrementa un contador de fallos. Cuando este contador excede de un cierto valor umbral, el OAR no vuelve al servicio, el personal de mantenimiento recibe alarma por un mensaje de teleimpresor que contiene todos los datos disponibles del fallo último que se encontró, y tiene que decidir sobre las siguientes pruebas a realizar. En el manual de mantenimiento se describen diversos procedimientos posibles.

Reparación y recualificación

La reparación y recualificación son de la mayor sencillez, en la mayoría de los casos, ya que el técnico de mantenimiento únicamente tiene que seguir paso a paso instrucciones explícitas que identifica directamente en el mensaje de teleimpresor o en el diccionario de faltas. Solamente en las raras ocasiones en que el propio sistema no haya identificado automáticamente el fallo de manera total, o que el procedimiento de reparación subsiguiente no haya resuelto la situación de fallo, se deberá recurrir a una asistencia de mayor nivel facilitada por el centro de mantenimiento de la zona.

La recualificación de un OAR se realiza en dos etapas:

- Se ejecuta nuevamente la orden que en un principio condujo a la detección del fallo.
- Se ejecuta una prueba de rutina completa del OAR, ya que en casos excepcionales el cambio de una o

varias placas podría haber introducido nuevos fallos al tiempo que eliminaba el antiguo.

Si ambas pruebas dan resultado satisfactorio, se restaura el OAR a condición de servicio, siendo informado de todo ello el técnico de mantenimiento por medio de mensajes. Véase la figura 4 (Tratamiento de fallos en OARs).

Mantenimiento de la periferia telefónica no duplicada

Esta periferia comprende los circuitos terminales de red (CTRs), la red de conmutación y los circuitos de línea. El mantenimiento de enlaces, alimentadores locales y circuitos auxiliares, así como el de la red de conmutación y circuitos de línea, es de extrema importancia en centrales METACONTA L, al igual que en los sistemas convencionales.

Pese a la poca importancia que para la calidad total del sistema tiene el hecho de que un solo circuito esté fuera de servicio, habiendo sido ya aislado el fallo, debe asegurarse una rápida detección de fallos para evitar que puedan llegar a perderse todas las llamadas dirigidas a través de un circuito defectuoso.

El METACONTA L ofrece la posibilidad de detectar automáticamente y aislar una gran parte de las averías de CTRs y de la red, así como de asistir al personal de mantenimiento en la resolución de averías y en la restauración de los circuitos al servicio, con lo cual se consigue un alto grado de calidad en el servicio al cliente.

Detección de fallos

La detección de fallos se verifica de la manera siguiente:

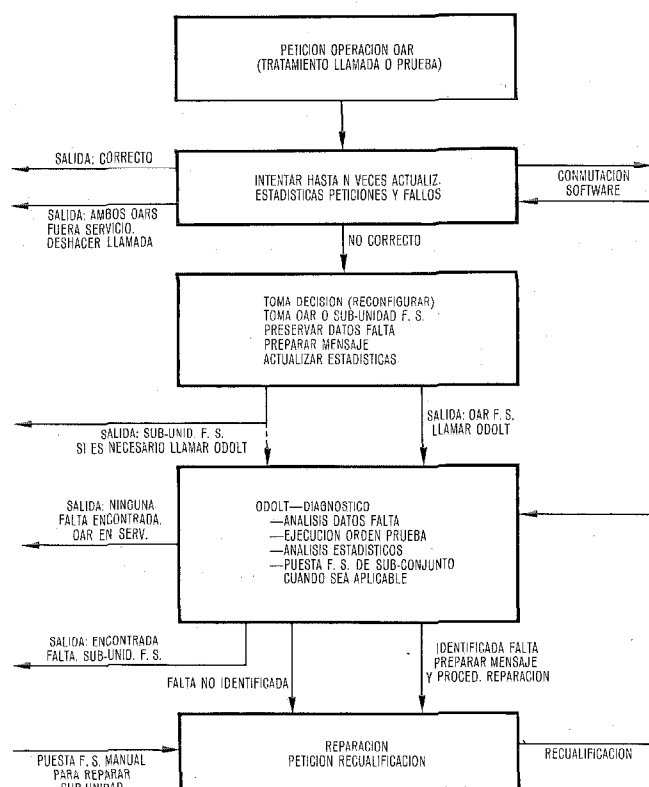


Fig. 4 Tratamiento de fallos en OAR. Diagrama de flujo.

- durante el tratamiento normal de la llamada, los fallos en los relés de CTRs o en los excitadores de matrices selectoras de la red son detectados mediante la supervisión del contenido del registro de faltas del OAR. Se realizan pruebas de continuidad de camino y/o pruebas de potenciales anormales antes de admitir una conexión cualquiera a tomar parte en la secuencia de llamada.
- La disponibilidad del CTR se controla por un programa de prueba en línea.
- Se realizan regularmente pruebas de rutina sobre todo CTR, que varían según el tipo de CTR. Cada CTR pasa por una prueba funcional completa. Se ejecutan también con regularidad pruebas de la red de conmutación y de los cables e interconexiones. Todas las mallas y puntos de cruce de la red son sometidas a ensayo de modo sistemático, diagnosticándose las situaciones de fallo. Tales pruebas se realizan mediante programas en línea a demanda, los cuales son llamados bien periódicamente según el programa de tráfico, administración y mantenimiento, o bien erráticamente por el operador. Estas pruebas utilizan circuitos de mantenimiento especialmente diseñados, tales como el equipo combinado de prueba rutinaria (ECPR) o el circuito de falso cruce y tierra (FTC) para detección de fallos (ver párrafo "Mesa de pruebas").

Reconfiguración y localización del fallo

La reconfiguración y la localización del fallo coinciden en la mayoría de los casos, por ejemplo: fallos detectados en CTRs y/o matrices de la red, pueden ser localizados inmediatamente en una placa, que seguidamente se retira del servicio, reconfigurando de este modo el sistema. Un mensaje de teleimpresor identifica la situación de la placa afectada, así como su tipo, no siendo necesario ningún proceso de localización ulterior.

Reparación y recualificación

Los procedimientos de reparación y recualificación son diferentes según se trate de CTRs o de selectores de la red.

Los CTR se cambian sencillamente y después se recualifican por medio del programa de prueba de CTRs apropiado. Sin embargo, la reparación y recualificación de fallos de la red requieren una atención algo mayor del personal de mantenimiento. El ejemplo 2 detalla los procedimientos a seguir en el caso de un fallo en una matriz de conmutación.

Ejemplos

Dos ejemplos de tratamiento de fallos ilustrarán sobre el mantenimiento en METACONTA L. Los ejemplos están tomados de la central instalada en Guadalajara, México.

Ejemplo 1

Tratamiento de un fallo en la parte central del EDR. El fallo ha sido detectado por los programas de

tratamiento de llamadas. Se retira del servicio el EDR y se llama a un programa de diagnóstico a demanda ODFDS para localizar el fallo. El mensaje de teleimpresor de la figura 3 muestra la secuencia de eventos ocurridos desde la detección del fallo hasta la recualificación, siendo comentado seguidamente.

Línea 1

I* B	Mensaje prioritario de la UCC B
NAD FS	Un órgano de acceso a la red (NAD) ha sido puesto "Fuera de Servicio"
FDS 01	El OAR es el EDR (FDS) n° 01
0 0501	Dirección del EDR utilizado cuando fue detectado el fallo.

Líneas 2—3

T B	Mensaje de prueba desde la UCC B
ODFDS DIAG	El programa diagnóstico de EDR a demanda (OD) ha encontrado en el
FDS 01 FLT 013	EDR 01 la falta n° 013; la acción de mantenimiento a seguir es
CAMB FDSC 01	Cambio en la parte Central del
FCH (6 H)	EDR 01 de la placa FCH, localizada en bastidor n° 6 de la fila H
(30501 01100)	Contenido del registro de órden y de faltas después de la ejecución.

Línea 4

El diagnóstico ha finalizado. El técnico de mantenimiento tiene ahora que cambiar la placa identificada por el sistema y luego recualificar el EDR.

Para la recualificación vuelve a llamar al programa de prueba de EDR. El operador da un "retroceso de carro" y la respuesta del sistema es:

Líneas 5—9

Q	invitación a que el operador escriba su petición. El operador escribe:
ODFDS B	se llama al programa ODFDS en UCC B. El programa responde:
MODO	el modo de ejecución ha de ser definido por el operador.
REPR	El operador escribe: modo de reparación (o recualificación). El programa pregunta ¿en cuál EDR?
FDS	El operador escribe
1	EDR n° 1
ARRQ	El programa imprime Arrancar (principio de programa).

Líneas 10 a 12

La acción de mantenimiento ha eliminado la falta. El EDR 01 ha sido devuelto a situación ES (en servicio) — mensaje con prioridad en la línea 10.

La recalificación "REPR" es correcta (OK) — línea 11.

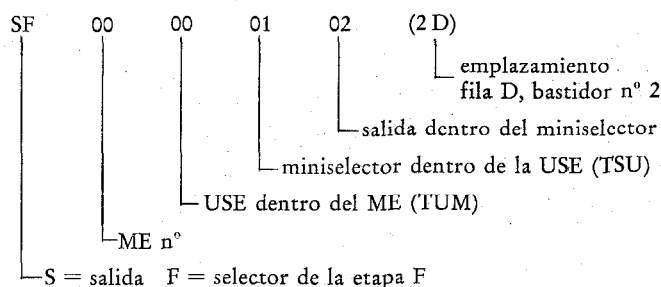
La prueba de rutina "RTNA" no revela fallo — línea 12.

Ejemplo 2

Una salida de un miniselector de la etapa F se ha encontrado defectuosa durante la prueba de rutina de la USE (unidad de selección de enlaces).

La salida se retira de servicio. Tiene lugar entre hombre y sistema el diálogo representado en la figura 5.

M 03 FLT 08 identifica el tipo de falta (salida de etapa F). NE/SF/PBR identifica el camino a través de la USE que se había establecido durante la prueba y el circuito (PBR, receptor de teclado) conectado a esta salida. La salida F, por ejemplo, está definida como sigue:



Para suprimir la falta hay que cambiar el selector, por lo que las restantes conexiones del mismo tienen que ser retiradas del servicio. El operador llama un programa de servicio: Network TUM 0 (Red ME 0).

Se carga el programa y empieza un diálogo con el técnico de mantenimiento, preguntando si debe imprimirse la lista de placas realmente averiadas o retiradas del servicio. El técnico responde "N" (no). El programa pregunta si hay que cambiar ahora una placa, y el técnico escribe la dirección de la placa, que ha sido definida en el mensaje de falta "F 0 0 1".

El programa retira del servicio todas las conexiones del selector y supervisa las que están en ese momento ocupadas en una comunicación. Cuando todas las conexiones se liberan se imprime un mensaje de "placa libre", que identifica nuevamente la placa a sustituir. Después el programa espera a que el cambio sea realizado.

"PLACA CAMBIADA".

El técnico de mantenimiento contesta "S" (sí).

```

T B ODTSU M 03 FLT 08
  NE 00 00 03 13 (2) SF 00 00 01 02 (2D)
                        PBR 1 0 12 01 (4A)
Q  NETWORK TUM 0
R  NETWORK TUM 0
  IMPRESION DE LAS LISTAS DE PLACAS EN FALTA Y RETIRADAS ? : N
  RETIRAR UNA PLACA AHORA ? : F 0 0 1
  PLACA LIBRE
  F 00 00 01 (2D)
  PLACA CAMBIADA ? : S
  FIN DE EJECUCION NETWORK

PROGRAMA ODOLT LLAMADO

T B ODTUM RTNA TUM 00 OK
  RED ES TUM 0 [C0000 80E7]

T B ODTSU M 40 FIN
  
```

Fig. 5 Ejemplo de comunicación hombre sistema escrito durante la rutina de pruebas de una unidad de selección de enlaces en que se había encontrado defectuosa la salida de un miniselector de la etapa F.

El selector que se acaba de insertar, ha de ser re-
cualificado desde dos puntos de vista:

- accesibilidad de marcador
- idoneidad del camino de conversación.

La prueba de marcador (ODTUM) es automáticamente llamada y se recualifica la accesibilidad. Asimismo se llama la prueba de la vía de conversación y cuando su ejecución es correcta se restituyen las conexiones del selector al servicio.

Medios de prueba diversos

Medios de prueba hardware

Equipo combinado de prueba rutinaria — ECPR

El ECPR es un equipo diseñado especialmente para probar los CTRs bajo control de programa. El equipo se divide en 5 subunidades llamadas ECPR 1 a ECPR 5, siendo las características especiales de cada una de ellas apropiadas a los requerimientos de prueba de una de los diferentes tipos de CTRs. Un CTR se conecta a la red igual que un ECPR, y para probar un cierto CTR se conecta el ECPR requerido a través de la red.

Cada ECPR trabaja con completa independencia respecto a sus subunidades compañeras.

Mesa de pruebas

Este dispositivo permite al técnico de mantenimiento obtener una conexión metálica a la línea que se desee, la cual puede estar en cualquier estado excepto en conversación. Pueden realizarse diversas pruebas y medidas. La mesa de pruebas puede ser local o distante.

Circuito de falso cruce y tierra (FTC)

Permite este dispositivo la detección de conexiones dobles, defectos de alambrado, potenciales falsos, conexiones a tierra, cortocircuitos, etc., en los hilos de conversación. El FTC se conecta a través de un múltiple a una salida de cada selector de la etapa de terminación, es decir, una salida de USE. De este modo, puede conectarse en "Y" a cualquier camino de red recién establecido antes de actuar los CTRs de uno y otro extremo, con el fin de verificar la buena condición del camino antes de que éste participe en el tratamiento de la llamada.

Otros circuitos

Otros circuitos de prueba, como el de prueba de cruces de alimentación para probar tensiones de CA o CC en la planta exterior o la prueba de falsa avería en anillo para detectar bucles o tierras que pudieran indicar una condición de falsa avería en la planta externa, están integrados en CTRs como el receptor de abonado y sometidos a control por programa.

Medios de prueba software

Programación de tareas de tráfico, administración y mantenimiento

Esta programación de tareas constituye una característica sobresaliente del sistema METACONTA L.

En su virtud pueden programarse una serie de eventos distribuidos a lo largo de las 24 horas, con posible ocurrencia cada cuarto de hora, y con una anticipación de 28 días. Los siguientes ejemplos aclararán lo expresado:

- Es posible programar un evento, tal como las estadísticas de tráfico presentadas por mensaje de teletipo, de tal modo que se produzca cada 15 minutos todos los días, durante un período de 28 días.
- Puede programarse la prueba rutinaria de un marcador, por ejemplo, para que se realice cada dos días a las 3 de la mañana, durante 28 días.
- Un evento tal como la iniciación de un programa de prueba de la red puede programarse para que suceda una vez por semana, el domingo por la noche a las 11:30.

La programación puede modificarse o adaptarse fácilmente para satisfacer los requerimientos de la compañía telefónica o las condiciones particulares del entorno. Existe una serie de mensajes que permiten asignar, cambiar o suprimir tareas, o simplemente modificar las horas de ejecución. Ambas UCC pueden tener programaciones de tareas completamente diferentes, excepto para aquellas que exigen una ejecución simultánea, como la extracción de estadísticas. En cada UCC se reserva una zona de memoria para la ejecución de programas a demanda, tales como las pruebas de rutina o diagnóstico. Varios programas a demanda pueden ejecutarse al mismo tiempo. Un sistema de carga basado en prioridades asegura que los programas de diagnóstico urgentes siempre encuentren espacio en la zona de recubrimiento.

Conclusión

La eficiencia y facilidad de mantenimiento del METACONTA L ha sido obtenida aunando la capacidad de diagnóstico que ofrece el control por progra-

ma almacenado con la elección de una comunicación hombre sistema comprensible y de manejo cómodo. El esfuerzo dedicado al mantenimiento de un sistema de conmutación telefónica tan complejo y sutil, se ha reducido metódicamente hasta el nivel de sencillas instrucciones que el personal de mantenimiento ha de seguir paso a paso. La estrategia de mantenimiento a dos niveles permite resolver los pocos casos en que la supresión de la falta no puede obtenerse automáticamente, con pleno detalle, del software protector del sistema.

La experiencia de campo acumulada hasta el presente demuestra que la estrategia de mantenimiento aplicada al METACONTA L permite alcanzar los objetivos de calidad de servicio, que se habían propuesto para el sistema.

Referencia

- [1] B. Gouars, J. P. Dartois, L. Viellevoys: Seguridad y fiabilidad en las centrales urbanas METACONTA L; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 50, N° 3 (1975), págs. 194—201.

Walter Lingelbach nació en 1934 en Duisburg (Alemania). Se graduó como ingeniero en electricidad y electrónica en la "Staatliche Ingenieurschule Giessen" en 1958. En el mismo año, ingresó en Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, y trabajó en diseño electrónico y de unidades periféricas para el ordenador de SEL, ER 56.

Desde 1965 hasta 1968, contribuyó al diseño software del sistema METACONTA 10 C en BTM, Amberes, primer sistema telefónico de Europa controlado por programa almacenado. Desde 1968 a 1969, participó en el diseño software de una central experimental PCM—CPA para el Post Office británico, la central de London Moorgate, en STC-Cookfosters.

En 1969 pasó a CGCT, París, siendo responsable del diseño del software de mantenimiento y prueba para el sistema METACONTA L de mediana capacidad. En la actualidad dirige el Departamento de Software de Prueba y Mantenimiento para el sistema local METACONTA L de gran capacidad.

Organización de reparaciones y repuestos en METACONTA 10 C

Un modo de optimizar el costo del mantenimiento y la eficiencia de la mano de obra en una gran red de centrales METACONTA* 10 C consiste en adoptar la estructura de mantenimiento centralizado. El siguiente artículo analiza los recursos humanos y las reglas generales de almacenamiento de repuestos y de reparación de material averiado en una red tan compleja.

L. VAN OS

Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes, Bélgica

Introducción

La versión 10 C de la familia de sistemas METACONTA ha sido diseñada para alcanzar valores muy altos de fiabilidad en el funcionamiento, siendo imprescindible, por lo tanto, que las funciones de conmutación alcancen esos mismos niveles de fiabilidad. Esto podría lograrse introduciendo en el sistema un grado de redundancia suficiente para reducir al mínimo el efecto directo de fallos de componentes o de imperfecciones residuales en el software. No siendo posible, sin embargo, garantizar una completa inmunidad contra fallos de componentes, han tenido que adoptarse unos ciertos valores admisibles en cuanto a la proporción de fallos.

Las especificaciones iniciales de ITT daban como admisible una proporción de 2,4 fallos al año por 100 líneas de abonado. Aunque esta recomendación para el equipo METACONTA 10 C era por lo menos comparable a los valores alcanzados por los mejores sistemas convencionales de conmutación, las predicciones de fiabilidad indicaron que se podía conseguir una tasa de fallos todavía más favorable. Tales predicciones fueron confirmadas al analizar los resultados obtenidos de las primeras centrales en funcionamiento.

En consecuencia, el objetivo inicial en cuanto a tasa de fallos fue reemplazado por otro mucho más severo, que exigía a lo más 1,2 fallos al año por 100 líneas de abonado.

Mediante una cuidadosa selección de los componentes y técnica de producción avanzadas, se ha conseguido fácilmente cumplir con las especificaciones de fiabilidad revisadas, a pesar de ser doblemente exigentes que las originales.

Con el fin de obtener un provecho máximo de la superior fiabilidad de las nuevas centrales electrónicas, la organización de mantenimiento asociada debe ser configurada para una utilización óptima de la mano de obra. A este fin la especificación de ITT pide un máximo de 0,2 horas-hombre por año y línea en servicio, esto es, un hombre-año para 10.000 líneas. Resulta difícil cumplir esta especificación con el mantenimiento convencional, y debe reconsiderarse la adopción de una nueva organización.

Filosofía de mantenimiento

Consideremos una red telefónica de 1.000.000 de líneas, divididas en 200 centrales de 5000 líneas de capacidad media. Si cada una de las centrales es atendida por un hombre durante las horas de trabajo norma-

les, la organización necesita 200 hombres-año para 1.000.000 de líneas, lo cual significa aproximadamente 400.000 horas-hombre ó 0,4 horas-hombre por año y línea.

Tal organización es, pues, totalmente inadecuada, puesto que requiere el doble de la mano de obra permitida por la especificación y sólo atiende a las horas de la jornada de trabajo normal. Una central que tuviera más de un fallo en las horas desatendidas podría en tal caso sufrir una interrupción total hasta el próximo período de trabajo regular.

Por otra parte, el esquema de mantenimiento de un hombre por central presenta los inconvenientes siguientes:

- El técnico de mantenimiento en cada central debe tener un conocimiento completo de la totalidad del equipo, incluyendo el ordenador y los órganos de entrada/salida.
- Se necesita disponer de un almacenamiento de unidades enchufables de repuesto en cada central, puesto que reparar en el lugar tales unidades averiadas prolongaría el tiempo de fallo del equipo hasta exceder de los límites tolerables.
- Cada central precisa llevar incorporado un juego completo de equipos de prueba y un depósito surtido de componentes para poder reparar las unidades averiadas.
- Como solamente se espera un promedio de 60 fallos por año en una central de 5000 líneas, el esquema de un hombre por central desperdicia el esfuerzo humano y no ofrece el ritmo de trabajo necesario para poder mejorar la capacitación a través de la experiencia.
- Por último, la escasa cantidad de trabajo puede resultar insuficiente para mantener el interés de un técnico muy capacitado, haciendo que busque otro empleo y, en consecuencia, que el personal cambie con demasiada frecuencia.

Tras de estudiar las desventajas de aplicar a las centrales METACONTA 10 C la organización convencional de mantenimiento, se puso de manifiesto que cualquier enfoque nuevo debería permitir la consecución de los objetivos siguientes:

- Supervisión permanente de todas las centrales de una red.
- Razonable optimización de la carga de trabajo; ello impone que la mayor parte de las reparaciones sean realizadas por personal de mediana capacitación, siendo la supervisión realizada por un escaso número de personas de alta capacitación.

* Marca registrada del sistema ITT

- Limitación por razones económicas, del equipo de prueba y de los repuestos, manteniendo siempre un número de unidades suficiente para las necesidades de la red.

Para lograr los objetivos expuestos, se hizo entonces evidente que había de adoptarse una organización centralizada de mantenimiento. En la figura 1 se presenta un bosquejo de la misma.

Primeramente se agrupan las diferentes centrales de la red según criterios geográficos, estableciéndose un centro de operaciones y mantenimiento para cada grupo. Siendo la función primaria de este centro la supervisión permanente del equipo de sus centrales asociadas, es necesario proveer medios de comunicación total combre-sistema entre el centro y las centrales. Aunque este artículo no puede entrar en detalles sobre la organización del centro y los canales de datos que les unen con las centrales, los requerimientos básicos son que cada centro debe estar equipado para detección remota de fallos en sus centrales y para la iniciación a distancia de pruebas contenidas en programa que faciliten un diagnóstico posterior. Las centrales mismas pueden dejarse, por consiguiente, desatendidas en condiciones normales.

Técnicos viajeros

Dado que será posible, en la mayoría de los casos, diagnosticar a distancia a qué unidad o a qué pequeño grupo de unidades afecta el fallo, las reparaciones podrán ser realizadas por uno o varios técnicos que se desplacen con las piezas de repuesto requeridas a la central averiada. Esto implica disponer en cada centro operacional de un almacén de repuestos, que consisten en elementos enchufables.

Estos almacenes centralizados irán menguando inevitablemente con el uso y si no se organiza su aprovisionamiento llegarán a agotarse totalmente. Dicho aprovisionamiento es, pues, de gran importancia y

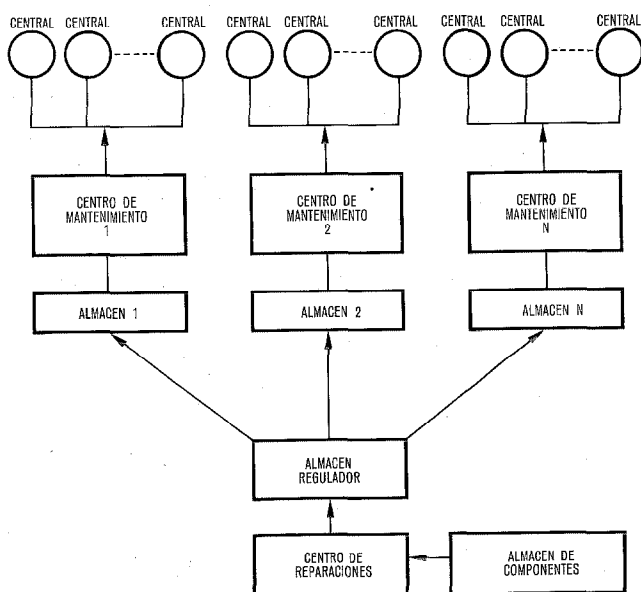


Fig. 1 Diagrama de bloques de una organización de mantenimiento centralizada.

puede realizarse desechando las unidades averiadas y pidiendo a la fábrica unidades nuevas, o bien organizando un centro de reparaciones para el reciclaje de las unidades averiadas y su vuelta al almacén.

El primer procedimiento podrá parecer a primera vista extravagante, pero realmente puede ser aconsejable para una pequeña red de centrales, sobre todo si dicha red está muy alejada de la compañía fabricante del equipo. Esto se comprende por dos razones fundamentales:

- El número de fallos a reparar por unidad de tiempo no llegaría a justificar el costo de establecimiento de una organización de reparaciones independiente.
- El transporte a gran distancia, que lleva aparejado costo de envío y tiempo de reciclaje muy apreciables, excluye que las reparaciones se efectúen en la propia fábrica del equipo.

Para una gran red, en la que coexisten muchas centrales METACONTA 10 C, es sin embargo factible, bien el establecimiento de un taller de reparaciones exclusivo de aquella red, o bien utilizar los medios de reparación de la compañía fabricante. Se estima que la última solución es la más conveniente, si es posible. Sea cual fuere el procedimiento que se adopte, el requerimiento básico es asegurar que exista siempre en almacén repuesto para cualquier elemento enchufable, o bien que pueda disponerse de él dentro de un tiempo de espera especificado por el cliente. Posteriormente se explicará cómo se calcula el depósito inicial en almacén para satisfacer esta exigencia fundamental.

Almacén regulador

Analizando más en detalle la organización de una red de centrales extensa, con muchos centros de mantenimiento y operaciones, resulta ventajoso establecer un almacén regulador central entre los almacenes de los centros de mantenimiento y el centro de reparaciones. El almacén regulador elimina virtualmente el tiempo, relativamente largo, de circulación entre un centro de mantenimiento y el taller de reparaciones, permitiendo una reducción en los almacenes sin degradar la eficiencia de los centros individuales de operaciones y mantenimiento.

Las unidades averiadas que llegan al centro de reparaciones se inspeccionan primeramente para detectar deterioros físicos evidentes y se someten después a prueba completa, utilizando equipo de prueba especializado para localizar los componentes defectuosos. El requerimiento final para almacén de una gran red de centrales está pues a nivel de componentes. Más adelante se expondrá el modo de calcular un depósito de componentes que asegure la supervivencia durante un determinado período.

La estructura de mantenimiento analizada en lo que antecede depende en gran medida de un sistema de transporte eficaz entre las dependencias implicadas. Para decidir el sistema más adecuado, deben considerarse cuidadosamente las siguientes recomendaciones:

- El transporte de personal entre un centro de mantenimiento y la central debe organizarse con vistas

a una disponibilidad inmediata, de modo que las averías puedan recibir una atención rápida.

- Entre centro de mantenimiento y almacén regulador central, el transporte no es crítico, puesto que el propio almacén de los centros podrá generalmente facilitar el repuesto requerido de modo inmediato.
- El transporte entre el almacén regulador central y el centro de reparaciones debe organizarse con un ritmo diario para asegurar la circulación normal de piezas en el ciclo de reparación.

Aunque no afecte directamente al transporte, debe hacerse notar que cuando se utiliza un repuesto del almacén de un centro de mantenimiento ha de pedirse inmediatamente su reposición al almacén regulador central, por cualquier medio de comunicación existente, preferiblemente telex.

La filosofía de mantenimiento expuesta en los párrafos anteriores puede resumirse en los siguientes puntos:

- Los medios de supervisión del estado de la central y de iniciación de pruebas de diagnóstico a distancia permiten centralizar el personal de mantenimiento y, en gran medida, los repuestos necesarios para la eliminación de los fallos.
- Las reparaciones en las centrales se llevan a cabo generalmente sustituyendo las unidades enchufables afectadas por otras obtenidas de modo inmediato de los almacenes locales de repuestos.

El reaprovisionamiento de los almacenes locales se realiza desde un almacén central, cuyas existencias a su vez se reponen mediante el reciclaje de las unidades averiadas a través de un taller de reparación.

Mano de obra

Todavía no hemos tratado de la mano de obra requerida para la operación del mantenimiento centralizado. Al considerar este aspecto, deben tenerse en cuenta los períodos de absentismo debidos a enfermedad, días de fiesta oficiales y vacaciones anuales. Así pues, suponiendo que el día se divide en tres turnos de trabajo de 8 horas cada uno, no necesitan cinco técnicos como mínimo para hacerse cargo del mantenimiento en un centro de operaciones.

Estos técnicos pueden ser de capacitación media (nivel B), cuyo conocimiento del equipo puede definirse así:

- Conocimiento general del sistema METACONTA.
- Buena comprensión de todas las funciones de la conmutación y de los medios de comunicación hombre-sistema.
- Capacidad de interpretar todas las alarmas del sistema.
- Capacidad para hacer la diagnosis de fallos elementales, empezando desde los indicadores visuales de alarmas y mensajes de fallo generados por el sistema. Un diccionario de faltas del sistema les ayuda en esta misión.

El técnico de servicio será responsable de supervisar el estado de las alarmas en todas las centrales asociadas

y de estudiar todos los mensajes generados por los diferentes sistemas, decidiendo sobre las acciones a tomar para remediar el fallo seguidamente a su aparición. No es práctico por consiguiente, que el técnico de servicio realice reparaciones en una central específica, puesto que pueden aparecer fallos más urgentes en otras centrales durante su ausencia del centro de mantenimiento.

Esto lleva a la necesidad de disponer de técnicos de refuerzo de nivel B, los cuales pueden ser enviados por el técnico de servicio a efectuar reparaciones en aquellas centrales. La magnitud del equipo de refuerzo, que sólo estará presente durante el horario normal de trabajo, dependerá de la tasa de fallos presumible, que a su vez es función del número total de líneas de abonado asociadas con el centro de mantenimiento.

Basándonos en la especificación revisada de fiabilidad, con 1,2 fallos por año y 100 líneas, y suponiendo un total de 4 horas-hombre (incluido el tiempo de desplazamiento) para la reparación de cada fallo, puede calcularse que se precisan $1,2 \times 4 = 4,8$ horas-hombre por año y 100 líneas de abonado para actividades de reparación. De aquí se deduce que el tiempo invertido por técnicos de refuerzo en un centro típico de mantenimiento con 200.000 líneas asociadas, alcanza un total aproximado de 9600 horas-hombre al año, que pueden ser obtenidas adecuadamente con un equipo de refuerzo formado por 5 hombres.

A primera vista, pues, un área típica de 200.000 líneas podría ser bien atendida por 10 técnicos de nivel B, suponiendo además que, fuera de las horas normales de trabajo, pueda llamarse a un técnico de refuerzo por lo menos para tratar averías urgentes y que las averías no urgentes se atiendan durante el siguiente período normal de trabajo. Sin embargo, para el tratamiento de las averías más difíciles es necesario que existan expertos de nivel A en todo centro de mantenimiento, estimándose que esta necesidad puede cubrirse con dos técnicos de nivel A.

Siguiendo con el ejemplo de una red de 200.000 líneas, es probable que ésta se componga de 16 centrales por lo menos, cada una con sus máquinas de entrada/salida. Por ello es de la mayor importancia que, aparte del personal necesario para mantener el equipo de líneas de abonado, haya especialistas para la conservación de los órganos de entrada/salida del ordenador. Se estima asimismo que dos técnicos especializados son suficientes para este tipo de mantenimiento, suponiendo que estos técnicos trabajen según una planificación detallada de mantenimiento preventivo, pero dando prioridad al mantenimiento correctivo cuando surja la necesidad.

Administración

La última consideración relativa a mano de obra es la de la administración. No deberían requerirse más de dos hombres para manejar la circulación de unidades enchufables averiadas y reparadas, controlar el depósito de repuestos no reparables (fusibles, por ejemplo) y diligenciar los trámites burocráticos asociados a estas tareas.

El concepto de red, tal como se representa en la figura 1, comprende varios grupos de centrales, cada uno de ellos con su propio almacén en el centro de mantenimiento. Considerando ahora la red total, si no se pueden utilizar servicios de transporte postales o cualesquiera otros para llevar unidades averiadas y reparadas entre los centros de mantenimiento y el almacén central regulador, será necesario disponer de vehículo y conductor para tales funciones. Contando con vacaciones y enfermedades, parece que dos conductores son suficientes para atender toda la red, haciendo un recorrido diario entre el almacén regulador y el centro de reparación y un viaje de ida y vuelta, cada cinco días, como mínimo entre dicho almacén y cada centro de mantenimiento.

Por otra parte, en el almacén regulador central se requiere personal administrativo para las tareas siguientes:

- Recibir elementos averiados y preparar su envío al centro de reparaciones.
- Enviar unidades de repuesto a los almacenes individuales de los centros de mantenimiento.
- Recibir unidades reparadas del centro de reparaciones y colocarlas en el lugar apropiado del almacén.
- Trámites burocráticos necesarios para las anteriores funciones.

Como se espera una tasa de fallos de 2400 al año en cada zona de 200.000 líneas de abonado, ello implica unas 9600 operaciones de tratamiento de repuestos a realizar por el personal administrativo del almacén regulador central, lo cual viene a significar unas 50 operaciones diarias, realizables por una sola persona.

Sin considerar la dotación del centro de reparaciones, se estima necesaria una plantilla de 17 para un centro de mantenimiento con 200.000 líneas de abonado asociadas. La composición de esta plantilla es la siguiente:

Función	Número	Capacitación
Supervisión permanente	5	nivel B
Mantenimiento correctivo en el grupo de centrales	5	nivel B
Supervisión y apoyo general	2	nivel A
Tareas administrativas en centro de mantenimiento	2	administrativos
Mantenimiento de equipo entrada/salida	2	especialistas
Tareas administrativas en almacén regulador central	1	administrativos

Adviértase que no se incluyen los dos conductores, ya que, en caso de ser necesario, atenderán a toda la red y no estarán adscritos a un centro de mantenimiento en particular.

Comparando la plantilla total de personal necesario con la especificación citada (un hombre-año para 10.000 líneas de abonado), puede comprobarse que el

requerimiento especificado puede cumplirse fácilmente si se adopta el plan de mantenimiento centralizado. Hay que destacar, sin embargo, que sólo puede obtenerse un máximo provecho del mantenimiento centralizado si se utiliza plenamente la mano de obra. Por consiguiente el plan favorece las redes grandes, donde la carga de trabajo es razonablemente elevada. A la vista de esto, las Compañías que se propongan instalar un buen número de centrales METACONTA 10 C harían bien en planificar la centralización del mantenimiento desde el principio.

Se ha omitido deliberadamente tratar de la dotación de un centro de reparaciones por los siguientes motivos:

- para redes pequeñas puede ser más económico considerar las unidades enchufables como no reparables,
- para redes situadas no muy lejos de la compañía fabricante, puede resultar más económico utilizar el propio taller de dicho fabricante,
- cuando se necesite un centro de reparaciones autónomo, su plantilla de personal vendrá determinada por el tamaño de la red asociada.

En el primero y segundo casos no se requiere un centro de reparaciones, y en el tercero no pueden hacerse estimaciones sin conocer el número y capacidad de las centrales de la red.

El almacén de repuestos

Dado que el éxito de cualquier organización de mantenimiento depende en gran medida de la disponibilidad de piezas de repuesto, se considera a continuación este aspecto de los sistemas METACONTA 10 C. Se necesitan dos tipos de almacenamiento:

- unidades enchufables de repuesto, en los centros de mantenimiento y en el almacén regulador central,
- componentes de repuesto, en el centro de reparaciones.

En el caso de unidades enchufables y suponiendo que existe centro de reparación, el depósito inicial no se agota con el tiempo, puesto que los elementos averiados se reparan y vuelven al almacén. Por lo tanto, suponiendo que el aprovisionamiento inicial ha sido adecuado y que ninguna unidad se daña más de lo reparable, el almacén de unidades enchufables sobrevive durante el tiempo de vida de la central, representando así un gasto único no repetido.

En este aspecto, las centrales METACONTA 10 C se comparan muy favorablemente con los sistemas convencionales, donde los almacenes de repuesto tienen una supervivencia limitada. Además, ya que los almacenes atienden a varias centrales, la cantidad total de repuestos necesaria en una red es considerablemente menor que la que correspondería a un almacén separado en cada central.

Por el contrario, sin embargo, el almacén de componentes para reparación se agota con el tiempo y debe ser calculado para durar un período especificado.

Cuando el cliente no establece su centro autónomo de reparación sino que hace uso de los medios del fabricante, es responsabilidad de éste calcular el depósito de

componentes que se necesita para cumplir con el tiempo medio de reparación especificado por el cliente. Debe indicarse que la certeza de hallar repuestos es siempre mayor en el centro de reparación del fabricante que en el autónomo del cliente, puesto que el fabricante tiene acceso al depósito de seguridad de la producción.

Dimensionado del almacén de elementos enchufables

El almacén de los centros de mantenimiento consta principalmente de elementos enchufables, tales como placas de circuito impreso y unidades de alimentación. El número de elementos similares que debe contener el almacén depende de los parámetros siguientes:

- el número total de tales unidades equipadas en las centrales asociadas,
- la tasa de fallos de la unidad,
- el tiempo medio de reposición en almacén,
- el tiempo medio de espera autorizado si se requiere un repuesto.

Se utilizan los cuatro parámetros anteriores para calcular el número de repuestos mínimo requerido para ofrecer un tiempo medio de espera menor que el tiempo medio de espera autorizado. Se repite este ejercicio para cada tipo de unidad enchufable que exista en las centrales, realizándose los cálculos por medio de modelos de líneas de cola.

Es importante advertir que si el número de unidades equipadas, la tasa de fallos, o el tiempo medio de reposición de las mismas aumenta, la cantidad de repuestos requerida también aumentará pero no necesariamente de forma lineal. Inversamente, si el tiempo medio de espera autorizado aumenta, la cantidad de repuestos necesaria disminuirá. Estos factores indican la necesidad de un almacén regulador central, cuyo fin primario es mantener un tiempo reducido de reposición de los almacenes.

Dimensionado del almacén de componentes para el centro de reparación

Dado que el coste de establecer un almacén de componentes lo suficientemente grande como para subsistir durante toda la vida de la central sería prohibitivo, los cálculos de este tipo de almacenamiento se basan en un factor especificado de tiempo de supervivencia. El número de componentes a almacenar está determinado por:

- El número total de tales componentes incorporado en todas las centrales de la red atendida por el centro de reparaciones,
- La tasa de fallos del componente en cuestión,
- El período especificado para supervivencia del almacenamiento,
- La probabilidad autorizada de agotamiento del componente después del período especificado de supervivencia.

El número requerido de componentes de repuesto se define como:

- El mínimo número para el cual la probabilidad de agotamiento, después del período de supervivencia

especificado, es menor que una probabilidad de agotamiento límite especificada.

El problema se resuelve separadamente para cada tipo de componente mediante el uso de la distribución acumulativa de Poisson.

Re-evaluación de almacenes

Dos de los parámetros utilizados en el cálculo de almacenes, el número total y la tasa de fallos de elementos análogos, son comunes a ambos tipos de almacenamiento. Estos parámetros son también los de variación más probable, ya que el primero está determinado únicamente por la capacidad de la red y el segundo, por una combinación del número total y el valor del tiempo medio entre fallos.

Almacén de unidades enchufables

Las cantidades de repuestos que los almacenes de centros de mantenimiento y el almacén regulador central de una red de centrales deben mantener, son función del número total de elementos análogos instalados y de su tasa de fallos. Los programas de expansión alteran ese número y proporcionan mejor conocimiento de la tasa de fallos después de analizar los datos obtenidos durante el funcionamiento.

Estos factores aconsejan una re-evaluación regular de almacén de unidades enchufables, basada en los programas de expansión previstos para el período siguiente de 12 meses, así como en los valores revisados de la tasa de fallos. En el caso ideal, este ejercicio debería realizarse cada 6 meses con objeto de poder hacer nuevas propuestas a los clientes a tiempo de asegurar el mantenimiento de un depósito de repuestos adecuado.

Almacén de componentes

Por razones semejantes a las aducidas para las unidades enchufables, es recomendable realizar una re-evaluación semestral del almacén de componentes.

Repuestos del equipo auxiliar y de entrada/salida

En todo lo anterior se ha tratado únicamente de los repuestos necesarios para el mantenimiento del equipo electrónico de conmutación, o sea las unidades enchufables, y los componentes que constituyen dicho equipo. Naturalmente es también necesario tener repuestos para todos los elementos auxiliares como fusibles, jacks y lámparas, así como para la reparación de los órganos de entrada/salida.

Se ha definido una lista básica de repuesto para máquinas de entrada/salida, de acuerdo con los directrices dadas por los fabricantes de tales órganos. Se ha propuesto que se mantenga por lo menos un juego de repuesto para cada tipo de equipo instalado y que estos repuestos estén situados en el centro de mantenimiento, ya que éste será en la mayoría de los casos la base de los técnicos especializados. Debido a que es difícil estimar el consumo de repuestos de los equipos de entrada/salida, resulta prácticamente imposible establecer revisiones semestrales de las necesidades de almacén.

Se recomienda, pues, a los clientes que observen muy de cerca el consumo de repuestos y que apliquen los principios normales de administración de almacenes a la reposición de repuestos.

Los mismos principios se aplican a los repuestos de elementos auxiliares, que se suministran inicialmente junto con el equipo de la central. Si este depósito inicial sufre merma durante la fase de instalación y prueba, será restituído a las condiciones originales antes de entregar la central al cliente. El posterior reaprovisionamiento es ya de responsabilidad del cliente.

Consideramos que nunca se dará demasiada importancia a la necesidad de pedir a tiempo los repuestos de equipos de entrada/salida y auxiliares.

El Centro de Reparaciones de BTM

Durante la fase de instalación y prueba de las primeras centrales METACONTA 10 C en la red belga, todos los fallos fueron diagnosticados y reparados en las mismas centrales. Este procedimiento tenía, sin embargo, dos inconvenientes fundamentales:

- La diagnosis del fallo hasta el nivel de componente consumía el tiempo suficiente para retrasar los programas de prueba más allá de lo tolerable,
- La sustitución de componentes se realizaba en condiciones muy desfavorables, comparadas con las ofrecidas por un taller de reparaciones adecuado, como el de la fábrica.

Por estos motivos se decidió limitar la diagnosis del fallo en la central al nivel de unidad enchufable, realizar allí mismo una reparación que consistía en sustituir la unidad averiada y devolver por último, los elementos defectuosos a la fábrica de BTM para su reparación. Fue preciso por consiguiente el establecimiento de un centro de reparaciones en BTM, siendo su lógica ubicación en la factoría de Geel, donde radica el equipo de prueba para control de la fabricación, con el cometido siguiente:

- reparación y recualificación de las unidades defectuosas recibidas de todas las centrales METACONTA 10 C durante la fase de pruebas de instalación,
- modificaciones sobre placas de circuito impreso, originadas por cambios de equipo,
- reparación y recualificación de unidades enchufables defectuosas, recibidas de redes de centrales en servicio que prefieren utilizar los medios facilitados por BTM.

El centro de reparación de BTM utiliza en su totalidad todos los medios existentes, compartiendo el equipo de prueba y el personal de la fábrica. Por medio de 32 tipos diferentes de equipos de prueba, que abarcan desde sencillas cajas hasta dispositivos automáticos de gran complejidad y valor, el personal del centro de reparación puede diagnosticar el 98 % de todos los fallos hasta el nivel de componentes. El 2 % restante se diagnostica por medio de configuraciones de prueba construídas localmente, 22 de las cuales son actualmente de uso común. La diagnosis de fallos en el equipo de con-

sola del sistema se lleva a cabo en un verdadero bastidor de equipo de consola.

Cuando se localiza un fallo en uno o más componentes, se ofrecen cuatro caminos para conseguir los repuestos requeridos, los cuales se detallan seguidamente por orden de preferencia:

- el propio almacén del centro de reparación,
- el almacén de producción o el de seguridad de la producción,
- otros almacenes pertenecientes a la organización BTM,
- el fabricante de componentes.

En el último caso, el tiempo de reparación de una unidad enchufable puede extenderse mucho más allá de lo normal. Sin embargo, disponiendo de todas las fuentes de componentes señaladas, la probabilidad de agotar completamente un componente determinado es sumamente pequeña.

Cuando se ha localizado un componente defectuoso, su sustitución es llevada a cabo por operarios especializados que trabajan en bancos reservados para esta función. Esto asegura que las reparaciones se realicen en las mejores condiciones posibles, siendo además supervisadas muy de cerca por inspectores de calidad para garantizar la mejor ejecución posible.

Todas las unidades enchufables tratadas por el centro de reparación sufren una prueba posterior, debiendo satisfacer la especificación de funcionamiento del fabricante antes de ser devueltas para servicio. Por seguir estrictamente este procedimiento, es posible que una determinada unidad sea reciclada varias veces a través del centro de reparación hasta que los técnicos de control de calidad la declaren apta para volver al servicio. Si se estima, sin embargo, que el daño sobre cierta unidad no admite reparación, el centro pedirá una unidad nueva al departamento de fabricación.

Se registran todas las reparaciones realizadas en el centro, con el fin de poseer una lista de todos los fallos. El departamento de ingeniería analiza este registro para iniciar acciones de mejora del sistema, tales como:

- modificaciones para mejorar la calidad y aumentar la fiabilidad del sistema,
- predicción más exacta de las tasas de fallo de componentes, que a su vez permite un cálculo más preciso de las necesidades de repuestos.

Centro de Reparaciones autónomo

En aquellos casos en que el equipo de centrales de un cliente esté alejado de una fábrica de METACONTA 10 C, puede ser conveniente instalar un centro autónomo de reparaciones. Debe indicarse, sin embargo, que tal empresa es económicamente factible sólo en la hipótesis de que el cliente haya instalado suficiente equipo de conmutación como para asegurar una carga de trabajo relativamente elevada en el referido centro.

Indiscutiblemente el problema más grave que origina el requerimiento de un centro de reparaciones autónomo es el del equipo de prueba. El complejo

equipo automático de prueba empleado por el fabricante se descalifica por dos motivos básicos:

- el elevado costo de establecimiento que solamente puede ser absorbido en centros de reparaciones con carga de trabajo muy alta;
- el equipo está diseñado primariamente para el tratamiento de grandes series de elementos semejantes, en los que sólo aparece una escasa proporción de fallos.

Por el contrario, el centro de reparaciones autónomo requiere equipos de prueba de bajo costo, diseñado para admitir secuencias de prueba de elementos diferentes, la mayoría de los cuales son defectuosos.

El equipo especial de prueba utilizable en centros de reparaciones autónomos consiste en cierto número de unidades de prueba, cada una de las cuales atiende a una familia de unidades enchufables.

El segundo problema asociado con un centro autó-

nomio de reparación es el cálculo de un almacén de componentes adecuado. Este almacén se calcula generalmente para que sobreviva durante un período de 2 años, siendo su dimensión una función del número de centrales atendidas por el centro.

Finalmente, el centro de reparación debe establecer su propio sistema para registrar los detalles de cada reparación.

L. Van Os nació en 1946 en Herentals, Bélgica. Estudió en la Universidad de Lovaina donde consiguió el grado de ingeniería eléctrica y mecánica en 1968.

El Sr. Van Os ingresó en Bell Telephone Manufacturing Company en 1969, y se ocupó inicialmente en predicciones de fiabilidad para sistemas de conmutación telefónica semielectrónica. Desde 1971 es jefe del departamento de calidad del METACONTA versión 10 C encargado de la fiabilidad y problemas de mantenimiento del METACONTA 10 C.

Erratas

Hemos advertido en el número anterior (Comunicaciones Eléctricas, N° 50/4, 1975) en el artículo "Radar CORAIL para vigilancia de pistas de aterrizaje" de G. Barrière, las siguientes erratas:

Pág. 346, 1ª columna, línea 6, desde abajo:

Dice:

"... para el aterrizaje en las zonas de acceso a las pistas" ... debe decir:

"... para el aterrizaje, en las pistas, zonas de acceso," ...

Pág. 346, 1ª columna, líneas 1 y 2 (desde abajo) y 2ª columna, líneas 1, 2 y 3:

Dice:

"... aviso automático a los aviones que están aterrizando o despegando por la pista vigilada por este equipo, acerca del riesgo existente por haberse introducido en ella vehículos u otros aviones que se encuentren en tierra. Esto tiene una particular importancia ..."

debe decir:

"... aviso automático a la torre de control, del peligro originado por la presencia de vehículos u otros aviones que se encuentren en tierra e indebidamente se han introducido en la pista vigilada por este equipo. Esto tiene una particular importancia ..."

Lamentamos las molestias que hayan sufrido los lectores por estos errores.

Transmisor principal de a bordo ST 1600/ST 1610

Los equipos ST 1600 y ST 1610 son transmisores radiomarítimos para telegrafía y telefonía de banda lateral única, utilizados en todas las bandas móviles marítimas comprendidas en el margen de frecuencias de 405 kHz a 26 MHz. Los transmisores se utilizan a bordo de embarcaciones equipadas de modo obligatorio y están diseñados para cumplir todas las normas pertinentes.

F. E. BERGSTROM

Standard Radio & Telefon AB, Estocolmo, Suecia

Introducción

SRT ha desarrollado y puesto en producción los equipos ST 1600, una nueva línea de transmisores principales de a bordo, basándose en una larga historia de transmisores para embarcaciones.

El equipo de marina ST 1600 es un transmisor de 1,5 kW para telefonía de banda lateral única, y de 1,2 kW para telegrafía, que sustituye a los transmisores ST 1400 que se han utilizado durante muchos años. El ST 1610 es una versión de sintonía automática del ST 1600. La incorporación de la autosintonía facilita el control remoto, simplifica su funcionamiento y asegura la sintonía rápida y precisa del transmisor.

Requisitos operacionales

Los transmisores ST 1600 y ST 1610 cumplen las regulaciones pertinentes del SOLAS (seguridad de la vida en el mar, en inglés Safety of Life at Sea) y las normas de la Conferencia de Ginebra de 1974, como transmisor principal de a bordo equipado obligatoriamente en ciertas embarcaciones y cumplir, asimismo, las normas nacionales de los principales países marineros. Estos requisitos son la base para las siguientes características:

- cobertura de todas las bandas móviles marítimas comprendidas en el frecuencias de 405 kHz a 26 MHz;
- emisión de A1 y A2H en la banda de 405 a 525 kHz;
- emisión de A1, A3A, A3H y A3J en todas las bandas móviles marítimas comprendidas entre 1,6 y 26 MHz;
- tiempo de sintonización inferior a 15 segundos entre dos frecuencias arbitrarias.

También se han incluido las siguientes características, con objeto de satisfacer las demandas de los usuarios, para un transmisor que pueda adaptarse a un sistema eficiente de radiocomunicaciones:

- facilidad para transmisión por desplazamiento de frecuencia,
- alta fiabilidad de comunicación,
- elevada potencia de salida, 1,5 kW de cresta en HF y hasta 800 W de cresta en MF (frecuencias medias),
- estado sólido en todo lo económicamente posible,
- funcionamiento simplificado,
- conmutador de antena para funcionamiento con antena de trabajo o de reserva, integrado en un bastidor para sencillez de instalación,
- diseño en dos versiones, una de sintonía manual y otra de sintonía automática, y adaptación del transmisor automático para control remoto desde la sala de radio, desde el puente o desde otro dispositivo automático futuro.

Descripción técnica

En la figura 1 se muestra el transmisor de sintonía manual ST 1600 y en la figura 2 el de sintonía automática ST 1610.

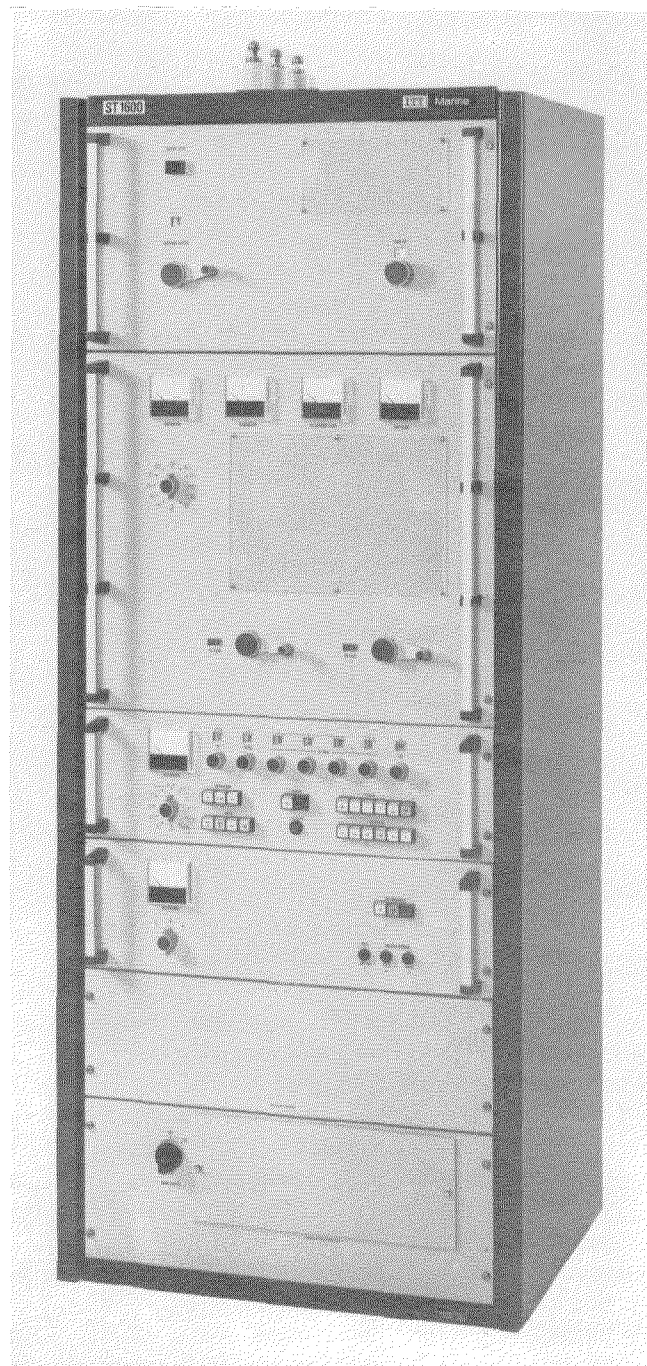


Fig. 1 Transmisor de sintonía manual ST 1600.

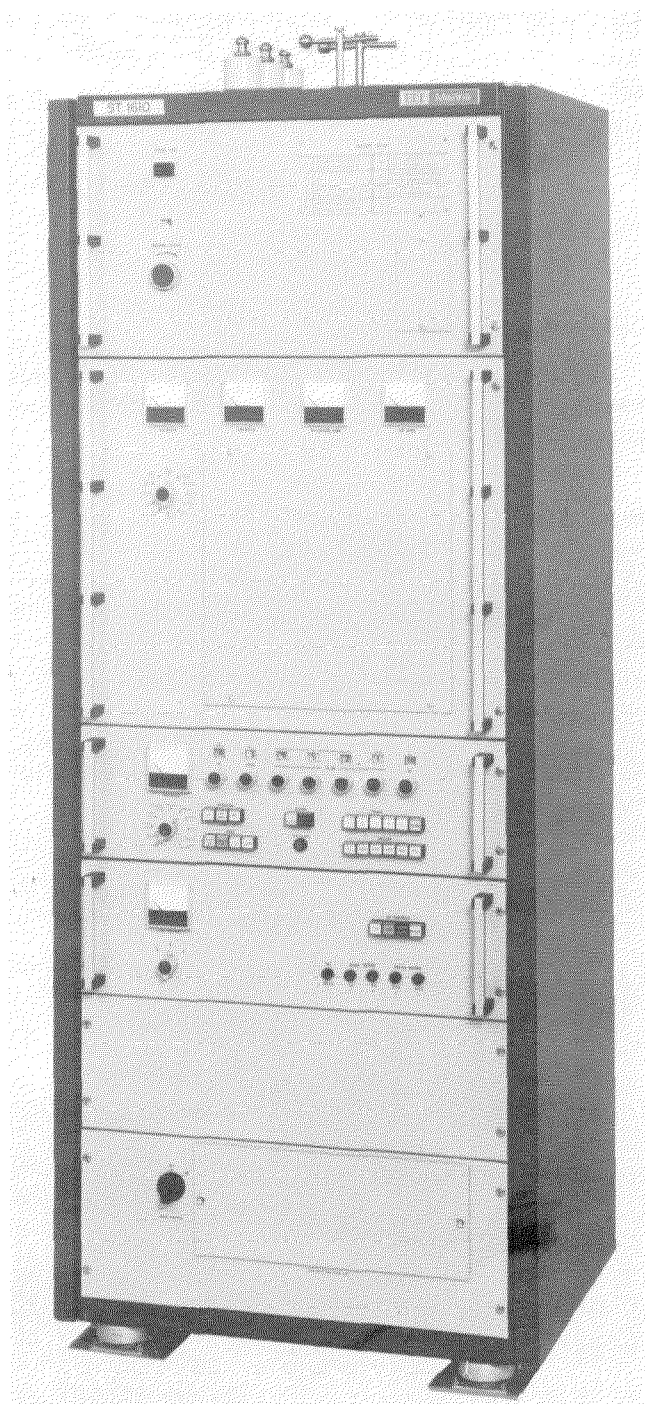


Fig. 2 Transmisor de sintonía automática ST 1610.

Todas las unidades están contenidas en un solo bastidor. De abajo arriba, las unidades son:

- suministro de alta tensión, regleta de terminales para las tomas de red y de cables exteriores, y un compartimiento de fusibles,
- panel de tarjetas; en la versión ST 1610 se utiliza para alojar las tarjetas enchufables necesarias en los servo-sistemas del ST 1610,
- suministro de baja tensión, para alimentación de todos los circuitos de baja tensión,
- unidad excitadora, generación de las señales RF y modulación de las mismas con la información deseada,

- amplificador de potencia con excitador de estado sólido, amplificador final con tubo de vacío y red adaptadora de antena,
- selector de antena, para la selección de la antena principal o la de reserva. En este compartimento se aloja también el variómetro de MF (frecuencias medias).

La unidad excitadora puede quitarse, si se prefiere, del bastidor y en el caso del ST 1600 colocarse de manera más conveniente en la consola del operador o, en el caso del ST 1610, en una habitación separada de la del transmisor.

La característica principal ofrecida por el ST 1610, juntamente con la facilidad de control remoto, es que el transmisor puede situarse donde se alcancen las antenas mediante alimentadores cortos. Esto significa que la potencia aplicada a la parte radiante del sistema de antenas puede mantenerse elevada, lo que repercute en una mayor fiabilidad de comunicación.

En la tabla 1 se da una especificación del ST 1600 y del ST 1610, indicando los datos técnicos.

Tabla 1 - Características del transmisor.

Margen de frecuencia	
MF	405—525 kHz
MHF	1,6—3,8 MHz
HF	4, 6, 8, 12, 16, 22 y 25 MHz En las bandas móviles de marina
Número de canales	
MF	7 canales controlados por cristal
MHF/HF	Canales sintetizados y en pasos de 100 Hz, para telefonía y telegrafía
HF	4—25 MHz, hasta 4 canales controlados por cristal en cada banda para telegrafía
Tipos de emisión y tolerancia de frecuencia	
MF	A1, A2H, mejor que $\pm 50 \times 10^{-6}$
MHF/HF	A1, A3H, A3A, A3J y desplazamiento de frecuencia (osc. sintetizado)
	— a largo plazo, mejor que ± 40 Hz
	— a corto plazo, ± 5 Hz
HF	A1 — mejor que $\pm 50 \times 10^{-6}$
Supresión de espúrios	mejor que 50 dB
Potencia de salida	
MF A1	400 W, potencia continua
MF A2H	600—800 W, potencia de cresta
MHF/HF A1	1200 W, potencia continua
MHF/HF A3H/A3J	1500 W, potencia de cresta
Intermodulación (prueba de 2 tonos)	inferior a -25 dB, para todos los niveles de potencia
Período de resintonía (ST 1610)	entre bandas, inferior a 10 s; dentro de la banda, inferior a 2 s.
Margen de temperatura	-10 a +55 grados C.
Suministro de energía	trifásica, 50—60 Hz, $3 \times 220/380 \text{ V} \pm 10\%$
Consumo de potencia	máx. 3 kVA, factor de potencia 0,9
Dimensiones	Altura del bastidor 1750 mm anchura 650 mm profundidad 528 mm
Peso	230 kg

Excitador

El excitador, que genera las señales de RF y las modula con la información deseada, consta de tres sistemas independientes diferentes. Este concepto ofrece alta fiabilidad en la comunicación en telegrafía y mayor redundancia. En la figura 3 se muestra un diagrama de bloques del sistema excitador.

El primer sistema excitador, que emplea síntesis de frecuencia, se utiliza en toda la banda de 1,6 a 26 MHz para todos los tipos de emisiones. La estabilidad de frecuencia de este excitador se controla mediante un oscilador de alta estabilidad adecuado para emisión de banda lateral única.

El segundo sistema es un excitador telegráfico A1 de HF, controlado por cristal independiente y de 24 canales. Todos los canales se obtienen de un oscilador controlado por cristal al que le sigue un amplificador de salida, para adaptar la salida de la unidad completa. El oscilador acepta cuatro canales por banda, sin relación armónica alguna. La emisión A1 puede generarse también con el excitador de frecuencia sintetizada, por lo que este excitador, eléctricamente independiente, ofrece una redundancia en telegrafía HF muy importante. Una característica esencial de este excitador controlado por cristal es la posibilidad de un ajuste rápido de los canales de llamada y de trabajo cuando se funciona en telegrafía.

El tercer sistema es un excitador telegráfico A1 y A2H de siete canales y controlado por cristal para las bandas MF comprendidas entre 405 y 525 kHz. La selección de canal se realiza con un mando único, simplificando y reduciendo el tiempo de ajuste de los canales de llamada y de trabajo. Este excitador es independiente de los otros dos y se halla situado en el panel amplificador de potencia, fuera de la unidad excitadora. Esta disposición facilita el funcionamiento en las bandas MF a partir del panel de control local, en caso de que la unidad excitadora quede totalmente fuera de servicio.

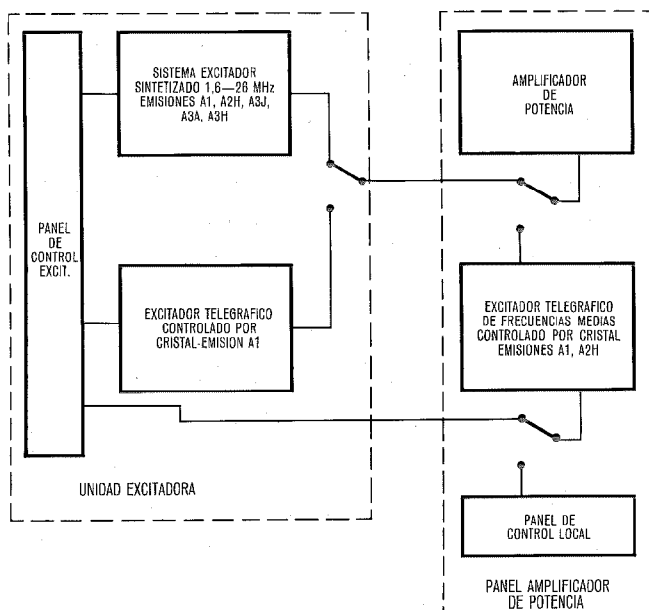


Fig. 3 Sistema excitador.

Amplificador de potencia

El amplificador de potencia de los equipos ST 1600 y ST 1610 contiene un amplificador lineal, una red adaptadora de antena, un amplificador excitador transistorizado de banda ancha y un control excitador automático. En la figura 4 se muestra un diagrama de bloques de la unidad amplificadora de potencia ST 1610.

Las señales procedentes de uno de los tres sistemas excitadores se lleva a un atenuador variable de forma continua. A continuación, la señal pasa al amplificador excitador que alimenta a cuatro tetrodos de potencia conectados en paralelo.

Durante la sintonización de la red adaptadora del amplificador de potencia, se entrega un nivel de señal predeterminado a partir del sistema excitador. El nivel de señal en las rejillas de los tubos de vacío se mide y compara con una tensión de referencia en un amplificador diferencial. La tensión de error controla un motor acoplado al atenuador variable y el nivel de excitación se ajustará, por tanto, a un valor correspondiente a la tensión de referencia. El servo-excitador puede variar el nivel de entrada al amplificador en 10 dB y servir de ajuste, de esta manera, para las faltas de linealidad de la frecuencia del excitador, del cable que va del excitador al amplificador de potencia y del amplificador excitador.

La red de adaptación que es un circuito π -L en la banda de 1,6 a 26 MHz, está formada por dos inductancias variables y un conmutador de banda mediante el cual pueden seleccionarse un determinado número de capacidades fijas. Cuando se trabaja en la banda de 405 a 525 kHz, la red se cambia mediante el conmutador de banda a un circuito en L en el que la bobina de carga se conecta entre ánodo y masa y la bobina de sintonía de MF entre ánodo y antena.

Todas las conmutaciones necesarias se realizan mediante un conmutador de banda accionado por un motor, cuya posición se controla automáticamente mediante la frecuencia seleccionada en el panel de control excitador.

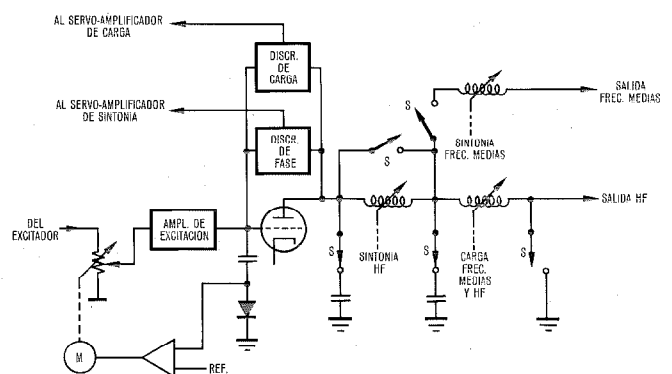


Fig. 4 Diagrama de bloques del amplificador de potencia ST 1610.

- M - servo motor
S - conmutador de banda
Ref - tensión de referencia
Discr - discriminador

Nota: En el ST1600 se han omitido los dos discriminadores y los motores que accionan las tres inductancias variables.

Puesto que la conmutación de banda y el ajuste de nivel de excitación se realizan también de forma automática en el ST 1600, solo la sintonía y la carga necesitan ser accionadas en esa versión del transmisor. En el caso del ST 1610, las bobinas de carga y de sintonía son accionadas mediante servo-sistemas que realizan los ajustes necesarios en las tres etapas siguientes: Primero, como en el ST 1600, el conmutador de banda gira a una posición correspondiente a la frecuencia seleccionada y el servo de nivel de excitación ajusta el nivel de entrada al valor correcto. Mientras tanto, las inductancias de carga y de sintonía se colocan en sus posiciones de partida, que en el caso del elemento de sintonía se corresponde con la inductancia máxima y en el caso del elemento de carga con un valor predeterminado que depende de las características de la antena.

Después de esto, la entrada del servo amplificador de sintonía se conmuta a un discriminador de fase que detecta la diferencia de fase entre las tensiones de rejilla y de ánodo. La red de adaptación está correctamente ajustada cuando estas dos tensiones están desfasadas 180° . Cuando esto sucede, la tensión de salida o señal de error procedente del discriminador es nula. Pero éste no es el caso en este momento del proceso de sintonía y, por tanto, el motor comienza a girar la bobina de sintonía hasta que se alcanza dicha sintonía. La red adaptadora está ahora en resonancia pero la impedancia de entrada no es correcta y en consecuencia la inductancia de la bobina de carga debe ajustarse. Un criterio de impedancia de carga correcta es cuando la ganancia del amplificador es igual a un valor predeterminado. Este método se emplea en el ST 1610. El factor de ganancia se calcula comparando la magnitud de las tensiones de rejilla y ánodo en un discriminador de carga, cuya tensión de error, durante las etapas tercera y final de la secuencia de sintonía, se lleva al servo-amplificador de carga, el cual sitúa en la posición correcta a la bobina de carga.

El proceso de sintonía se supervisa y controla mediante una lógica de sintonía y cuando el amplificador está correctamente sintonizado y cargado se enciende una lámpara de "dispuesto". Si el transmisor no está correctamente sintonizado se enciende una lámpara de "fallo".

Selector de antena

En barcos que superen las 1600 toneladas brutas debe existir a bordo un transmisor MF de reserva, además del transmisor principal. Por otra parte, existe el requisito de dos antenas, una principal y otra de reserva. Los dos transmisores deben ser capaces de funcionar con cualquiera de estas antenas. Con objeto de simplificar la instalación y funcionamiento, el dispositivo de conmutación necesario se ha integrado en el transmisor principal y se ha colocado en la parte superior del bastidor. Conecta la salida de la red adaptadora de ST 1600 ó ST 1610 a la antena principal o a la de reserva.

La salida del transmisor de reserva se aplica también a este selector de antena e igualmente puede con-

mutarse a la antena principal o a la de reserva. Además de la posibilidad de selección entre las dos antenas, los transmisores principal y de reserva pueden conmutarse a una carga artificial instalada en el bastidor del transmisor principal, o las dos antenas pueden ponerse a tierra o aislarse. En el equipo ST 1600, el selector de antena se actúa manualmente y en el ST 1610 está equipado con un motor que permite el control remoto.

Las antenas de a bordo tienen frecuentemente una baja capacidad en MF. Con los equipos ST 1600 y ST 1610 la potencia de salida en MF es alta, y por lo tanto las tensiones de pico en el selector de antena serán también elevadas. Mediante un diseño cuidadoso, el selector y el alimentador de antena pueden exponerse a una tensión de alta frecuencia de hasta, al menos, 25 kilovoltios sin riesgo de descarga disruptiva.

Suministro de energía

El equipo se alimenta de la red de CA trifásica. La unidad rectificadora de alta tensión es un rectificador de onda completa trifásico que entrega 2000 voltios de CC a los ánodos del amplificador final.

El suministro de baja tensión proporciona las tensiones estabilizadas y sin estabilizar de baja tensión. Todos los estabilizadores están protegidos contra cortocircuitos para evitar fallos secundarios cuando uno de éstos tiene lugar.

Servo-sistemas

En los servo-sistemas utilizados en el equipo ST 1610 para controlar las bobinas de sintonía y carga, se emplean motores y amplificadores de CC. En la figura 5 se muestra un diagrama de bloques simplificado. En lugar de alimentar el servo-motor con una tensión pura de CC, se utiliza una tensión de 50 Hz rectificada en media onda. La tensión de error procedente del discriminador, que es parte del bucle del servo, se amplifica en un amplificador push-pull de CC. Al amplificador se le aplica también una tensión de 50 Hz superpuesta a la tensión de CC. La salida push-pull del amplificador se conecta a las puertas de un par de tiristores. Dependiendo de la magnitud de la tensión de error, puede controlarse el tiempo de disparo del tiristor y, por

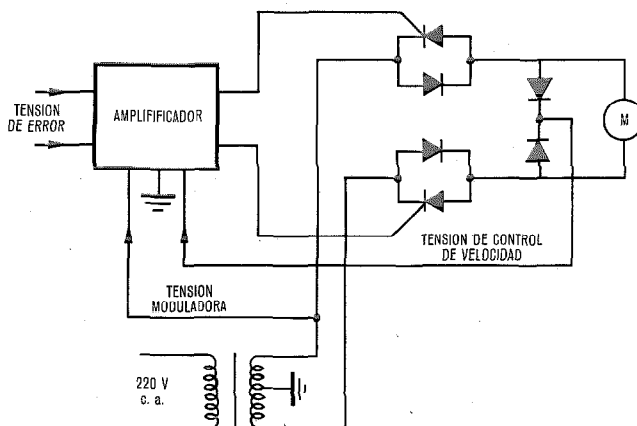


Fig. 5 Diagrama de bloques de un servo-amplificador.

tanto, puede variarse el ángulo de conducción. Cuando cambia la polaridad de la tensión de entrada de error, cambia también la polaridad de la tensión del servomotor de 50 ciclos rectificada de media onda. Cuando la tensión de entrada es cero, la tensión de 50 Hz inyectada hace que el amplificador produzca en el motor dos cortos impulsos, uno positivo y otro negativo a cada ciclo. Esto significa que el eje del motor, aunque en reposo, oscila ligeramente.

Este sistema tiene la ventaja de que la disipación de energía en el amplificador es muy pequeña. Las oscilaciones eliminan el efecto de fricción cuando la tensión de error está próxima a cero.

En un servo-sistema para esta aplicación es necesario disponer de una realimentación de tacómetro. El motor de CC utilizado actúa como un generador cuando gira sin tensión de excitación presente. Esto sucede más del 50 % del tiempo debido a que el motor se alimenta con una tensión de CA rectificada de media onda con un ángulo de conducción que varía de 180 a 0 grados. La tensión generada, que es proporcional a la velocidad del eje del motor, se utiliza para controlar la ganancia del amplificador y, por tanto, también la velocidad del motor, es decir, se produce de esta manera una realimentación de tacómetro.

Conclusión

Los equipos ST 1600 y ST 1610 representan los últimos pasos en la línea de SRT de transmisores de marina de alta potencia. Más de 1000 barcos importantes

en todo el mundo llevan actualmente transmisores diseñados por SRT, transmisores que han ganado excelente reputación, por su calidad y su alta fiabilidad. Subsistemas y componentes bien experimentados en generaciones anteriores, juntamente con nuevos circuitos y componentes que ofrecen una calidad mejorada y un funcionamiento simplificado, seguirán garantizando la satisfacción de las necesidades de los clientes por el mundo entero.

El equipo ST 1610 es de particular interés, ya que presenta una nueva generación de transmisores de marina de banda lateral única que ofrecen una sintonía automática total y que, por tanto, facilitan la máxima versatilidad en la planificación de las estaciones de radio. Además de la disposición convencional en la misma sala del operador de radio y del transmisor, el ST 1610 puede instalarse donde mejor convenga desde el punto de vista técnico, por lo que el operador de radio puede situarse en el lugar óptimo respecto a la organización de a bordo. Con las facilidades especiales adicionales de control remoto, el transmisor puede actuarse directamente desde el puente. Finalmente, el ST 1610 puede utilizarse en sistemas de comunicaciones automáticas tales como el sistema telex automático sueco Maritex.

Folke E. Bergström nació en Kilafors, Suecia, en 1929. En 1956 se graduó en Ingeniería Eléctrica en el Instituto Real de Tecnología de Estocolmo. Trabajó para Decca Radar and Navigator AB, de Suecia, hasta 1960 que ingresó en Standard Radio & Telefon AB, en Estocolmo. Se ha ocupado del desarrollo de equipos para radiocomunicaciones.

TEPES - Un sistema de generación de programas de prueba para circuitos digitales

TEPES es un sistema software con auxilio de ordenador que permite la generación de programas diagnósticos de prueba para circuitos digitales. Asimismo genera datos de diagnóstico para localización automática de faltas y será utilizado para la prueba de placas de circuito impreso y circuitos LSI.

E. MATTHIAS

G. C. MERZ

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania Federal

Introducción

Debido a la gran complejidad de los sistemas electrónicos digitales es hoy necesario extender el proceso de prueba a todas las fases de la fabricación. Especialmente han de ser completamente probadas unidades como las placas de circuito impreso antes de su integración en el sistema. Con esta finalidad, se verifica por medios eléctricos la conformidad entre el esquema del circuito y su realización. Esta verificación consiste principalmente en la estimulación de las entradas al circuito por secuencias de configuraciones de prueba, en la medición de las respuestas en las salidas y puntos de prueba y en la comparación de estas mediciones con respuestas "buenas" predeterminadas. El conjunto de las secuencias de configuraciones de prueba y de las respuestas "buenas" correspondientes, constituye el programa de pruebas.

Otro problema que se presenta en la prueba de una producción es el de localizar una falta que se ha detectado en el paso del programa de pruebas. Este procedimiento se denomina diagnóstico de faltas y puede ser automatizado parcialmente si se emplea un equipo de prueba controlado por ordenador y se dispone de datos de diagnóstico apropiados.

Le generación manual de programas de pruebas es una tarea muy monótona y para circuitos más complejos llega a ser impracticable. Los datos para diagnóstico automático no pueden, en manera alguna, ser elaborados manualmente. Por tales razones es necesario el auxilio del ordenador para generación de programas de prueba y de datos de diagnóstico.

Uno de los sistemas de software desarrollado para los fines expuestos es el TEPES, cuya estructura, principio de operación e intervención necesaria del usuario se describe seguidamente.

Examen de la estructura de TEPES

El sistema TEPES (TEst-Programm-Erzeugungs-System) consta de ocho módulos principales, realizando cada uno de ellos una tarea lógica autodelimitada con vistas al mejor mantenimiento del sistema. (Solamente la aplicación de series de módulos es, sin embargo, significativa para el usuario.) La figura 1 presenta el sistema completo con la interconexión lógica entre los módulos. Las transferencias internas de datos y de ficheros se han omitido para mejor inteligibilidad. En la tabla 1 se presenta el proceso, entrada del usuario y salida al usuario para cada uno de los módulos.

Contribución del usuario a la operación del sistema

El organigrama de la figura 2 indica la secuencia de acciones a realizar por el usuario para la generación de un programa de pruebas por medio del sistema TEPES.

La estructura del circuito a probar se describe de dos modos diferentes: lista de nodos y lista de componentes (véanse detalles en el párrafo "Datos de entrada y salida"). Estos datos se perforan en tarjetas. Después de haber hecho entrar la descripción de la estructura, el usuario pasa el módulo de verificación estructural (EIN) y corrige los datos de entrada según los mensajes de error que obtenga a la salida de EIN.

Corregida ya la estructura de la red, el usuario hace pasar una serie de módulos de programas para la preparación interna de datos y la generación de configuraciones de prueba, no siendo necesaria más supervisión.

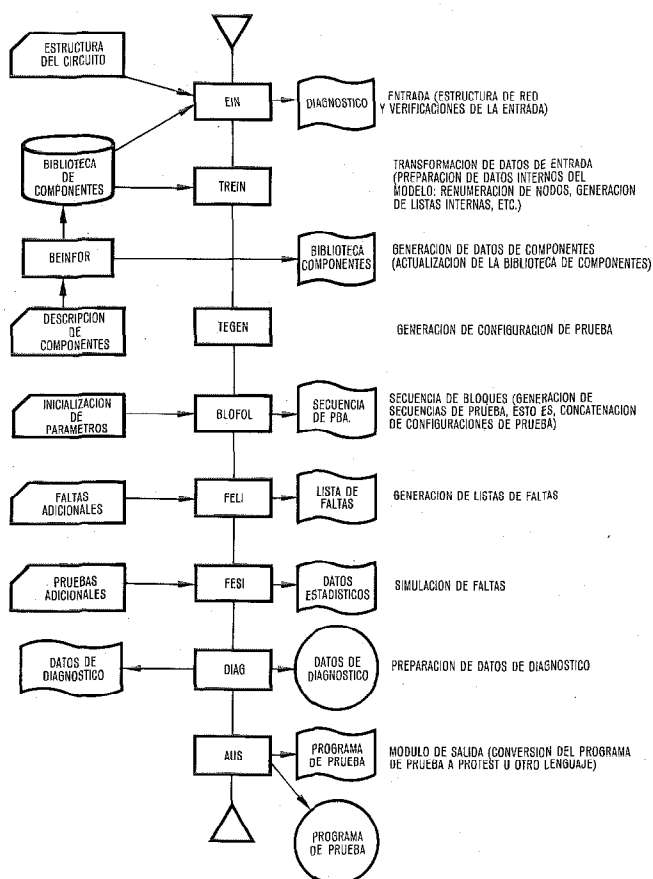


Fig. 1 Sistema TEPES completo (diagrama de bloques).

Tabla 1 - Entrada, proceso y salida para el usuario de los módulos TEPES.

Nombre del módulo	Proceso	Entrada del usuario	Salida al usuario
EIN	Aceptación y verificación de los datos de estructura de red facilitados por el usuario	Estructura de red en tarjetas (dos descripciones diferentes)	Diagnóstico (errores de lógica y sintaxis)
TREIN	Generación de un modelo de red interno utilizando datos de la biblioteca de componentes que forma parte del sistema	Ninguna	Ninguna
BEINFOR*	Programa de utilidad para actualizar la biblioteca de componentes	Datos de componentes	Biblioteca de componentes (listado)
TEGEN	Generación de configuraciones de prueba para faltas persistentes en lógica combinacional, secuencial síncrona o asíncrona. (Sensibilización de caminos por cálculo de diferencias de Boole)	Ninguna	Ninguna
BLOFOL	Concatenación de configuraciones de prueba en secuencia de prueba. Este módulo sólo es necesario para circuitos secuenciales: circuitos con biestables, contadores, etc.	Parámetros, secuencia de inicialización (opcional)	Secuencia de prueba, configuraciones de prueba que no se pudo concatenar
FELI	Generación de lista de faltas. La lista de faltas comprende: — faltas persistentes en todos los terminales de componentes, entradas y salidas de circuito, — cortos entre terminales de componentes adyacentes. Faltas con efectos idénticos se combinan en categorías.	Ninguna	Lista de faltas
FESI	Simulación de faltas (paso único). Se determinan respuestas para red libre de faltas y efectos de todas las faltas.	Pruebas adicionales (opcional)	Diccionario de faltas completo (opcional). Datos estadísticos. Faltas no detectadas (listado).
DIAG	Redacción de un diccionario de faltas completo y su reformatación adecuada al diagnóstico automático a realizar en el equipo en prueba. Generación de datos para diagnóstico interactivo (sondeo dirigido)	Ninguna	Datos de diagnóstico (en listado y cinta magnética)
AUS	Compilación del programa de prueba en un lenguaje dado (por ejemplo PROTEST) a partir de las secuencias de prueba generadas y de las respuestas correspondientes	Datos del equipo en prueba	Programa de prueba (en listado y cinta magnética o de papel)

* La biblioteca de componentes está mantenida por el personal de proyecto del sistema.

En el caso de circuitos secuenciales tal intervención es deseable para reducir el tiempo de paso del módulo de concatenación (BLOFOL). Cada vez que se pasa dicho módulo deberá limitarse su tiempo de operación por debajo de un cierto valor, definiendo ciertos parámetros (valores de falta disponibles). El usuario deberá asimismo definir a mano la secuencia básica de inicialización; ésta es una secuencia de configuraciones de entrada que lleva la red a un estado completamente definido, por ejemplo el impulso de reposición generalizado. A continuación hace pasar BLOFOL, que concatena automáticamente tantas configuraciones de prueba como sea posible, arrancando desde el estado inicial dado o desde un estado completamente desconocido.

Por último BLOFOL lista las configuraciones que no pudo concatenar y los estados de biestable que no pudieron obtenerse automáticamente con los parámetros dados pero que son necesarios para las configuraciones restantes. El usuario cambia entonces los parámetros adecuadamente o define una inicialización para los estados solicitados, arrancando de nuevo el módulo BLOFOL.

Se considera que la manera más ventajosa de generar secuencias de prueba a partir de configuraciones generadas automáticamente, es contar con la participación del usuario; en efecto, aunque la mayor parte del trabajo sea realizado por el programa, la inicialización, que consumiría un largo tiempo al mismo, puede ser facilitada por el usuario, que normalmente la determina en pocos minutos consultando el esquema del circuito.

Después de haberse completado las secuencias de configuraciones de prueba, se pasan una serie de módulos de programa para generar listas de faltas y simulación de faltas. Hay que tener en cuenta que el programa de prueba se genera solamente para faltas persistentes, ya que la mayoría de faltas por cortocircuito se detectan asimismo por este programa (normalmente más del 90 %). No obstante lo anterior, en el módulo de simulación de faltas se consideran cortocircuitos además de las faltas persistentes, y por ello se determina el porcentaje de faltas detectadas (incluyendo cortos) y se obtiene una lista de las faltas no detectadas.

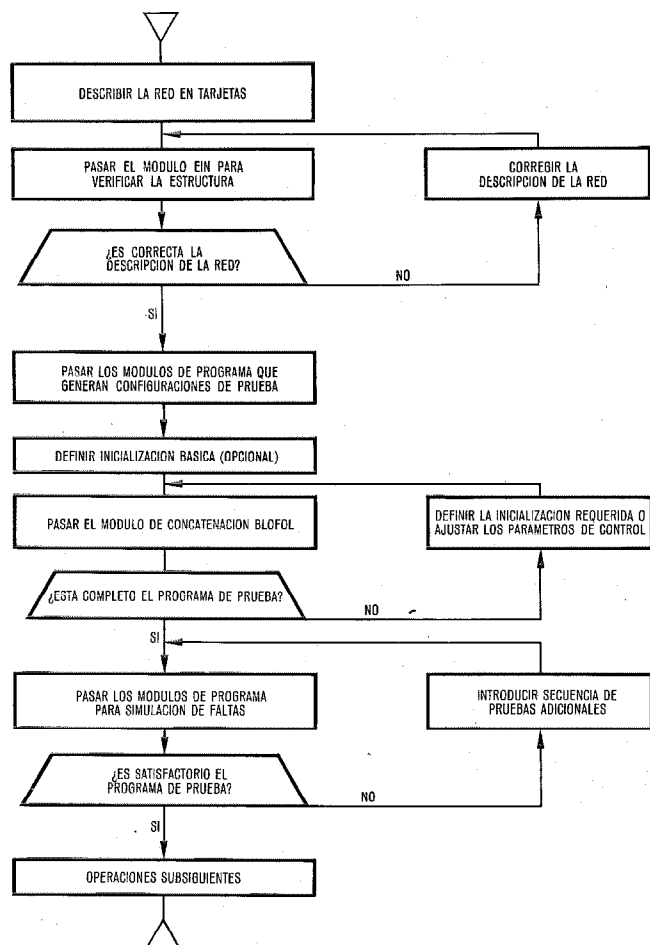


Fig. 2 Contribución del usuario a la generación de un programa de prueba con ayuda de ordenador en TEPES (para circuitos secuenciales).

Datos de entrada y salida

Descripción de los datos de entrada a la red

Esta descripción comprende las siguientes listas:

- a) Lista de todas las entradas, salidas, entradas de reloj, nodos de realimentación (números de los nodos y números de los correspondientes terminales de conector)

- b) *Lista de componentes*, que se formata de la manera siguiente:

Nombre del comp.	Nº del comp.	Lista de nodos conectados al comp.
...	...	...
...	...	...

- c) *Lista de nodos*, que contiene los datos inversos:
- | Nº del nodo | Tipo de nodo | Lista de nums. de terminales de comp. conectados al nodo |
|-------------|--------------|--|
| ... | ... | ... |
| ... | ... | ... |

- d) *Lista de elementos de retardo*:

Núm. de nodo	Núm. de nodo	...
Retardo	Retardo	...

(Nº de nodos de salida de elementos de retardo y los correspondientes tiempos de retardo en unidades de tiempo.)

Todos los componentes que no se mencionan en esta lista se supone que introducen un retardo igual a la unidad.

Datos de salida

- a) *Lista de faltas*

El módulo que genera automáticamente la lista de faltas, define los siguientes tipos de falta:

- 1 - Terminal de entrada de componente abierto.
- 2 - Terminal de salida de componente abierto o cortocircuitado a batería o a tierra.
- 3 - Terminal de entrada de conector abierto o en corto a batería o tierra.
- 4 - Terminal de salida de conector abierto.
- 5 - Ausencia de componente o de batería o tierra por componente.
- 6 - Cortos entre terminales de componente adyacentes.

Si faltas de los tipos 1) a 4) no pudieran en principio distinguirse, se las combina en categorías de falta. Las faltas de los tipos 1) a 6) junto a las faltas de cortocircuito definidas por el usuario, constituyen la lista de faltas, en la cual las faltas están localizadas mediante su correspondiente número de componente y de terminal o por el nombre de terminal de conector, en su caso.

- b) *Lista de sondeo*

Esta lista contiene los niveles lógicos "buenos" de todos los nodos de la red durante un ciclo de prueba completo. En ella se consideran los nodos que son accesibles por sonda, con objeto de poder recorrer un camino defectuoso. Los niveles lógicos utilizados en la lista son: 0, 1 y X (X equivale a desconocido, no definido).

- c) *Datos estadísticos*

Se facilitan los datos siguientes:

- Porcentaje de faltas persistentes detectadas.
- Lista de faltas persistentes no detectadas (normalmente imposibles de detectar).
- Porcentaje de cortocircuitos detectado.
- Lista de cortocircuitos no detectados.
- Porcentaje de faltas detectadas en relación con el número total de faltas.

- d) *Programa de pruebas*

El programa de prueba compilado por la rutina de salida se prepara en el lenguaje de pruebas correspondiente al equipo GR 1790, o bien en el lenguaje general de pruebas PROTEST. La salida del programa de pruebas puede efectuarse sobre listado de impresora o sobre un medio soporte adecuado (por ejemplo, cinta perforada o cinta magnética que se carga directamente en el equipo de pruebas).

- e) *Diccionario de faltas*

Este diccionario contiene la "huella" de cada una de las faltas incluídas en la lista de faltas anteriormente mencionada. Dicha huella consiste, para cada etapa de

la prueba, en una serie de números de terminales de salida en los que se ha originado una señal incorrecta que pueda contribuir a la localización de la falta.

Durante el proceso de diagnóstico automático la huella medida ha de ser comparada con todas las huellas que figuran en el diccionario de faltas viniendo la falta real determinada mediante un cálculo de la coincidencia más aproximada.

El diccionario de faltas se facilita sobre un soporte de datos apropiado (cinta magnética, por ejemplo).

f) Datos adicionales

Diversos resultados finales e intermedios que no se imprimen normalmente, pueden facilitarse a petición del usuario. Ejemplos son las configuraciones de prueba antes de su concatenación, lista de faltas detectadas adicionalmente para cada secuencia de la prueba, diccionario de localización de faltas, etc.

Aplicación a familias lógicas

El sistema TEPES ha sido diseñado primariamente para prueba de la producción de placas de circuito impreso que contienen componentes SSI o MSI en tecnología TTL. Existe una biblioteca de componentes apropiada, mantenida por la casa que ha diseñado el sistema.

El TEPES es asimismo aplicable a otros tipos de circuitos digitales (MOS, por ejemplo), si bien han de tenerse en cuenta las siguientes consideraciones:

- Los cortocircuitos se modelan suponiendo que un nivel lógico domina sobre el otro; esto no sucede en los circuitos MOS.
- Hay que fijarse especialmente en el tiempo de actuación de la memoria de ferrita y del ordenador, si se incluyen en el circuito grandes ROM (Read only Memory) o RAM (Random Access Memory).
- La lógica MOS dinámica solamente se podrá tratar después de una oportuna extensión de la programación del sistema, que se espera para finales de 1976.
- En caso de existir un generador de impulsos de reloj funcionando internamente en régimen libre, debe disponerse de un control exterior para prueba del reloj.
- La biblioteca de componentes se extenderá a componentes de tecnologías distintas a la TTL durante 1976/1977.

Ordenador utilizable y limitaciones de la extensión de la red

El TEPES se ha escrito en lenguaje PL/1, incluyendo algunas subrutinas en Assembler de IBM. Para manejo de ficheros se utiliza el DABAL (Data Bank Language) desarrollado en Standard Telephone Laboratories, Harlow. El sistema TEPES se utiliza con cualquier sistema IBM/360 con un mínimo de 256 kbytes de capacidad de memoria, bajo sistema operativo. En este caso la limitación de tamaño de red es aproxima-

damente 400 nodos de señal (cerca de 80 CI de tipo SSI). Utilizando un sistema VS (memoria virtual), o un volumen de almacenamiento en memoria de 1,5 Mbytes la magnitud máxima del circuito es de 2000 nodos de señal, es decir, unos 400 CI de tipo SSI.

Disponibilidad y empleo en la práctica

Desde mayo de 1975 se está utilizando prácticamente una serie de programas compuesta por los módulos EIN-TREIN-FELI-FESI-AUS (principalmente las rutinas de entrada y salida y el módulo de simulación de faltas), para la generación de programas de prueba de placas digitales de circuito impreso.

Las secuencias de prueba binarias generadas manualmente se verifican y evalúan, obteniéndose de ellas un programa de pruebas sin errores sobre cinta perforada, que puede cargarse directamente en el equipo de pruebas. Se ha impreso además un diccionario de faltas, organizado con vistas a facilitar la localización de las mismas. La simulación de faltas requiere de 0,5 a 3 segundos de tiempo de ordenador por cada etapa de la prueba (tabla 2). El valor exacto depende del tamaño y la complejidad del circuito que se prueba.

Tabla 2 - Tiempo de ordenador para simulación de faltas en un IBM 370 para tres placas típicas.

Número de CI	Número de ent./sal.	Biestables	Config. prueba	Horas de ingeniero	Tiempo de ordenador (seg.)
17	23/18	7	186	10	120
25	31/21	9	332	15	280
51	33/68	19	225	40	760

Las rutinas de salida para la preparación de datos de diagnóstico, empleados en localización automática de faltas o con interacción del usuario, están disponibles. Para la evaluación de estos datos se requiere un equipo de prueba controlado por ordenador con hardware y software apropiados. Se están actualmente llevando al departamento de pruebas de la fábrica los módulos de programa que generan las configuraciones de prueba y realizan su concatenación en secuencias.

Reconocimiento

El sistema TEPES ha sido desarrollado en el Centro de Investigación de SEL y está patrocinado por el Ministro de Investigación y Tecnología de la República Federal de Alemania. Los autores, sin embargo, asumen plena responsabilidad en cuanto al contenido de este trabajo. Desean asimismo agradecer su valiosa cooperación y constructivas apreciaciones a sus colegas de SEL, Dr. H. Rohrbacher, quien desarrolló el algoritmo de concatenación para generación de pruebas de circuitos secuenciales, y Sres. M. Keul, U. Klasmeier, G. Klipp y G. Martin, que se encargaron de la programación.

Apéndice

Método utilizado en TEPES para generación de pruebas y simulación de faltas

Generación de pruebas

Consiste esta generación en dos procesos: generación de configuraciones de prueba y concatenación de estas configuraciones en secuencias de pruebas.

La generación de configuraciones de prueba está basada en el método de diferencias de Boole [1], el cual es un cálculo algebraico apropiado para deducir configuraciones de prueba a partir de la función lógica del circuito. Esta función se representa en el programa mediante una lista de términos conjuntivos de la función y de su inversa en cada salida. Se generan todos los términos para el valor "1" de la función, así como para el valor "0". En la tabla 3 se presenta un ejemplo de función relativamente sencilla, en la que la variable de salida Z depende de las entradas A, B, C, D, E . "X" significa "no definido, no influye".

Tabla 3 - Ejemplo de función con la variable de salida Z .
(Por ejemplo, la línea 1 significa: $Z = 1$ para $A = 0$ y $E = 1$, B, C y D pueden tener cualquier valor.)

A	B	C	D	E	Z
0	X	X	X	1	1
X	0	X	X	1	1
X	1	1	X	X	1
X	X	0	1	X	1
X	X	X	1	0	1
1	1	0	0	X	0
X	0	X	0	0	0
X	X	0	0	0	0

Dados los términos de la función para Z y $\bar{Z}$, puede generarse un término de la Diferencia de Boole con respecto a una entrada, A por ejemplo, haciendo la interacción de un término Z y otro $\bar{Z}$, tales que tengan valores contradictorios solamente para la entrada A (véase el ejemplo de la tabla 4). La regla de intersección viene definida por la matriz de la tabla 5.

El símbolo D puede tomar los valores 0 ó 1, pero este valor ha de mantenerse para todos los D que figuren en el término considerado. $\bar{D}$ denota el complemento del valor asignado a D .

El término resultante de la Diferencia de Boole comprende dos configuraciones de prueba, que se deducen de él sustituyendo $\bar{D}$ por 0 y por 1 en la entrada A . Un "0" en A produce un "1" en Z , y viceversa. Así, pues, las letras $\bar{D}$ y D en A y Z indican que un camino "sensibilizado" une A con Z , es decir, que un cambio de señal en A lleva consigo un cambio opuesto de la señal en Z . Por lo tanto, si se aplican a la entrada A las señales 0 y 1 sucesivamente, el camino queda probado por completo. El término de Diferencia ($D1001$) de la tabla 4 genera las configuraciones (01001) y (11001).

Tabla 4 - Generación de la diferencia de Boole con respecto a la entrada A .

A	B	C	D	E	Z
0	X	X	X	1	1
1	1	0	0	X	0
$\bar{D}$	1	0	0	1	D

Tabla 5 - Regla de intersección para la generación de diferencias de Boole.

término 1 \ término 2	0	1	X
0	0	D	0
1	$\bar{D}$	1	1
X	0	1	X

De este modo se determinan todas las configuraciones de prueba que sensibilizan todos los caminos posibles entre entradas y salidas. El juego de configuraciones resultantes puede ser muy voluminoso, ya que incluye redundancias que han de ser eliminadas. En efecto, muchos de ellos son superponibles, por lo que el número de configuraciones puede reducirse drásticamente sin pérdida de información. Después de la reducción, pues, la mayoría de las configuraciones prueban más de un camino. En la tabla 6 se muestra la lista reducida de configuraciones de prueba que resulta para la función contenida en la tabla 3.

Tabla 6 - Lista reducida de configuraciones de prueba para la función de la tabla 3.

A	B	C	D	E	Z
0	1	0	0	1	1
1	1	0	0	1	0
1	0	0	0	1	1
1	1	1	0	0	1
0	0	1	0	0	1
1	1	0	1	0	1

El método de generación de configuraciones de prueba descrito, basado en el cálculo de Diferencias de Boole, es también aplicable a un camino que contenga un elemento almacenador, tal como un biestable [2]. En este caso está implicada una transición de estado y las señales de entrada han de ser definidas para ambos estados: el "viejo" (antes de la transición) y el "nuevo" estado. En la tabla 7 se presenta un ejemplo de un par

Tabla 7 - Ejemplo de un par de configuraciones de prueba para un camino que incluye un elemento almacenador.

A	B	C	D	Z
$t_n \rightarrow 0$	D	1	0	0
$t_{n+1} \rightarrow 1$	X	X	0	D

} transición ($t_n \rightarrow t_{n+1}$
por ejemplo, reloj)

de configuraciones de prueba "secuenciales". Según los valores de señal indicados (como ejemplo, se ha definido la tabla Z en 0 en el estado "viejo"), una señal 0 (1) en la entrada B durante el estado "viejo" producirá una señal 0 (1) en la salida Z al llegar el "nuevo" estado. Podemos decir que el camino de B a Z está sensibilizado "a través" de una transición.

Las configuraciones de prueba secuenciales tienen que concatenarse en secuencias de prueba. Ello es necesario por dos motivos: primeramente, los elementos de almacenamiento (biestables, por ejemplo) han de ser colocados en el estado exigido para la prueba (estado viejo), y en segundo lugar, si varios elementos de almacenamiento están situados sucesivamente en el camino, éste ha de ser sensibilizado para diversas transiciones (períodos de reloj). La concatenación se realiza de tal manera que los estados de biestable que resultan de una etapa de la prueba son los estados iniciales ("viejos") para la etapa siguiente. Al principio de todo se supone que la red está, bien en un estado totalmente indefinido, o bien en un estado inicial que ha de ser definido por el usuario (que puede ser obtenido, por ejemplo, por una señal general de reposición). Para el proceso de concatenación se necesita una simulación hacia atrás y hacia adelante para definir sucesivamente estados desconocidos.

Simulación de faltas

Un método de simulación de faltas bien conocido es el normal en circuitos digitales, introduciendo una falta tras de otra en la descripción de la estructura del circuito. Evidentemente, la inserción de faltas se realiza automáticamente si se toman las faltas de una lista definida previamente. Este procedimiento consume mucho tiempo de ordenador, incluso si se simulan cierto número de faltas en paralelo.

En el sistema TEPES se ha escogido un método para simulación de faltas con paso único propuesto por Armstrong [3]. Se llama "método deductivo de simulación de faltas" y está basado en sencillas operaciones de conjuntos. Sólo se necesita un paso de simulación para calcular las señales "buenas" y los conjuntos de faltas relacionadas con cada señal. Cada una de las faltas del conjunto cambia la señal correspondiente a su valor opuesto.

En circuitos que contengan más de unos 20 CI los costos de ordenador totales son menores utilizando el método de Armstrong que el de simulación de faltas en paralelo.

El método deductivo se describe a continuación brevemente, con ayuda de la figura 3, que muestra una puerta Y como parte de un circuito. A cada una de las señales (a, b, c, z) se asigna un conjunto de faltas (A, B, C, Z). Cualquier falta del conjunto A cambia la señal "a" a su valor opuesto, y así las demás. Los conjuntos de faltas A, B y C han resultado de cálculos previos. Hay que determinar ahora la señal "z" y su conjunto de faltas asociado Z. Ello se realiza de una sola vez comparando las señales de entrada (100) con la función lógica del elemento considerado. El resul-

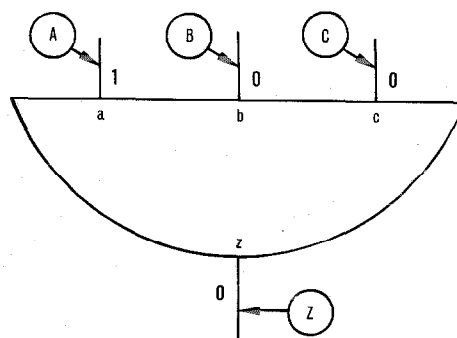


Fig. 3 Puerta "Y" como ejemplo para la descripción del método de simulación de faltas.

a, b, c, z = señales de entrada/salida
A, B, C, Z = conjuntos de faltas.

tado es $z = 0$, pudiendo únicamente cambiar "z" si "a" permanece invariable y cambian tanto "b" como "c". Si consideramos faltas individuales, para cambiar el estado de "z" se necesita que una falta esté incluida tanto en B como en C, pero no debe estar incluida en A. Además de lo anterior, una falta persistente del terminal de salida "z" puesto a "1", cambiará también la señal de "z" y por consiguiente ha de ser sumado lógicamente a Z.

Formulando esta interdependencia en símbolos operativos, obtenemos

$$Z = \bar{A} \cap B \cap C \cup \{z/s - a - 1\}$$

Este procedimiento se aplica a todos los componentes del circuito avanzando desde las entradas a las salidas, obteniéndose un subconjunto de faltas para cada etapa de la prueba y para cada terminal de salida. Cualquier falta de este subconjunto causa, en la etapa de prueba considerada, una señal de error en el terminal de salida correspondiente. Los subconjuntos de faltas constituyen el material de base para el diccionario de faltas.

Referencias

- [1] A. C. L. Chiang, I. S. Reed y A. V. Banes: Path Sensitization; Partial Boolean Difference and Automated Fault Diagnosis; IEEE Trans. Comp. C-21 (1972), 1, pág. 189.
- [2] M. Y. Hsiao y D. K. Chia: Boolean Difference for Fault Detection in Asynchronous Sequential Machines; IEEE Trans. Comp. C-20 (1971), 11, pág. 1356.
- [3] D. B. Armstrong: A Deductive Method for Simulating Faults in Logic Circuits; IEEE Trans. Comp. C-21 (1972), 5, pág. 464.

Eckart Matthias nació en 1939 en Berlín. En 1965 se diplomó en Comunicaciones Eléctricas en la Technische Hochschule de Darmstadt, Alemania, ingresando seguidamente en Standard Elektrik Lorenz AG (SEL), donde se dedicó a diseño de circuitos analógicos y digitales. Desde 1968 a 1972, el Sr. Matthias investigó en el campo del magnetismo en la Universidad de Karlsruhe y recibió el grado de Dr. Ing. en 1972. En septiembre de 1972 volvió a SEL y desde entonces se ha dedicado a la generación de programas de prueba por ordenador y al diagnóstico de faltas.

Gerhard C. Merz nació en Rommelshausen, cerca de Stuttgart, en la República Federal de Alemania, en 1926. Se diplomó en Físicas en 1955 en la Technische Hochschule de Stuttgart, ingresando en el mismo año en SEL, donde trabajó durante 13 años en el desarrollo de la conmutación electrónica. En 1968 entró en el Laboratorio Central de SEL. Desde 1973 se dedica a proyectos CAD y es ahora jefe del departamento de aplicación de ordenadores en el Centro de Investigación de SEL.

Optimización de redes de estructura jerárquica con horas cargadas no coincidentes

Se describe un método para la optimización económica de redes telefónicas organizadas jerárquicamente con enca-minamientos alternativos y horas cargadas no coincidentes. Este método es una generalización de otro también desarrollado en el Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica, S.A., que se aplica a redes con horas de carga coincidentes. Este método se ha concebido para su realización en un procesador el cual ha demostrado ser una herramienta de incalculable valor en la resolución de los problemas de planificación de redes de telecomuni-cación.

P. A. CABALLERO GALLEGO

Centro de Investigación ITT de Standard Electrica, S.A.

Introducción

El trabajo "Optimización de la red nacional de en-laces" [1] describe un método que usa un procesador para dimensionar redes telefónicas con estructura jerár-quica. Una de las principales hipótesis básicas del mé-todo es que el dimensionado se hace para cifras de trá-fico correspondientes a una sola hora cargada de la red, suponiendo coincidencia de todas las horas carga-das del tráfico ofrecido entre cualquier par de centra-les de la red.

Es un hecho que en ciertos casos no puede suponerse esta coincidencia. Ejemplos de estos casos se presentan en redes de países de gran extensión geográfica, o en redes internacionales. Aquí el problema es hallar un método que conduzca a las dimensiones más econó-micas de red con estructura jerárquica y horas cargadas no coincidentes.

El presente trabajo se basa en un artículo presen-tado en el 7º Congreso Internacional de Teletráfico de Estocolmo, 1973 [2], que proponía un método de di-mensionado de redes con horas cargadas no coinciden-tes. El método se desarrolló para su realización con procesador. Es una generalización del método actual-mente seguido en el programa de Optimización de Re-des Nacionales de Enlaces, también mediante ordena-dor, que lleva funcionando siete años. Aunque de este método todavía no se ha realizado el programa, el mé-todo en el que se basa ya ha probado su eficacia al aplicarle el programa.

El problema

Antes de entrar en el problema vamos a revisar cier-tos conceptos básicos e hipótesis de partida utilizadas para la definición del problema, tales como definición de la red, hipótesis de tráfico, calidad de servicio y costes.

Definición de la red

En la figura 1 se presenta esquemáticamente una red con estructura jerárquica. Se verá que la red tiene dos niveles. Únicamente se representan las rutas finales. En general una red jerárquica tendrá en funcionamiento no solamente las rutas finales mostradas en la figura, sino también otras directas principales a las que se ofrece el tráfico en primer lugar, en segundo, etc., antes que el tráfico de desbordamiento alcance las rutas fina-

les. Estas rutas directas o de alto uso se abren cuando lo dicta la economía.

El principio de tráfico más generalmente aceptado que gobierna las diferentes elecciones a medida que el tráfico progresa hacia su destino, es el conocido como la ley "de arriba a abajo" o "de lejos a cerca". La fi-gura 2 da ejemplos de aplicación de esta ley a redes jerárquicas de dos y tres niveles. Las rutas finales se indican con líneas gruesas.

Hipótesis de tráfico

Los valores del tráfico se han definido mediante dos parámetros: media y varianza para tener en cuenta la mayor o menor dispersión del tráfico de desborda-miento. El empleo de la teoría de Wilkinson resolverá los dos problemas fundamentales del tráfico: el cálculo del número de enlaces de una ruta a la que se ofrece tráfico de naturaleza no puramente aleatoria para una congestión dada, y el cálculo del tráfico de desborda-miento de una ruta de número de enlaces conocido a la que se ofrece tráfico no puramente aleatorio.

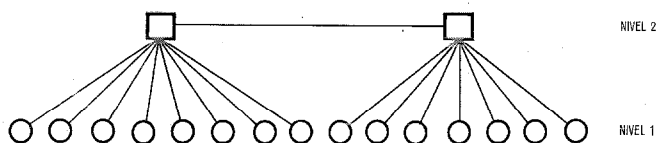


Fig. 1 Esquemático de una red jerárquica de dos niveles.

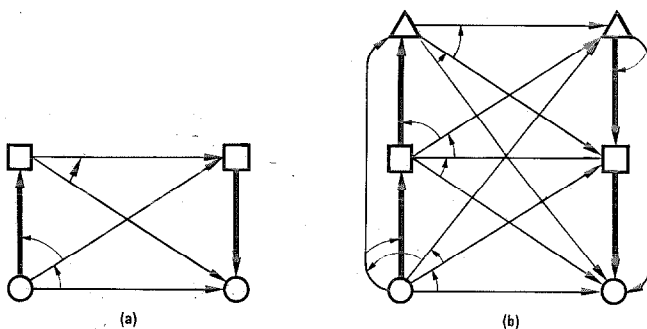


Fig. 2 Ley de encaminamiento del tráfico de desbordamiento.

- a) red de dos niveles
- b) red de tres niveles

Calidad de servicio de la red

Desde el punto de vista del tráfico se usan generalmente dos criterios para definir la calidad de servicio de la red: "bloqueo final de grupos de enlaces" y "bloqueo central a central".

Cualquiera de estos criterios puede usarse en el método propuesto. Cualquier ruta final se dimensionará con un número de circuitos de acuerdo con una especificación de tráfico perdido en su hora cargada y definido por cualquiera de los criterios anteriores.

Costes

Se tienen en cuenta los costes de los elementos telefónicos básicos que entran en juego, de transmisión y conmutación. Para simplificar la presentación del método, los costes (de transmisión y conmutación) se toman como funciones finales del número de enlaces en cada ruta.

Definición del problema

Una vez definida la estructura jerárquica de una red y las matrices de tráfico en instantes especificados entre centrales del mínimo nivel de la red, el problema es determinar la red de coste mínimo que satisfaga el grado de servicio exigido.

Método resolutorio

Casi todos los problemas de búsqueda de redes telefónicas de economía óptima que satisfaga una demanda dada, caen en la clase conocida en Investigación Operativa como problemas de programación no lineal. Esta clase de problemas puede presentarse en los siguientes términos: encontrar los valores de un grupo de variables independientes x_i que hacen mínima la función de coste $C(x_i)$, con un cierto número de condiciones para x_i del tipo $g_j(x_i) \leq 0$. Las funciones $C(x_i)$ y $g_j(x_i)$ son, algunas por lo menos, funciones no lineales. El problema que estamos discutiendo puede expresarse en términos de un problema de programación no lineal. Una vez que se ha formulado en estos términos, se debe definir un algoritmo de optimización para obtener la economía óptima. Un algoritmo de gran eficacia para resolver el presente problema es el del gradiente, combinado con el proceso de minimización de Fibonacci. La razón de esta elección es nuestra experiencia en el empleo de ese algoritmo para resolver el problema de optimización de una red telefónica de enlaces con estructura jerárquica, problema que es, de hecho, un caso especial del que ahora consideramos. El algoritmo del gradiente es una poderosa herramienta para resolver este último problema y de ahí que lo utilicemos en el caso que explicamos.

El algoritmo del gradiente

El algoritmo del gradiente es un procedimiento iterativo para resolver un problema de programación no lineal. Emplea la siguiente ecuación iterativa:

$$N^* = N - K \text{ grad } C(N)$$

en que N es el vector de las variables independientes en una cierta iteración y N^* es el nuevo vector de las variables independientes obtenidas después de una iteración. K es un parámetro a determinar en cada iteración de forma que N^* corresponda al mínimo de $C(N)$, si se hace un ensayo empezando en N y yendo en la dirección de grad $C(N)$. Se determina K por el procedimiento de Fibonacci.

La figura 3 ilustra gráficamente el algoritmo del gradiente para el caso de dos variables independientes. Se realiza una iteración empezando en un punto factible, por ejemplo $N(N_1, N_2)$. En este punto se calcula el gradiente de la función de coste. Buscando ahora en la dirección del vector gradiente se determina el punto $N^*(N_1^*, N_2^*)$ de forma que N^* corresponda al mínimo de la función de coste en la dirección investigada. Ya se ha dicho que una forma eficaz de hallar N^* es utilizar el procedimiento de Fibonacci.

La ecuación de optimización

La eficacia del algoritmo del gradiente para un proceso de optimización depende fundamentalmente de la complejidad del cálculo de vector gradiente. El algoritmo es tanto más eficaz cuanto más sencillo es el gradiente y cuando todas las componentes del vector gradiente con respecto a las variables independientes se expresan de la misma forma. Estas dos condiciones se satisfacen por las ecuaciones de optimización que hemos desarrollado.

Para dar algunas normas para obtener las ecuaciones de optimización, desarrollemos el caso más sencillo: una red de dos niveles con solamente dos posibilidades de envío de tráfico entre dos centrales de nivel mínimo (ruta directa y ruta final). La figura 4 presenta el elemento básico de una red de esta clase.

El coste de este elemento básico puede expresarse por:

$$C = c_1 N_1 + c_2 N_2 + c_3 N_3 \quad (1)$$

en que c_i es el coste unitario de la ruta i , y

$$N_2 = \max_t (N_2^t) \text{ y } N_3 = \max_t (N_3^t) \quad (2)$$

La condición de que la red satisface la necesaria calidad de servicio en todas las rutas finales en las peores condiciones de tráfico, se expresan por estas dos últimas ecuaciones. El número de enlaces N_2^t en la ruta

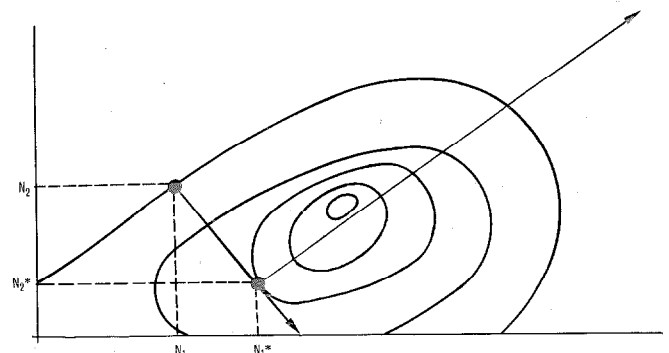


Fig. 3 Algoritmo del gradiente
 $N(N_1, N_2)$: punto inicial de la iteración
 $N^*(N_1^*, N_2^*)$: punto final de la iteración

final 2 que satisface el grado necesario de servicio en el instante t puede expresarse por:

$$N_2^t = N_2^t(M_2^t, V_2^t, m_{12}^t) \quad (3)$$

en que

$$M_2^t = m_r^t + m_1^t; V_2^t = v_r^t + v_1^t$$

M_2^t y V_2^t son la media y la variancia del tráfico ofrecido a la ruta 2. Una expresión análoga vale para la ruta 3. Los símbolos m_r^t, v_r^t, m_1^t y v_1^t definen el tráfico ofrecido por el resto de la red a las rutas 2 y 3 (media y variancia).

Nuestro problema es encontrar las componentes del vector gradiente de la función coste de la red relativa a N_1 . Esta componente puede expresarse así:

$$\frac{dC}{dN_1} = c_1 + c_2 \frac{dN_2}{dN_1} + c_3 \frac{dN_3}{dN_1} \quad (4)$$

En la referencia [2] se ve como convertir esta expresión en otra que sea más fácilmente adaptable a los cálculos y está tipificada para todas las rutas. Esta nueva expresión es:

$$\frac{dC}{dN_1} = c_1 + \sum_{i=2}^3 (\Phi_{M_i} \cdot G_{M_i} + \Phi_{V_i} \cdot G_{V_i}) \quad (5)$$

donde

$$\Phi_{M_i} = (\varphi_{M_i}^1, \varphi_{M_i}^2, \dots, \varphi_{M_i}^t, \dots)$$

$$\Phi_{V_i} = (\varphi_{V_i}^1, \varphi_{V_i}^2, \dots, \varphi_{V_i}^t, \dots)$$

y en donde los elementos son:

$$\varphi_{M_i}^t = c_i \frac{\partial}{\partial M_i^t} \left[\max_t (N_i^t) \right]$$

$$\varphi_{V_i}^t = c_i \frac{\partial}{\partial V_i^t} \left[\max_t (N_i^t) \right]$$

es decir son las derivadas de los costes de la ruta final i -ésima con respecto a la media y variancia del tráfico ofrecido en el instante t . Son nulas excepto la que corresponde al instante t^* en el que N_i^t es máxima.

G_{M_i} y G_{V_i} están definidas por:

$$G_{M_j} = \begin{pmatrix} g_{M_j}^1 \\ g_{M_j}^2 \\ \vdots \\ g_{M_j}^t \\ \vdots \end{pmatrix} \quad G_{V_j} = \begin{pmatrix} g_{V_j}^1 \\ g_{V_j}^2 \\ \vdots \\ g_{V_j}^t \\ \vdots \end{pmatrix} \quad (6)$$

cuyos elementos son:

$$g_{M_j}^t = \frac{\partial m_j^t}{\partial N_j^t}$$

$$g_{V_j}^t = \frac{\partial v_j^t}{\partial N_j^t};$$

o sea, las derivadas de la media y la variancia del tráfico de desbordamiento respecto al número de circuitos de la ruta j (la ruta considerada) para tráfico constante ofrecido a dicha ruta.

En el caso de una red con más de dos niveles y más de dos alternativas, la ecuación de optimización para

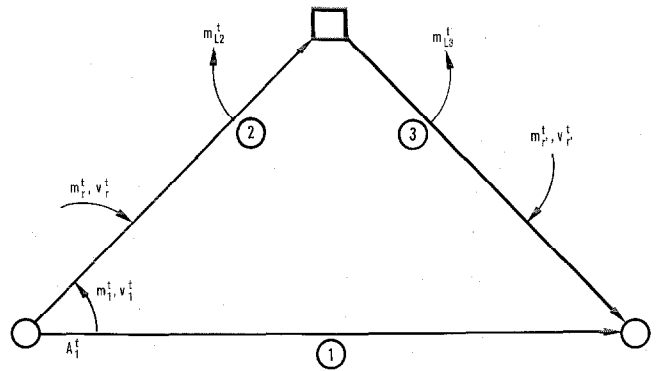


Fig. 4 Red con dos encaminamientos alternativos.

En el instante t :

A_1^t - tráfico ofrecido a la ruta 1

m_1^t, v_1^t - tráfico de desbordamiento (media y variancia) de la ruta 1

m_{12}^t, m_{13}^t - tráfico perdido admisible en las rutas 2 y 3

m_r^t, v_r^t } tráfico ofrecido (media y variancia) del resto de la red.

todas las rutas tiene una forma similar a la indicada antes. Mayor detalle puede encontrarse en [2].

Notas finales

El método descrito es especialmente adecuado para tratamiento con procesador. Como hemos visto, el proceso de minimización es completamente repetitivo por el hecho de que las componentes del vector gradiente tienen la misma forma.

Por sencillez de exposición los costes se han supuesto lineales con el número de enlaces. El método también se aplica al caso en el que los costes son no lineales; en este caso hay que introducir una sencilla modificación en la ecuación de optimización.

El método explicado es independiente del criterio de encaminamiento adoptado, que afectará únicamente a la secuencia de cálculo de los costes marginales.

Referencias

- [1] P. A. Caballero: Optimización de redes nacionales; Comunicaciones Eléctricas, volumen 46, N° 3, 1971, págs. 204—208.
- [2] P. A. Caballero y F. Díaz: Optimization of Networks of Hierarchical Structure with Noncoincident Busy Hours; Seventh International Teletraffic Congress, Estocolmo, 13—20 septiembre 1973, documento 421 (6 pág.).
- [3] R. I. Wilkinson, Theories for Toll Traffic Engineering in the U.S.A.; Bell System Technical Journal, marzo 1956, volumen 35, N° 2, págs. 421—514.

Pedro Antonio Caballero Gallego nació en Córdoba, España, en enero 1943. Obtuvo el título de Ingeniero Electromecánico en la Escuela Técnica Superior del ICAI en 1966. Consiguió una beca del Gobierno Francés para seguir cursos sobre automatización para postgraduados en la École Nationale Supérieure de l'Aéronautique en París. Obtuvo el grado de Maître ès Sciences en 1968. En 1971 alcanzó el grado de Doctor Ingeniero.

El Dr. Caballero trabajó en el Centre d'Études et Recherches en Automatique (París). Ingresó en el Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica, S.A. en 1968. Los pasados cinco años ha sido jefe del grupo que trabaja en automatización de planificación de redes. En la actualidad es también jefe adjunto de planificación de telecomunicación de la División de Planificación de Redes. En paralelo el Dr. Caballero es profesor numerario en la ETS del ICAI.

Un calibre de microteléfono

Introducción

Las dimensiones de un microteléfono deben ser capaces de acomodar un margen apreciable de dimensiones y formas de cabezas teniendo en cuenta que si se reduce la longitud del microteléfono, se tiende a mejorar la "transmisión" (ya que se acerca el micrófono a los labios), pero si se acorta demasiado, el usuario desplazará el auricular fuera de su posición correcta en el oído, dando lugar a una degradación de la "recepción". Igualmente es conveniente un diseño adecuado de la empuñadura del microteléfono, de forma que el usuario pueda mantenerle firmemente sujeto sin que sus dedos le opriman la mejilla. Para los diseños con el dial incluido en el microteléfono, no se requiere espacio para los dedos pero la forma debe todavía conformar los contornos de la cabeza humana, particularmente la mejilla.

Se han realizado medidas de las dimensiones principales de la cabeza [1, 2] pero los datos sin interpretación no son inmediatamente aplicables al diseño de un microteléfono. ITT trabaja en el diseño de un nuevo microteléfono y, para asegurar que los nuevos diseños serán conformes con las dimensiones principales de la cabeza, se decidió realizar un calibre de microteléfono, cuyo diseño se basó en las dimensiones de cabeza disponibles hasta la fecha. La importancia de este aspecto del diseño telefónico se comprende cuando se consideran las posibles pérdidas de ventas para la Administración por rechazo de un nuevo teléfono a causa de un microteléfono pobremente desarrollado. El conjunto más completo de medidas de cabeza de que se dispone es el obtenido por Bell Telephone Laboratories [2] en 1939 sobre 3889 individuos. A la vista de lo bien documentadas que están las 3889 medidas,

éstas se utilizaron como base para el diseño. Este conjunto de datos se utilizó también por el CCIF/CCITT en sus recomendaciones sobre la posición del labio al realizar medidas de equivalentes de referencia [3]. En nuestro caso, se utilizará un análisis estadístico más exacto de la información, como el adoptado por Richards [4], pero incluyendo además una definición matemática rigurosa de los parámetros principales.

Parámetros de cabeza principales

La relación entre la posición del oído y la boca humanos se define en función del desplazamiento en ángulo (α°) y la distancia (δ) del centro del labio C respecto al plano del auricular y del punto de referencia del oído Z según se muestra en la figura 1. La posición de C no es fija, naturalmente, entre los usuarios según se muestra en la figura 2, que es una representación gráfica de las 3889 medidas realizadas utilizando un calibre diseñado especialmente. El área de medidas se divide en un número de células y el número de cada

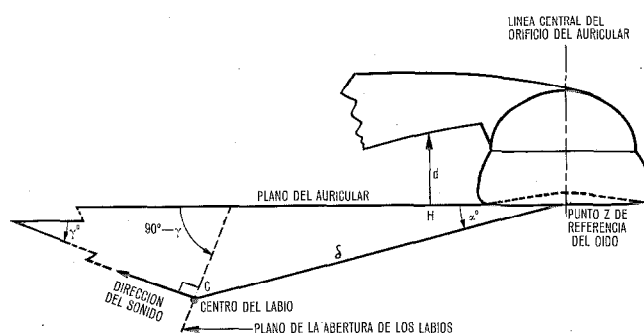


Fig. 1 Parámetros importantes de la cabeza en relación con el punto de referencia del oído.

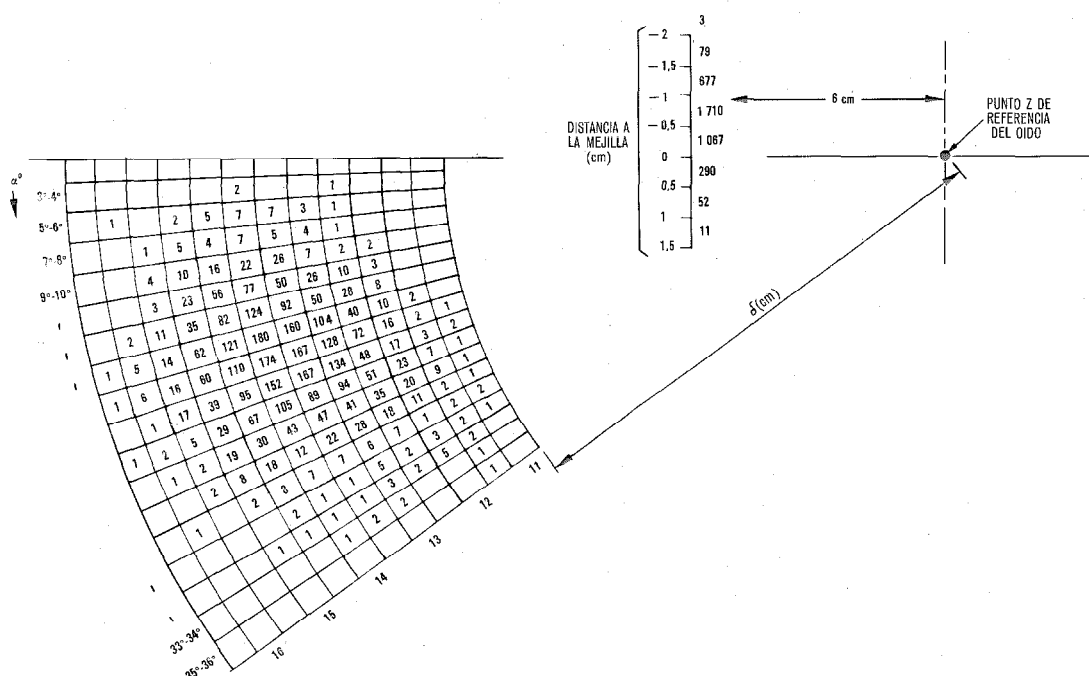


Fig. 2 Distribución de la información sobre medidas de cabeza (BSTJ, 1932).

célula indica el número correspondiente de posiciones de labios contenidos en ella. También es importante la distancia d entre la mejilla y el plano del auricular, medida a una distancia conveniente H desde el punto Z de referencia del oído. Esta medida, junto con las dimensiones significativas de los dedos, determina la mínima distancia d permitida, como en la figura 1. Las medidas de mejillas se incluyen también en la figura 2, en la que la distancia $HZ = 60$ mm. Debido al método utilizado, las medidas de la distancia de mejilla se realizaron con un ángulo de 5° respecto al plano del auricular; el error de suponer la medida vertical como en la figura 2 es despreciable y simplifica considerablemente la aplicación de la información.

Además del valor de α° y δ , se requiere un segundo ángulo γ para definir la dirección del sonido emitido desde la boca. El CCITT [3] define la dirección del sonido como la línea de intersección del plano medio de la cabeza de los usuarios con un plano imaginario que pasa por el centro de los oídos y la mitad de la boca. Una definición más precisa es la de considerar la línea que define γ° como la proyección vertical de la dirección del sonido (conversación) sobre el plano de simetría del microteléfono. En la práctica, sin embargo, los dos ángulos definidos anteriormente difieren solamente en unos pocos grados y, puesto que el sonido emitido por la boca se radia de forma prácticamente uniforme sobre un ángulo sólido amplio, una definición precisa de las direcciones es menos importante que una definición de los demás parámetros significativos. En nuestro caso, γ° se tomará de 18° .

Aplicación de los datos de medidas de cabeza

Una vez definidos los ángulos y distancias significativos, hay que interpretar la información de la figura 2 en función del diseño de un calibre de microteléfono adecuado. La información se puede representar mediante dos distribuciones, una angular (promediada sobre la distancia δ) y otra de distancia (promediada sobre un ángulo α°). Las medidas de estas distribuciones definen la posición de C (centro de los labios) como en la figura 3, en la cual la distancia media es $CZ = 137,1$ mm y el ángulo medio = $17,7^\circ$. Habiendo determinado la posición de C , tiene que representarse

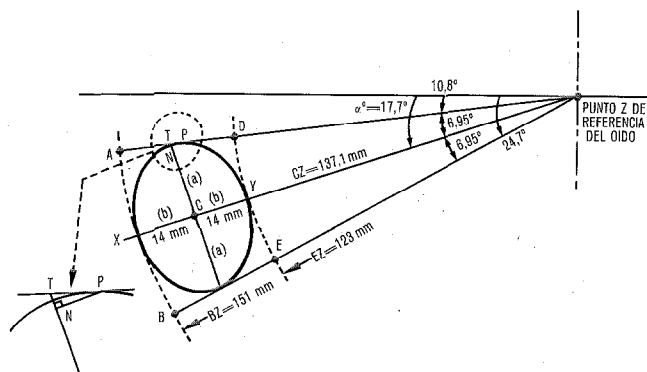


Fig. 3 Elipse del 80 % y relaciones geométricas para determinar la longitud del eje mayor ($= 2a$).

la distribución completa alrededor de C como en la figura 2. Richards [4] ha adoptado el método de definir una elipse que contiene, por ejemplo, el 80 % de las posiciones de los labios, la tangente de la cual excluye el 5 % de las posiciones de los labios. Esta es una aproximación razonable ya que, como en la figura 2, los casos próximos al borde son pocos (debido al tamaño de la muestra) y la distribución es de forma aproximadamente elíptica.

Definición de la elipse

En la figura 3, la elipse tiene su centro en C , cuyas coordenadas se obtuvieron anteriormente. Esta elipse es tangencial a los radios AZ (en P) y BZ , y a los arcos AB y DE (en X e Y respectivamente), límites que pueden obtenerse por interpolación de datos en la figura 2. Por ejemplo, la elipse de la figura 3 contiene 80 % de las posiciones de los labios y el radio AZ excluye el 5 %, es decir 5 % de 3889 (observaciones totales) = 194,5.

A partir de la figura 2, hasta $10,5^\circ$ (límite de la región $9^\circ - 10^\circ$) el número total de observaciones es 155 dejando 39,5 para interpolación. Por interpolación lineal hacia el margen siguiente de medidas el ángulo interpolado es $0,3^\circ$. Por lo tanto, el ángulo de rechazo del 5 % es $10,5^\circ + 0,3^\circ = 10,8^\circ$. Se puede realizar un cálculo similar para determinar que el ángulo subtendido por el radio BZ es $24,7^\circ$. Asimismo se pueden determinar las longitudes de los radios BZ y EZ por interpolación de los datos de distancias y estos valores son los incluidos en la figura 3. Debido a que las colas de las distribuciones angulares y de distancias están simétricamente dispuestas alrededor de la línea media, el centro C queda también a mitad de distancia entre los límites interpolados. Por lo tanto, la longitud del eje menor de la elipse $2b = 28$ mm. Sin embargo, la obtención del eje mayor $2a$ requiere la aplicación de las relaciones geométricas entre elipses y sus tangentes como sigue:

Para una elipse y sus tangentes se verifica en relación con la figura 3.

$$CN \cdot CT = a^2 \quad (1)$$

y

$$PN \cdot CZ = b^2. \quad (2)$$

Por tanto, de la ecuación (2)

$$PN = \frac{b^2}{CZ} = 1,43 \text{ mm}$$

y también

$$CT = 137,1 \text{ tg } 6,9^\circ = 16,59 \text{ mm.}$$

Por triángulos semejantes NT valdrá

$$NT = \frac{CT \cdot PN}{CZ} = 0,173 \text{ mm.}$$

De la ecuación (2) $a^2 = CT (CT - NT)$ que mediante sustitución de los valores anteriores da un valor para $a = 16,50$ mm. Por lo tanto, la longitud del eje mayor $2a = 33$ mm.

Los valores de $2a$ y $2b$, ejes mayor y menor, están dados en la tabla 1 para las elipses del 80 % (como en la Fig. 3), 60 % y 40 % junto con los límites angular y radial.

Tabla 1 – Propiedades geométricas de las elipses de 80 %, 60 % y 40 %.

Elipse	Eje (mm)		Límites radiales (mm)		Límites angulares	
	Mayor (2a)	Menor (2b)	Pequeño	Grande	Pequeño	Grande
80	33,0	28,0	12,3	15,1	10,8°	24,7°
60	25,4	21,4	12,6	14,8	12,4°	23,0°
40	21,0	17,6	12,8	14,6	13,3°	21,9°

En términos del diseño de un microteléfono, con la cápsula del auricular correctamente localizada en el punto Z de referencia del oído, el contorno de la cápsula microfónica (en perfil) debe ser tangencial a la elipse, teniendo en cuenta la dirección del sonido como en la figura 1. A este respecto, un buen objetivo de diseño sería que por lo menos el 95 % de los usuarios encontrasen el microteléfono aceptable (como en la elipse del 80 %). Las elipses del 60 % y del 40 % definen como límites de diseño aceptables al 90 % y 85 % de usuarios respectivamente.

El diseño

En la figura 4 el calibre resultante se muestra en su posición de medida. Se trata de una representación mecánica relativamente correcta de la elipse y su posición geométrica en relación con el punto de referencia del oído como en la figura 3. El punto de referencia del oído se centra sobre el auricular mediante un punzón que está provisto de un muelle de sujeción. La situación que se muestra en la figura corresponde a la elipse del 80 % (para el 95 % de los usuarios). Puede cambiarse fácilmente a las elipses del 60 % o del 40 % para determinar el porcentaje de rechazos de los diseños de microteléfono existentes que pueden quedar

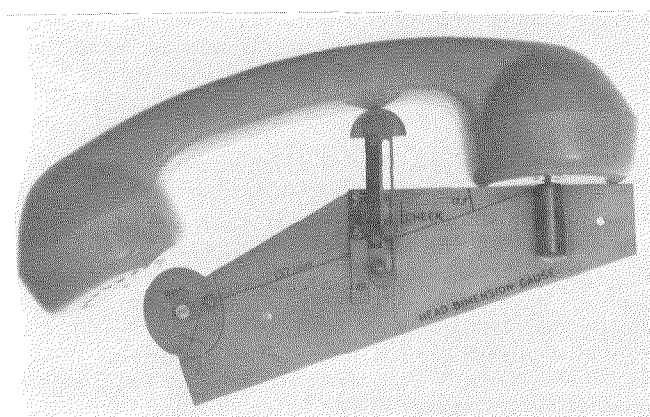


Fig. 4 El calibre de medida de microteléfonos en posición de medida para elipse del 80 %.

dentro de límite del 95 %. Como referencia, las tres elipses tienen grabado sobre su superficie el plano de abertura de labios AEN [5] junto con la dirección de los sonidos, como en la figura 1.

Se incluye también en el calibre un micrómetro indicador de la distancia a la mejilla para determinar, con referencia a la figura 1, la distancia d entre la zona por donde se sujeta el microteléfono y el plano del auricular, a 6 cm de distancia del punto de referencia del oído. Junto con la información de distancias a la mejilla de la figura 2 y de los datos antropométricos sobre dedos humanos [6], se puede utilizar esta información para establecer la distancia mínima requerida y comprobar, asimismo, los diseños de microteléfono existentes.

Por ejemplo, interpolando la información sobre mejillas de la figura 2, el 5 % de los usuarios deberían ser rechazados (para el diseño que no requiere espacio para los dedos como es el caso de los microteléfonos con dial incorporado) si la distancia d es 14,2 mm. Cuando es necesario dejar espacio para agarrar el microteléfono, rodeándole con los dedos, debe proporcionarse un espacio adicional de 23,6 mm (esto corresponde al 95 %). Con esto se llega a una distancia d total para el 5 % de rechazos de 14,2 mm + 23,6 mm = 37,8 mm.

G. Williams

Standard Telecommunication Laboratories,
Harlow, Reino Unido

Godfrey Williams es ingeniero de investigación "senior" en el laboratorio de STL para la evaluación de aparatos de abonado.

Referencias

- [1] D. L. Richards y K. M. Akester: Measurement of the Dimensions of Telephone Users Heads and of the Position in which a Handset is Held; British Post Office Engineering Department, Research Report n° 13 971, septiembre 1955, 11 págs.
- [2] W. C. Jones y A. H. Inglis: The Development of a Handset for Telephone Stations; Bell System Technical Journal, abril 1932, volumen 11, n° 2, págs. 245—263.
- [3] Comité Consultivo Internacional Telegráfico y Telefónico (CCITT): Medida de los equivalentes de referencia y de los equivalentes relativos, Recomendación P.72, Libro Rojo, Tomos V y V bis, Ginebra 1964, págs. 261.
- [4] D. L. Richards: Telecommunication by Speech; Londres, Butterworths, 1973, capítulo 5.1.2; Handset Dimensions, págs. 350—355.
- [5] International Telephone Consultative Committee (CCIF): Methods Proposed for the Determination of AEN (Articulation Rating) in Europe; Program of the 8th Series of Experiments of the CCIF Laboratory; Volume of Speech Sounds and Speaking Distance to be Used; Libro Amarillo, volumen 4, 1949, pág. 68.
- [6] H. T. E. Hertzberg, G. S. Daniels y E. Churchill: Anthropometry of Flying Personnel; Report no AAF WADC-TR-52-321, PB 111 583, septiembre 1954.

Nuevas realizaciones

Centrales télex METACONTA* 10 C.

En 1970 se presentó a los lectores de Comunicaciones Eléctricas (volumen 45, n° 2) la versión télex del sistema de conmutación semielectrónico controlado por ordenador, METACONTA* 10 C.

Desde esta fecha, se ha realizado un considerable trabajo y en la actualidad funcionan satisfactoriamente en diferentes países un buen número de centrales télex METACONTA 10 C. Otras centrales están en proceso de instalación o de pruebas de campo, y la cartera de pedidos de BTM (Bell Telephone Manufacturing Company) refleja numerosas ampliaciones y nuevas centrales para los próximos años.

El primer pedido consistió en una central de tránsito nacional e internacional para Bussum, Holanda, para dar servicio a 2000 líneas interurbanas. Fue puesta en servicio sin problemas durante la segunda mitad de 1972 y desde entonces ha ido ampliándose hasta su capacidad final de 6000 enlaces. Mientras tanto, se han integrado en el sistema una serie de facilidades adicionales, tales como llamadas multidireccionales y posiciones de operadora.

En 1975, se han puesto en servicio seis centrales terminales (aunque preparadas también para cursar tráfico de tránsito), de una capacidad inicial de 1000 o más abonados, en Holanda (Bussum, Amsterdam), Bélgica (Bruselas, Brujas, Kortrijk) y Noruega (Bergen).

Asimismo se han recibido pedidos para ampliar algunas de las centrales señaladas anteriormente, para nuevas centrales de 1000 y 1500 líneas, para una central principal de concentración y de un cierto número de concentradores de 500 líneas. Actualmente se están realizando preparativos para introducir en un futuro próximo mayores velocidades asincrónicas tanto en Holanda como en Bélgica.

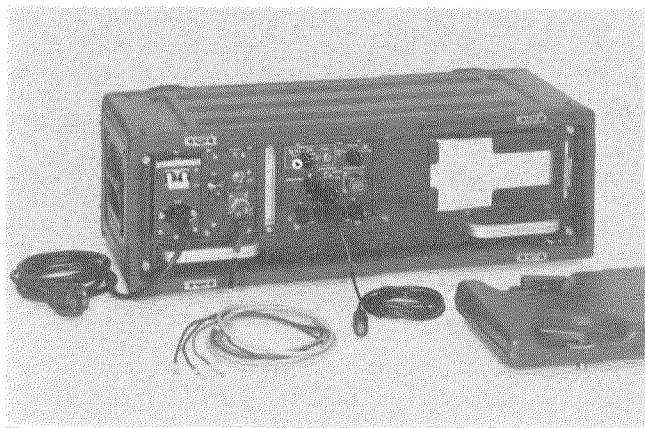
Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

Equipo de transmisión de datos de 2400 bit/s.

Tras haber ganado el correspondiente concurso, con fuerte competencia, SEL (Standard Elektrik Lorenz) suministró dos unidades prototipo de un modem de datos de 2400 bit/s a las Fuerzas Armadas alemanas para pruebas de campo. Este modem utiliza modulación diferencial de cuatro fases de acuerdo con las Recomendaciones V.26 y V.26 bis del CCITT y demodulación semicoherente. El equipo puede funcionar a 1200 bit/s y 2400 bit/s, o a la velocidad intermedia de 1800 bit/s.

El modem está montado en una caja portátil. Incluye un canal de supervisión que permite una transmisión asíncrona hasta de 75 bit/s. Además, está provisto de un dispositivo de respuesta de llamada automática de acuerdo con la documentación V.25 del CCITT y con una unidad de comunicación vocal.

* Marca registrada del sistema ITT.



Equipo de transmisión de datos a 2400 bit/s.

La unidad de comunicación vocal permite la comunicación sobre líneas alquiladas a 2 y 4 hilos, y genera la frecuencia de llamada, así como la frecuencia de timbre de CA para aparatos telefónicos.

La energía se obtiene de una batería de 24 V. Para funcionamiento con 220 V CA de red, está disponible una fuente de alimentación que convierte la tensión de red en 24 V CC.

Se dispone de tres unidades de conexión distintas, intercambiables, para su adaptación a diferentes vías de transmisión: para las líneas telefónicas automáticas de las Fuerzas Armadas, para los radio-canales de las Fuerzas Armadas y para las líneas del PTT.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal de Alemania

Sistema Telenote de escritura por teléfono.

Este sistema, que es ahora comercializado por STC (Standard Telephones and Cables) en el Reino Unido, permite la transmisión y recepción de información escrita o dibujada durante la conversación telefónica normal. Funciona con la red pública o local, con centralitas privadas, con enlaces directos, o a través de su propio circuito de cable.

La transmisión instantánea de material gráfico permite el intercambio de información impresa complicada durante una llamada telefónica normal o durante conferencias telefónicas múltiples. Otras aplicaciones pueden ser control de producción, pedidos de piezas de repuesto, pedidos por teléfono, registro en hoteles, y reservas de coches y billetes; de hecho, se puede utilizar dondequiera que posiciones auxiliares remotas o próximas necesiten rápidamente copias de información escrita.

Se dispone de tres unidades: transmisor de pequeño peso, receptor y un transmisor-receptor. La escritura y el dibujo se realizan por medio de un bolígrafo conectado a la unidad de transmisión por medio de un conductor flexible de poco peso. La unidad de recepción reproduce la información original utilizando otro bolígrafo que avanza y retrocede a lo largo de una barra horizontal que mueve el papel hacia arriba y hacia abajo.

Tanto el receptor como el transmisor-receptor tienen un peso de 8,6 kp y miden 312 mm de ancho, 417 mm de largo y 117 mm de alto. El transmisor mide 229 mm de ancho, 262 mm de largo y 64 mm de alto, y pesa 2,2 kp. Las únicas partes móviles son el mecanismo del bolígrafo receptor y el alimentador de papel, y no se necesita mantenimiento rutinario. La construcción modular facilita la reparación ya que los componentes de repuesto son fácilmente montados.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

Hamilton III: La primera central telefónica electrónica controlada por ordenador inaugurada en Bermudas.

Bermuda Telephone Company Ltd. (Bertelco), inauguró oficialmente el día 5 de julio de 1975 su primera central METACONTA* 10 C controlada por ordenador, Hamilton III, en presencia de Sir Edward Richards, Primer Ministro, Mr. J. A. Sharpe, Vice-Ministro y Ministro de Finanzas, Sir W. Cox, Presidente de Bertelco, Mr. J. D. M. Walker, Director General de Bertelco y Mr. F. Pepermans, Presidente de Bell Telephone Manufacturing Company (BTM).

La introducción del sistema electrónico METACONTA 10 C, abre una nueva era en la historia de las comunicaciones de Bermudas. La central combinada local-internacional, con una capacidad inicial de 6000 líneas y 1135 líneas interurbanas, ha sido diseñada, desarrollada y fabricada por BTM en Amberes.

Esta realización permite a Bermudas el acceso telefónico automático a todo el mundo y representa otro hito en las relaciones entre Bertelco y BTM que comenzaron en 1932, hace casi medio siglo.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

* Marca registrada del sistema ITT.

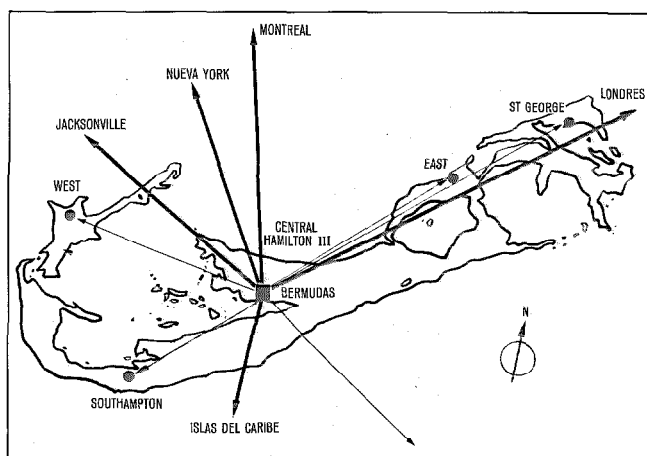


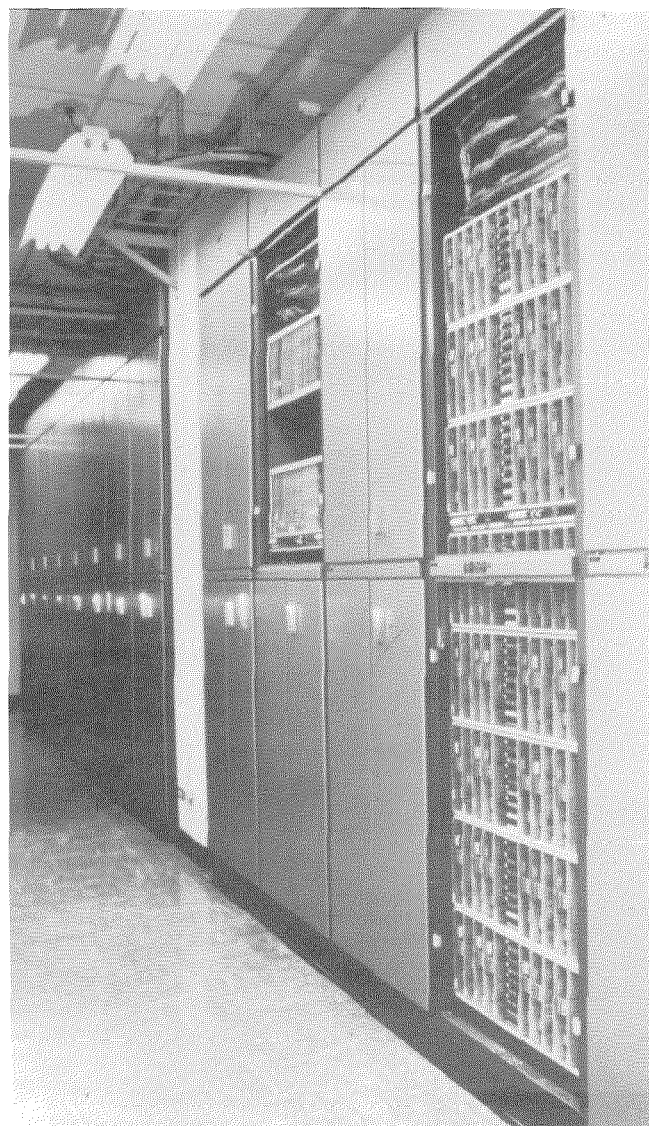
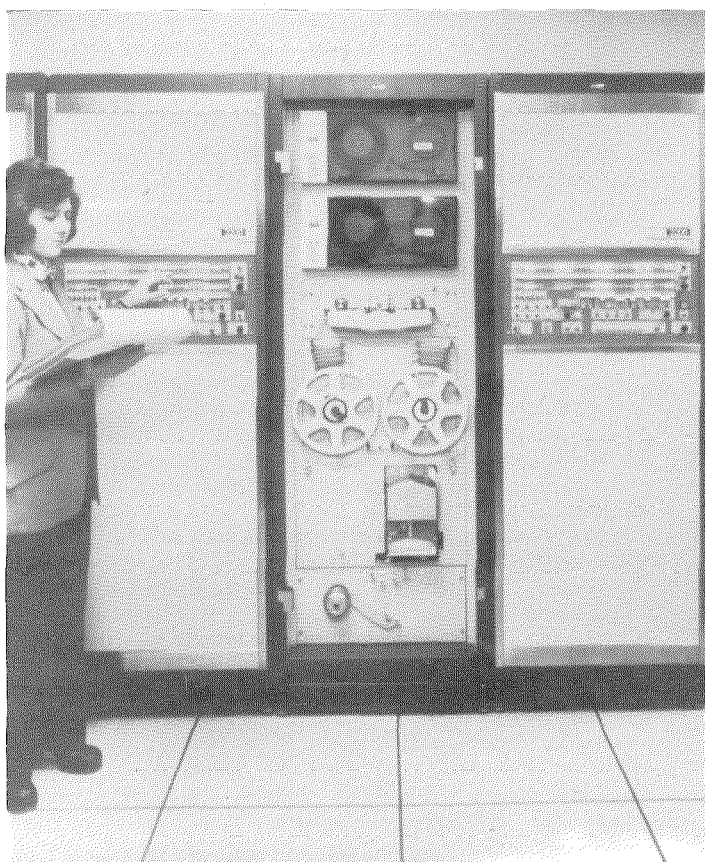
Fig. 1 La central telefónica electrónica METACONTA 10 C, Hamilton III, controlada por ordenador, permite el acceso telefónico automático a todo el mundo. Situación geográfica.



Fig. 2 Procesador de control, corazón de la central electrónica METACONTA 10 C, Hamilton III.

Fig. 3 Equipo de conmutación.

Fig. 4 Mesa de pruebas para la supervisión de las líneas de abonado.



El primer sistema del mundo de comunicaciones por fibra óptica.

Las Fuerzas de Policía de Dorset (Reino Unido) se han convertido en el primer usuario comercial de un enlace de comunicaciones por fibra óptica. Este sistema, que tiene una capacidad de 10.000 conversaciones telefónicas, fue instalado para conectar un terminal de visualización a un ordenador situado en un edificio separado.

La decisión de utilizar un cable de fibra óptica fue tomada después de que el ordenador quedara fuera de servicio cuando el terminal fue alcanzado por un rayo. El nuevo enlace evitará una repetición de este suceso ya que la línea es eléctricamente aislante e inmune a las interferencias electromagnéticas.

Esta instalación marca un paso importante en el desarrollo de los sistemas de fibra óptica.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

PCM 30 — Etapa básica para transmisión de palabra.

El equipo de transmisión de la etapa básica PCM 30, desarrollado por SEL (Standard Elektrik Lorenz) según la práctica de equipos normalizada 7R4 del Deutsche Bundespost (PTT Alemán), ha pasado con éxito las pruebas a las que la administración ha sometido el prototipo.

La configuración básica incluye equipo múltiplex, equipo de línea, unidad de señalización, panel de alarmas y bastidor.

Empleando técnicas de múltiplex por división en el tiempo, el MUX 30 puede traducir 30 conversaciones telefónicas a códigos digitales mediante el muestreo cíclico de las señales de audiofrecuencia y posterior traducción a señales PAM que son entonces cuantificadas y codificadas. La información digital está entonces contenida en una señal de datos de 2,048 Mbit/s.

Los terminales de línea PCM 30 LE y los repetidores de línea con alimentación remota forman el equipo de línea que transmite la señal de 2,048 Mbit/s por líneas equilibradas de los cables urbanos y suburbanos, siendo la señal regenerada por repetidores espaciados entre 2 y 3 km.

La unidad de señalización PCM 30 KZU actúa como enlace entre el equipo telefónico y el equipo de transmisión. Consiste

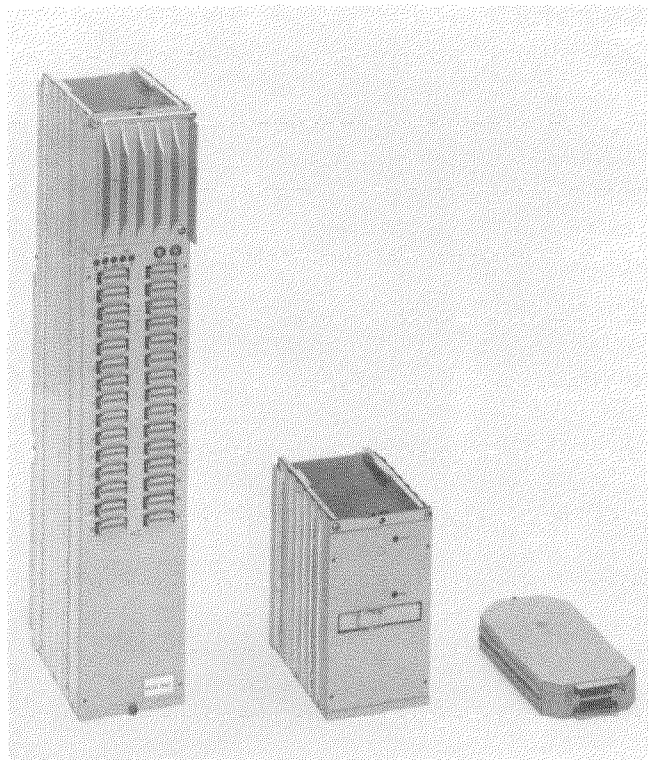


Fig. 1 Armazones PCM MUX y LE, y unidad enchufable ZWR.

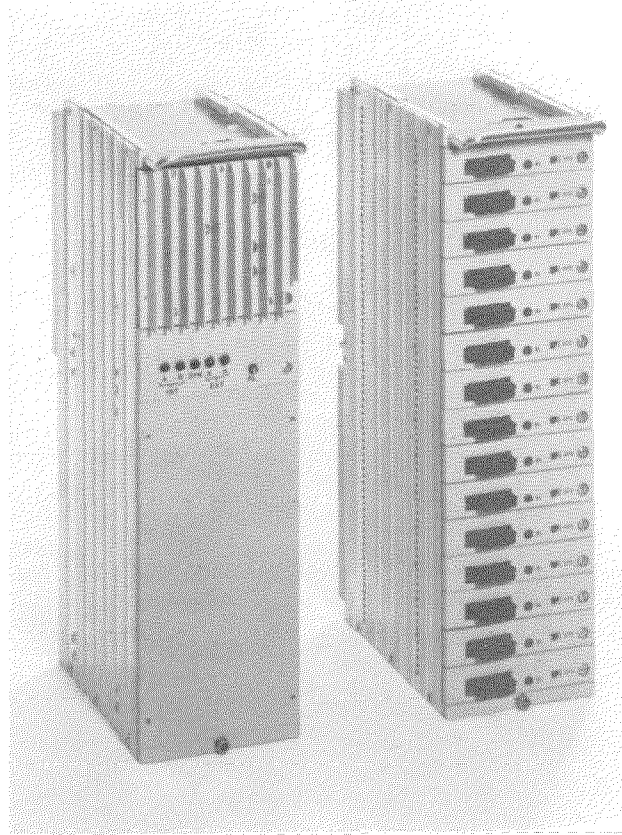


Fig. 2 Armazón de la unidad de señalización del bastidor PCM (A y B).

en una unidad de proceso central y una unidad de canal. En la unidad de canal se reciben y transmiten respectivamente las señales de conmutación telefónicas. Las señales pasan, en forma de múltiplex por división en el tiempo, a la unidad de proceso central donde son reconstruidas, comprobadas, corregidas y parcialmente regeneradas mediante operaciones lógicas.

El equipo sufrirá también exhaustivas pruebas de campo en la red telefónica pública.

Equipos de producción en serie serán suministrados a la Administración alemana a partir de principio del año 1976.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal de Alemania

PABX para la Civil Aviation Authority (Administración de Aviación Civil).

La Civil Aviation Authority (Administración de Aviación Civil), ha encargado una centralita PABX para su edificio de Space House, Londres. La instalación se hará en tres fases, de las que se completó la primera a finales de junio de 1975, y la segunda a finales de 1975. La fase tercera se completará en el plazo de 6 meses, de forma que la central estará terminada a mediados de 1976.

Cuando esté completamente instalada, la central PABX tendrá 1000 extensiones internas y 150 líneas conectadas a la red pública. De estas 150 líneas, 13 serán usadas exclusivamente por las 7 operadoras. Otras 50 líneas se utilizarán para llamadas entrantes y las restantes 87 líneas serán utilizadas indistintamente como líneas entrantes o salientes.

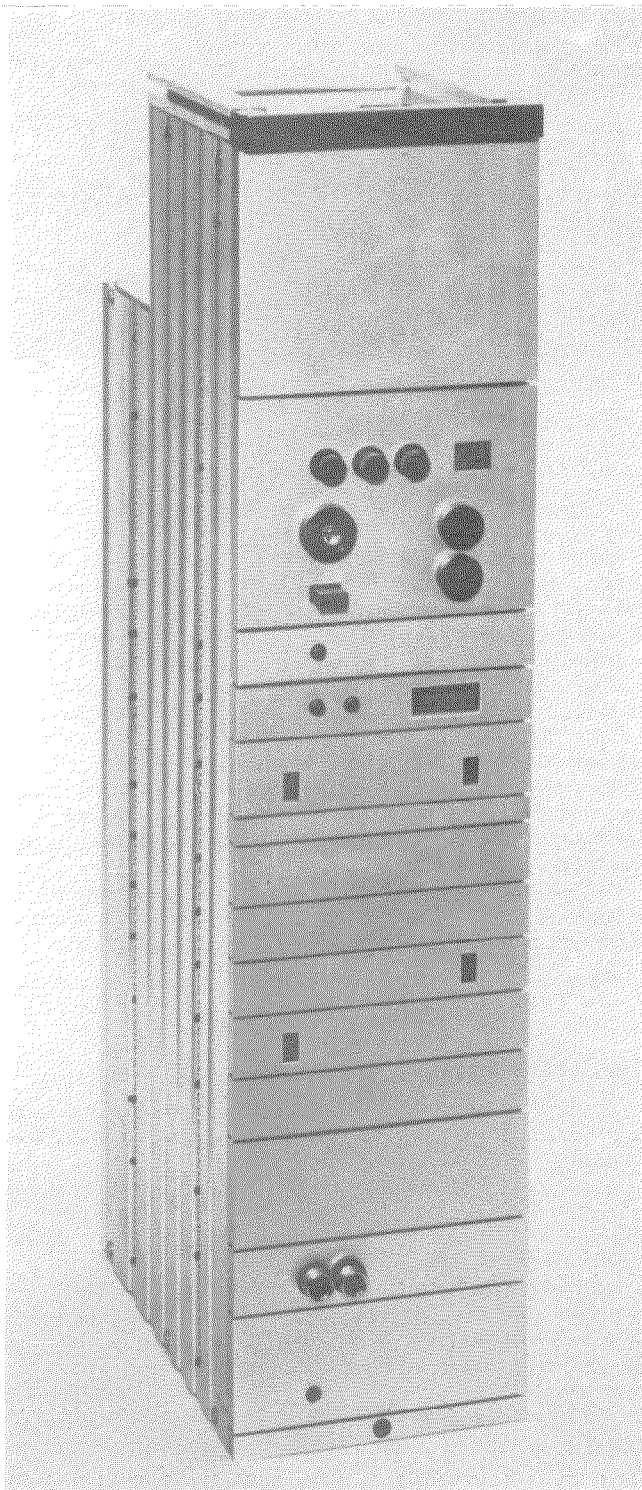
A causa del elevado tráfico telefónico con Heathrow y Redhill, han sido alquiladas al Post Office 16 líneas, lo que permite a las extensiones de Space House marcar directamente Heathrow o Redhill y viceversa. El acceso a estas líneas en alquiler se realiza marcando un dígito de acceso seguido por el número de la extensión que se quiere.

ITT Business Systems Group, Reino Unido

Modem de datos para 64 y 72 kbits/s.

SRT (Standard Radio & Telefon AB) ha desarrollado un nuevo modem de 64/72 kbits/s para transmisión de datos a alta velocidad entre centros de ordenadores y para la transmisión de señales de datos entregados por multiplexores en redes de datos que incluyen sistemas múltiplex por división en el tiempo.

Como medio de transmisión se utiliza un grupo básico en un sistema telefónico por portadora, ya que éste proporciona la anchura de banda y la calidad necesarios para la transmisión de datos a velocidades de señalización de datos de 64 y 72 kbits/s.



Modem de datos GH-3052 para 64 y 72 kbits/s.

El modem está diseñado de acuerdo con el Borrador de la Recomendación V.Z. del CCITT. Las características eléctricas del adaptador están de acuerdo con las Recomendaciones V.35 y V.28 del CCITT.

El modem utiliza modulación de amplitud con tres niveles de salida por selección parcial o banda lateral única (BLU).

Se incluyen los bucles de prueba especificados por el CCITT, junto con un bucle de prueba adicional. Los diversos bucles de prueba pueden establecerse de forma muy sencilla.

El modem está alojado en una unidad vertical de acuerdo con el nuevo diseño mecánico de ITT V-SEP* (Vertical Standard Equipment Practice = Práctica vertical de equipos normalizada).

Las funciones eléctricas están montadas sobre placas de circuito impreso de tipo enchufable que se deslizan sobre carriles de guía dentro de la unidad.

El modem estará también disponible en versión sobre pupitre.

Standard Radio & Telefon AB, Suecia

Se han instalado ya 350 centrales MINIMAT* 2000.

Desde que se presentó la central MINIMAT* 2000, en septiembre de 1972, CGCT (Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques) ha vendido 350 de estas centrales telefónicas automáticas.

La central MINIMAT 2000, de diseño electrónico, con una capacidad final de 160 enlaces y 1440 extensiones, fue recibida muy favorablemente en el mercado francés, especialmente por la Administración francesa, que ya ha equipado con dicha central nueve de sus centros administrativos regionales en el territorio francés.

Con una central automática MINIMAT 2000 es posible utilizar indistintamente aparatos con disco o con teclado (corriente continua o código multifrecuencia).

De acuerdo con las funciones y necesidades de cada usuario, las extensiones están provistas con acceso directo selectivo a la red pública y con numerosas facilidades, tales como transferencia de llamadas a petición o tras un período de temporización, doble llamada sobre un segundo enlace, espera en caso de abonado ocupado, etc.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

ITT transmite una señal PCM de 30 Mbit/s sobre fibra de 6,8 km de longitud.

La transmisión de una señal de 30 Mbit/s sobre un sistema de transmisión por fibra óptica, completamente equipado y con repetidores cada 6,8 km, fue anunciado el día 1 de septiembre de 1975 por la compañía Electro-Optical Products Division (E-OPD), subsidiaria de International Telephone and Telegraph Corporation (ITT).

La señal PCM de banda ancha ha sido transmitida satisfactoriamente por una fibra de índice gradual, de bajas pérdidas, utilizando como fuente un laser de inyección de AlGaAs. La totalidad de los componentes principales (laser, fibra y repetidor de elevada sensibilidad) fueron construidos por E-OPD en Roanoke, Virginia.

Se utilizó un repetidor de fibra óptica diseñado específicamente para obtener una elevada sensibilidad y un bajo consumo de potencia. El repetidor, que necesita una señal de entrada de sólo 2 nW, posee un circuito de control automático de ganancia y estabilización por fotodiodo y necesita solamente una potencia de 0,5 W procedente de una sola fuente de alimentación de 5 V.

Electro-Optical Products Division, Estados Unidos de América

* Marca registrada del sistema ITT.

Sistema de clasificación automática de cartas de SEL, completamente integrado, en Sudáfrica.

Un centro de clasificación automático de cartas, completamente integrado — el primero de su clase en el mundo —, ha sido puesto en funcionamiento por SAPO (South Africa Post Office = Administración de Correos de Sudáfrica) en la Ciudad del Cabo. Forma parte de la red automática de distribución de cartas, que abarca toda la nación, que SAPO ha estado instalando desde 1968 en colaboración con SEL (Standard Elektrik Lorenz AG). En la primera fase, se instalaron máquinas separadoras y encardadoras de cartas en las principales ciudades del país, tales como Ciudad del Cabo, Johannesburgo, Bloemfontein, Pietermaritzburg, Port Elizabeth, East London y Pretoria. Posteriormente, las máquinas de la Oficina de Correos de Ciudad del Cabo fueron unidas a puestos de codificación, así como a puestos de preclasificación y clasificación final, estando el funcionamiento controlado por un ordenador ITT 1600 que se utiliza simultáneamente para clasificación y para traducción de código. Durante la ceremonia de inauguración, el Director General de Correos de Sudáfrica señaló que el sistema es capaz de manejar entre 70.000 y 110.000 cartas por hora, mientras que para manejar manualmente 100.000 cartas se necesitan alrededor de 110 hombres hora. Un sistema aún mayor va a ser instalado en Johannesburgo a comienzos de 1976, y otro en Durban en 1977.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal de Alemania

Centrales telefónicas móviles.

Una suspensión antichoques, ha sido estudiada por el Departamento Técnico de la División de Comunicaciones Privadas de CGCT (Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques) con el fin de cumplir la especificación de las Fuerzas de Tierra Francesas*, para una central telefónica capaz de ser transportada incluso sobre terrenos accidentados.

Los bastidores y equipo de conmutación utilizados en esta central telefónica son de tipo estándar. Están montados en el interior de un contenedor sobre armazones especialmente diseñados, de forma que la central estará permanentemente lista para entrar en funcionamiento cualesquiera que sean los esfuerzos mecánicos a los que el contenedor pueda estar sometido.

Como se muestra en la figura, cada armazón, que tiene una capacidad total de 9 cuadros de conmutación, está formado por una base soldada (a), 6 soportes verticales (b) que están asegurados a la base por medio de refuerzos (c) y 2 tirantes

* El desarrollo fue realizado en colaboración con la Sección de Estudio y Fabricación de Telecomunicación (SEFT) de la Dirección Técnica de las Fuerzas de Tierra francesas.

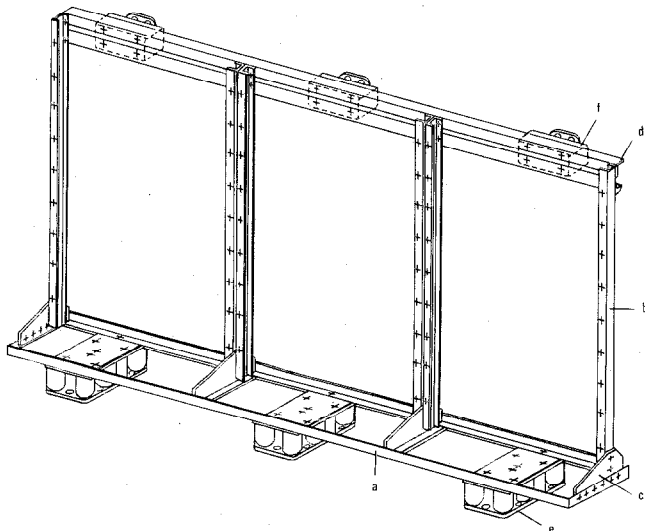


Fig. 1 Armazón antichoque para centrales telefónicas móviles que cumple las especificaciones del Ejército de Tierra francés.

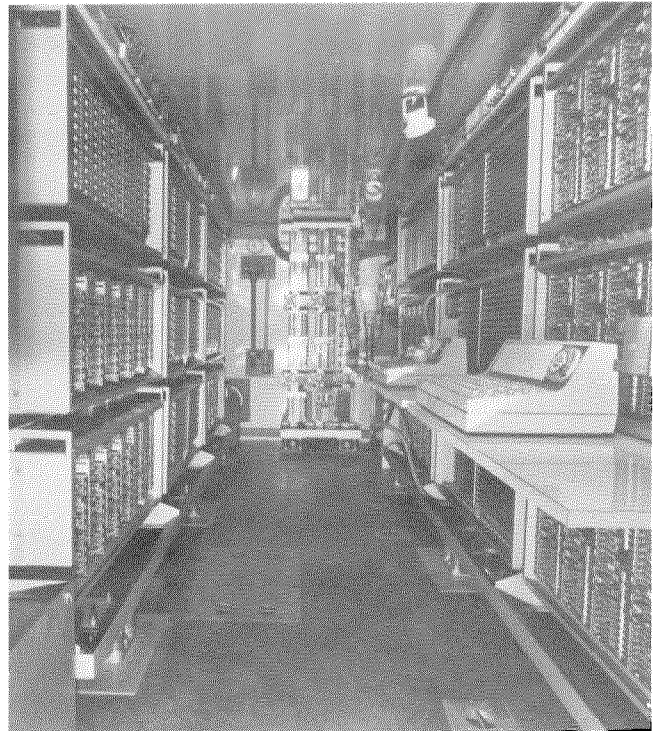


Fig. 2 Aspecto interior de la central telefónica móvil.

superiores. Estos elementos están ensamblados por medio de pernos y arandelas de seguridad.

En el contenedor que forma el cubículo de operación, el dispositivo para la absorción de choques de cada armazón está formado por 3 amortiguadores (e) fijados al suelo del contenedor y 3 estabilizadores (f) fijados a las paredes del contenedor. Los muelles de los amortiguadores (e) se han calculado para absorber más específicamente los efectos de los choques, sacudidas, vibraciones y otros esfuerzos del mismo tipo ejercidos verticalmente. Los 3 estabilizadores (f) tienen la misma función pero más específicamente con respecto a los esfuerzos horizontales.

La central telefónica móvil mostrada en la fotografía, incluye dos unidades del tipo anteriormente descrito, dispuestas a los dos lados del cubículo de operación a lo largo de sus paredes más largas.

El bastidor de distribución, colocado transversalmente en el extremo posterior del contenedor, está montado sobre un armazón provisto con una suspensión antichoques similar.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

Central PENTACONTA* Para Dinamarca.

El día 1 de octubre de 1975, tuvo lugar, con completo éxito, la puesta en servicio de la central de Nordborg, de 3750 líneas, entregada a la Administración danesa.

A esta central, que es del tipo PENTACONTA* 1000 A, han sido conectadas las importantes fábricas Danfoss. También se utiliza como central de tránsito a 4 hilos para las centrales rurales existentes en la zona.

La puesta en servicio de esta central ha significado una sustancial mejora en las condiciones de tráfico de la zona sur de Dinamarca, al mismo tiempo que ha permitido al usuario el disponer de nuevas facilidades, tales como el marcaje por teclado.

Desde 1963, BTM (Bell Telephone Manufacturing Company) ha entregado a la Administración danesa más de 100 000 líneas equivalentes PENTACONTA, todas ellas fabricadas en Bélgica.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

* Marca registrada del sistema ITT.

Sistema de cable submarino para enlazar Venezuela con Europa.

CTNE (Compañía Telefónica Nacional de España) y CANTV (Compañía Anónima Nacional de Teléfonos de Venezuela) han pedido conjuntamente un sistema de cable submarino que ha de tenderse entre las Islas Canarias y Venezuela. Este cable, de más de 6000 km (3240 millas náuticas) de longitud será capaz de llevar 1840 conversaciones telefónicas simultáneas, o el tráfico télex y datos equivalente. Es el mayor pedido individual que hasta el momento ha recibido STC (Standard Telephones and Cables).

Este sistema, conocido con el nombre de Colón, es el primer cable directo que enlazará Venezuela con Europa y complementará los enlaces vía satélite ya existentes. La División de Sistemas Submarinos de STC fabricará e instalará el sistema completo, cuya puesta en servicio está programada para finales de septiembre de 1977. La inauguración está prevista para el día de La Raza, el 12 de octubre de 1977.

El cable irá desde Maiquetía, cerca de Caracas (Venezuela), hasta Agüimes, en la Isla de Gran Canaria. La conexión entre las Islas Canarias y la España continental, y por consiguiente con Europa, se realizará a través de los sistemas de cables submarinos Pencan 1 y 2 ya existentes (también suministrados por STC), que tienen una capacidad de 2000 circuitos. Se utilizará un cable coaxial ligero de 37,34 mm (1,47 pulgadas) con 540 repetidores y 36 equalizadores. El contrato incluye también el equipo terminal.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

Motor de agujas electrohidráulico L 510 H con enclavamiento interno.

Para las Administraciones de Ferrocarriles distintas de la alemana, SEL (Standard Elektrik Lorenz), ha desarrollado un motor de agujas electrohidráulico con enclavamiento interno. Este motor está basado en la experiencia del motor L 700 H, que está siendo utilizado por Deutsche Bundesbahn (Ferrocarriles Federales Alemanes).

A diferencia del motor L 700 H con enclavamiento externo, el motor L 510 H tiene un dispositivo de enclavamiento interno. Los dispositivos de accionamiento y de enclavamiento están controlados hidráulicamente, de forma que no son necesarios ni engranajes, ni embragues.

Este motor de agujas se utiliza principalmente en los lugares en que las condiciones ambientales (por ejemplo hielo y nieve o enarenado continuo), no permiten la utilización de motores con enclavamiento externo, o donde la disposición de las agujas no permite la utilización de enclavamiento externo.

El motor de agujas L 510 H, puede suministrarse en dos versiones: talonable y no talonable.

La fuerza de accionamiento necesaria la proporciona un motor trifásico encapsulado herméticamente. Los componentes

hidráulicos, que comprenden una bomba hidráulica reversible, dos cilindros hidráulicos de simple efecto, dos cilindros de desenclavamiento de simple efecto, dos válvulas de compensación ajustable, dos válvulas de contrapresión y un recipiente de aceite, están interconectados en un sistema hidráulico cerrado; las válvulas de compensación, las válvulas de contrapresión y el recipiente de aceite, están unidas formando un solo bloque.

Para accionamiento manual, existe un acceso para la manivela. Esta solo puede introducirse cuando la energía se ha desconectado. El accionamiento manual se efectúa entonces por medio de la manivela a través de un engranaje cónico sobre el eje del motor.

Datos técnicos

Motor:	
Tensión:	220/380 V, trifásico a 50 Hz
Potencia:	300—700 W (dependiendo de la versión)
Velocidad	900 ó 1400 rpm
Fluido hidráulico:	Aceite hidráulico, de acuerdo con las condiciones de temperatura
Carrera de accionamiento:	100—160 mm
Tiempo de actuación:	Aproximadamente 5 s (dependiendo de la versión)
Fuerza de accionamiento:	150—600 kp, ajustable
Fuerza de retención:	250—900 kp, ajustable
Dimensiones (aproximadas):	
Altura:	290 mm
Anchura:	500 mm
Profundidad:	620 mm
Peso:	180 kg, aproximadamente
Existen también versiones con motor de CC o CA monofásica.	

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal de Alemania

El mayor sistema telefónico privado del mundo.

La División de Comunicaciones Privadas de STC (Standard Telephones and Cables) ha fabricado e instalado lo que se cree es la mayor red telefónica privada de conmutación tándem del mundo, para la compañía Unilever Limited. El sistema une 177 sucursales de Unilever repartidas por todo el Reino Unido, coordinando sus muy variadas actividades al proporcionar conexiones internas automáticas para más de 30.000 extensiones, además de dar acceso a la red pública.

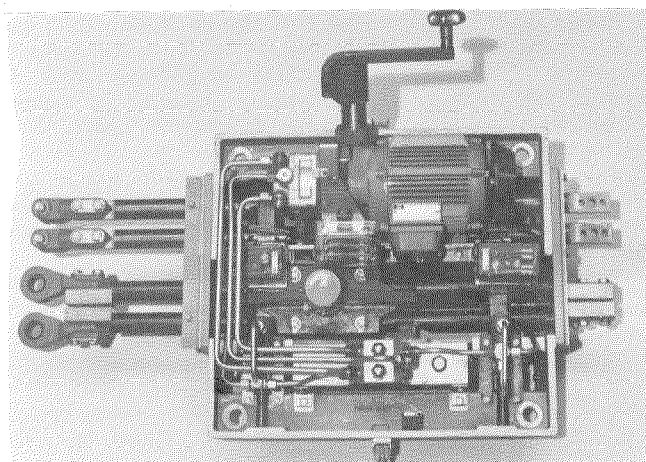
Este nuevo equipo tándem permitirá a Unilever obtener un importante ahorro en tráfico telefónico y será adecuado para otras formas de comunicación tales como datos y facsímil.

Los centros están localizados en Londres, Port Sunlight en Cheshire y Leeds, y cada uno de ellos ha sido diseñado para proporcionar un punto central de interconexión de las centrales locales de Unilever y para concentrar el tráfico sobre líneas interurbanas hacia los centros de conmutación similares. Además de trabajar con las nuevas centrales tipo "barras cruzadas" de Unilever, está unido a las centrales paso a paso existentes; estas últimas serán reemplazadas gradualmente por centrales modernas con el fin de proporcionar más facilidades, tales como marcaje por teclado, numeración abreviada y transmisión de datos.

El diseño de los centros de conmutación tándem está basado en el desarrollo original realizado en los laboratorios de ITT en East Kilbride para el British Post Office, y utiliza conmutación tipo "barras cruzadas" PENTOMAT*. Ha sido especialmente adaptado para redes privadas y utiliza conmutación a 4 hilos, señalización de tránsito multifrecuencia (CCITT 122), y encaminamiento de llamadas incluyendo selección de circuitos de datos. Un laboratorio de prueba especial, situado en Sidcup, fue conectado a la red Unilever para asegurar que los diversos tipos de equipos existentes trabajan satisfactoriamente con los nuevos centros. Por otra parte se organizaron cursos de entrenamiento para familiarizar al personal del British Post Office con la terminología del sistema de barras cruzadas y con las prácticas de equipo.

ITT Business Systems, Reino Unido

* Marca registrada del sistema ITT.



Motor de agujas electrohidráulico L 510 H.

TF-100: Pequeña PABX electrónica.

North American Telecommunications, ha introducido un moderno sistema electrónico que representa un importante avance en la tecnología de PABX's. El sistema TD-100 combina una conmutación múltiple por división en el tiempo con un microordenador especial para proporcionar un amplio abanico de características y una elevada capacidad de tráfico en aplicaciones de 100 o menos líneas.

El sistema TD-100 utiliza una red de conmutación PAM (modulación de impulsos en amplitud) con 64 intervalos de tiempo, capaz de efectuar 62 conversaciones simultáneas. Este sistema ofrece características que anteriormente sólo podían ofrecer centralitas PABX de mayor capacidad, tales como:

- identificación automática de estaciones en llamadas salientes
- transferencia de llamadas
- conferencias múltiples involucrando varias líneas de la red pública
- conmutación en tándem.

Además, el sistema TD-100 tiene una facilidad única, la posibilidad de funcionar directamente con los aparatos telefónicos de teclado estándar (aparatos de secretaria) sin necesidad de equipos adicionales. El acceso multilínea, indicaciones sonoras y visuales son características incorporadas al sistema TD-100.

El sistema es compacto. El pupitre mide 92,7 cm (36,5 pulgadas) por 58,4 cm (23 pulgadas) de profundidad y por sólo 135,7 cm (55 pulgadas) de altura.

ITT Telecommunications, Milan-Tennessee,
Estados Unidos de América

Equipo GH-1221 para palabra y telegrafía.

SRT (Standard Radio & Telefon AB) ha desarrollado el nuevo equipo GH-1221, que hace posible la transmisión simultánea de telegrafía y de palabra.

El equipo proporciona hasta seis canales telegráficos de 50 Bd más un canal de palabra o de datos en la banda de frecuencia de un canal telefónico normal. También pueden usarse canales telegráficos para velocidades mayores, por ejemplo 100 y 200 Bd.

El equipo se ha diseñado lo suficientemente flexible para satisfacer un amplio margen de necesidades locales. Existen modems de canal para todas las anchuras de banda y velocidades de modulación estándar. Pueden acoplarse adaptadores locales a todas las características de entrada/salida normalizadas.

Los canales telegráficos están situados por encima del canal de palabra en la banda de frecuencias de las líneas de frecuencia vocal.

Además de satisfacer todas las recomendaciones del CCITT aplicables al caso, el equipo ofrece un número de características adicionales importantes.

Es posible hacer funcionar el equipo sobre línea de frecuencia vocal a 2 y a 4 hilos, y puede ser equipado para funcionar con

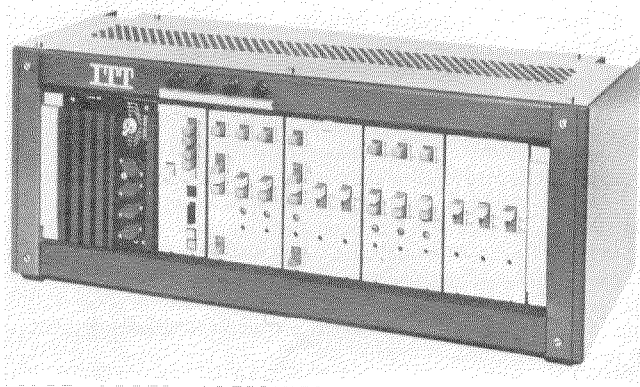


Fig. 1 Equipo GH-1221 para palabra y telegrafía.

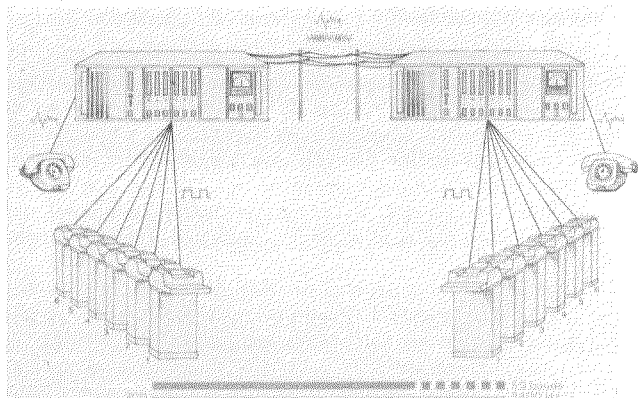


Fig. 2 Esquema del terminal y plan de distribución de canales de transmisión.

diferentes tipos de equipos terminales, tales como teleimpresores, equipos de proceso de datos de baja velocidad, equipos de control remoto, etc.

Puede incluirse un adaptador télex para interconectar un abonado télex a la central télex, ya sea directamente, ya sea a través de un canal telegráfico de frecuencia vocal.

También puede incluirse un canal de señalización para señalización en CC y señalización en CA a 17—65 Hz.

El equipo se coloca en un mueble para su uso sobre pupitre o para ser montado sobre una pared o en un bastidor estándar. Puede también montarse sin el mueble en un armazón de bastidor adaptado para el Sistema Telegráfico de Frecuencia Vocal GH-122.

Standard Radio & Telefon AB, Suecia

20 años de conmutación tipo "barras cruzadas" en Alemania.

En 1955 se puso en funcionamiento en Beilstein, cerca de Heilbronn, la primera central telefónica equipada con conmutadores tipo "barras cruzadas". Gracias a la pequeñez de movimientos como los de los relés y a las pequeñas masas movidas, el conmutador tipo "barras cruzadas" ofrece por una parte una elevada velocidad de funcionamiento y por otra un desgaste y fatiga mínimo. En contraste con el selector rotary, no necesita lubricación y por consiguiente no necesita mantenimiento (como demostración de este hecho, los conmutadores tipo "barras cruzadas" de la central de Beilstein fueron sellados con precinto durante un gran período de tiempo). Se han incorporado también cambios importantes en la estructura del sistema, el más importante de los cuales es la transición al control indirecto de los elementos de cruce, un primer paso importante hacia las funciones de control centralizadas. De esta forma, la central telefónica de Beilstein marcó el comienzo de un desarrollo que conduce a nuestros actuales sistemas de conmutación modernos: elementos de cruce de alta velocidad, componentes libres de mantenimiento y funciones de control centralizadas son algunas de las características más destacadas de todos los nuevos sistemas. Esto se demostró de forma impresionante cuando SEL (Standard Elektrik Lorenz) introdujo un poco después en Alemania el marcaje por teclado; sus ventajas específicas pudieron ser completamente explotadas en los sistemas de conmutación tipo "barras cruzadas".

Después de la central de Beilstein, aproximadamente otras 20 centrales telefónicas del Deutsche Bundespost fueron equipadas con conmutadores tipo "barras cruzadas". No obstante, el conmutador tipo "barras cruzadas" encuentra una mayor aplicación en el campo de las PABX (Centralitas Privadas Automáticas): hasta el momento actual, se han suministrado PABXs que dan servicio a un total de más de 1,4 millones de extensiones.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal de Alemania

Otras dos centrales PENTOMAT* instaladas.

Las recientes instalaciones de sistemas telefónicos tipo "barras cruzadas" PENTOMAT* de ITT Business System, incluyen las centralitas automáticas privadas para el nuevo edificio para servicios municipales de Reading (Reino Unido) y para el Hospital Nacional de Pecho y Corazón.

La instalación del edificio para servicios municipales de Reading, tiene 400 extensiones internas con teléfono de teclado, 68 líneas públicas y 8 líneas privadas con otras oficinas municipales. Se han proporcionado una serie de nuevas facilidades para ayudar al personal y al público. Por ejemplo, la búsqueda por líneas agrupadas permite que los que llaman sean conectados, en la sección que trata con el tipo de tema solicitado, con la primera extensión libre seleccionada automáticamente. Los usuarios de las extensiones poseen el botón de transferencia que les permite consultar con sus compañeros durante una llamada telefónica pública; también tienen acceso a través del sistema, a 15 máquinas de dictado.

La central del Hospital de Pecho y Corazón tiene 300 extensiones y 30 líneas exteriores; existen dos operadoras que trabajan con modernas consolas de teclado. Además de las características normales, la central ofrece las siguientes facilidades especiales: llamadas en conferencia múltiple, cuadro de visualización de las extensiones suplementarias y de las líneas a la red, llamadas de emergencia que permiten 4 conversaciones de emergencia simultáneas sobre una misma línea, y llamada directa al teléfono libre de operadora en caso de paro cardíaco para avisar a los equipos de especialistas.

ITT Business Systems, Reino Unido

Centrales de conmutación semielectrónica METACONTA* 11B.

Las primeras centrales METACONTA* 11 B, desarrolladas conjuntamente por STK (Standard Telefon og Kabelfabrik) y SEL (Standard Elektrik Lorenz), están ya en funcionamiento en Noruega.

En mayo de 1975, una central METACONTA 11 B-2 fue puesta en servicio en Hyggen, cerca de Oslo, y desde entonces ha estado funcionando sin mantenimiento. (La central METACONTA 11 B-2 ha sido desarrollada por SEL-Berlín).

En octubre de 1975, fue puesta en funcionamiento la central METACONTA 11 B-6 de Engelsrud (también cercana a Oslo). La central de Engelsrud ha sido diseñada por STK-Oslo.

Ambas centrales han pasado una prueba de aceptación exhaustiva llevada a cabo por la Administración de Teléfonos Noruega.

Las centrales METACONTA 11 B están controladas electrónicamente por medio de una lógica cableada y utilizan el mini-conmutador de ITT para la red de conversación.

La central METACONTA 11 B-2, que tiene una capacidad máxima de unas 500 líneas, o de 1000 líneas en la versión duplicada, con un tráfico bidireccional de 0,08 Erlang, será usada como central terminal.

La versión METACONTA 11 B-4, puede utilizarse como central terminal local o como una central combinada local y tándem con conmutación a 4 hilos, con una capacidad máxima de 10.000 abonados para un tráfico de 0,08 Erlang.

A finales de noviembre de 1975, STK tenía en cartera pedidos por 21 centrales METACONTA 11 B-4 y 12 centrales METACONTA 11 B-2. Las centrales METACONTA 11 B-4, algunas de ellas en la fase de comprobación final, son fabricados por STK-Oslo, mientras que las centrales METACONTA 11 B-2 son fabricados por SEL-Stuttgart según un acuerdo de cooperación entre las dos casas del sistema ITT.

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Noruega

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal de Alemania

* Marca registrada del sistema ITT.

Sistemas coaxiales para Malasia.

El PTT de Malasia ha encargado 3 sistemas de líneas coaxiales de 960 y 1800 canales para distancias cortas, para proporcionar acceso a los sistemas de radioenlaces y de dispersión troposférica que forman parte de la red de telecomunicaciones nacionales de Malasia. Este equipo será instalado en 9 trayectos repartidos por todo el territorio durante 1976.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

Premios para los elementos constructivos del Teléfono Monedero NT 2000.

El Teléfono Monedero NT 2000, desarrollado bajo la dirección de SEL (Standard Elektrik Lorenz), consiste esencialmente en piezas moldeadas por inyección. Recientemente recibió premios por dos de los elementos constructivos:

- El bastidor ganó el primer premio del Concurso Europeo de Fundición por Presión de Magnesio (European Magnesium Pressure Casting Contest) del año 1975.
- El canal de recogida, de material plástico, fue premiado con la medalla de plata, por su diseño económico, por la Asociación de Industrias de Fabricación de Plásticos (Association of Plastics Processing Industries).

Estos dos premios son prueba del éxito conseguido con la aplicación de modernos métodos de diseño.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal de Alemania



Teléfono Monedero NT 2000.

Cables de fibra óptica en el mercado.

El equipo de fabricación de prototipos de cables de fibras ópticas existente en STC (Standard Telephones and Cables) se está ampliando con el fin de producir cables para uso comercial. Este hecho significa un paso importante hacia la utilización exhaustiva de fibras de vidrio para transmisiones telefónicas y de datos. En la actualidad han sido ya instalados sistemas experimentales de cables de fibra óptica para clientes civiles y militares en el Reino Unido y en otros países.

El cable actual puede transportar 10.000 conversaciones simultáneas, pero las nuevas técnicas de transmisión y los materiales mejorados que se están desarrollando aumentarán considerablemente esta capacidad, estando situado el máximo teórico en más de un millón de conversaciones. Esta enorme capacidad hace a los sistemas ópticos ideales para servicios tales como el videoteléfono y la televisión, que en la actualidad requieren un gran número de cables convencionales. Cuando se haya instalado un número suficiente de cables, pueden ser utilizados para proporcionar al público facilidades tales como acceso directo a servicios de información por ordenador, enseñanza a distancia, bibliotecas de programas, etc., que no están disponibles con los sistemas actuales.

Una importante ventaja sobre los cables convencionales es que las fibras de vidrio se fabrican a partir de algunas de las materias primas más abundantes en el mundo, entre ellas el silicio. Además, los sistemas ópticos son inmunes a las interferencias electromagnéticas, lo que permite instalar cables a lo largo de líneas eléctricas de potencia o de líneas de ferrocarril.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

Transmisor-receptor móvil de pequeño tamaño.

El nuevo transmisor-receptor SE 205, desarrollado por SEL (Standard Elektrik Lorenz AG), es tan pequeño como un aparato de radio de coche normal. Se equipa en el hueco previsto para el aparato de radio en el tablero de instrumentos pero puede también situarse entre los asientos delanteros o fijarse bajo el tablero de instrumentos. El aparato es muy compacto y puede instalarse rápidamente en cualquier automóvil o vehículo comercial.

Utilizados en principio solamente por los gobiernos y por las organizaciones de seguridad, los equipos de radiocomunicaciones han adquirido una enorme importancia en los negocios privados para dar directivas al personal y para la utilización de los bienes de producción. Los equipos portátiles hacen posible:

- mejorar la utilización de vehículos (por ejemplo limpieza de calles o vehículos de servicio),
- Simplificar la entrega de mercancías (por ejemplo bebidas y combustibles),
- evitar que se estropeen mercancías (por ejemplo asfalto, hormigón, vegetales, frutas, plantas);
- proporcionar ayudas rápidas (accidentes, llamadas de emergencia),



Transmisor-receptor móvil de pequeño tamaño.

— asegurar la protección (por ejemplo transporte de dinero o de valores).

El transmisor-receptor SE 205 tiene un canal de RF en la banda de 0,7 m a 2 m, y utiliza modulación en frecuencia o en fase. Su potencia de salida llega hasta 10 W y la separación entre canales es de 20 kHz, y opcionalmente de 25 kHz ó 12,5 kHz. La sensibilidad del receptor es de 0,4 μ V para una relación señal/ruido de 20 dB. El transmisor-receptor permite un funcionamiento en modo simple o semiduplex, con la separación deseada entre la frecuencia de transmisión y la de recepción. Formado por unidades enchufables, se caracteriza por sus necesidades mínimas de mantenimiento y comprobación. El bastidor, que tiene una anchura de 180 mm, una altura de 40 mm y una profundidad de 133 mm, puede también acomodar un generador de llamada selectiva de cinco tonos para llamadas generales y colectivas. En funcionamiento como receptor, el equipo tiene un consumo de corriente de 1 A, mientras que en transmisión tiene un consumo de 2,5 A, suministrada por la batería del vehículo de 12 V. El micrófono puede sujetarse por medio de un gancho fácilmente accesible. Entre las antenas que pueden ofrecerse, existe también una versión que permite tanto la recepción de radiodifusión como radiocomunicación punto a punto.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal de Alemania

La Oficina Nacional de Electricidad adjudica a STK el contrato para 11,5 km de cable relleno de aceite para transportar 400 kV.

STK (Standard Telefon og Kabelfabrik) ha conseguido la adjudicación del contrato de suministro e instalación de un sistema para la transmisión por cable de 400 kV, compuesto por cuatro alimentadores destinados a la central hidroeléctrica de Sima en Eidfjord, que ha de entregarse en 1979—1980.

Los cables deberán transmitir la energía desde los transformadores hasta la línea de transporte aérea a través de un túnel en la montaña.

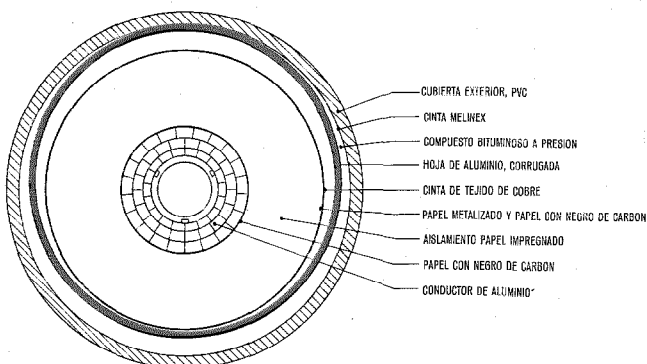
Cada circuito tendrá una longitud de alrededor de un km, y cada conductor llevará 750 A, siendo la capacidad total del generador de 2000 MVA distribuidos en 4 unidades. Los conductores son de aluminio con una sección transversal de 1000 mm².

Los cables serán instalados juntos en forma de hoja de trebol y las cubiertas de aluminio corrugado estarán unidas y puestas a tierra en ambos extremos.

Los terminales son del tipo con aislamiento de gas SF₆ (desarrollados y fabricados por Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Noruega). Los cables serán conectados a un sistema de distribución también de SF₆ en ambos extremos.

El dibujo muestra la sección transversal del cable con los datos característicos.

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Noruega



Sección transversal del cable de 400 kV.
Principales características.

Una centralita privada MINIMAT* 2000 para la Compañía Maillot-Malakoff (París).

Durante el primer trimestre de 1975, CGCT (Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques), realizó el corte de la primera centralita privada del tipo MINIMAT* 2000 con una unidad central electrónica, para la Compañía Maillot-Malakoff.

Esta central MINIMAT 2000 se ha instalado con el equipo necesario para 1200 extensiones y 124 enlaces de acceso a la red pública.

Se han mantenido los principios del MINIMAT 2000:

- Utilización de placas recambiables para todos los circuitos, de relés miniatura y de un miniconmutador del tipo META-BAR* para la red de conmutación.
- Disponibilidad de numerosas facilidades que colocan a la centralita MINIMAT entre las centrales telefónicas más modernas: la instalación, en particular, proporciona a la Compañía Maillot-Malakoff la facilidad de la selección abreviada y puede equiparse con aparatos de marcaje por teclado; además está asociada a un dispositivo de registro automático de mensajes de la información del importe a pagar en las llamadas a la red pública.

- Construcción modular del sistema, que proporciona una gran flexibilidad para cualquier futura ampliación de la central.

Hasta ahora, el sistema MINIMAT 2000 se diseñaba como un sistema modular con una capacidad final de 720 extensiones y 80 enlaces como máximo. Fue posible aumentar este tamaño mediante la introducción de las dos novedades siguientes, que permiten una capacidad de 1440 extensiones y 160 enlaces:

- La unidad de control central electromecánica (marcador), se sustituye por una Unidad Central Local Electrónica, dispositivo completamente electrónico similar a un ordenador de lógica cableada; su velocidad de funcionamiento y capacidad de tráfico son tan grandes que una sola unidad puede realizar todo el trabajo en condiciones normales de funcionamiento.
- Evolución del principio de explotación de los enlaces por puestos de operadoras: las líneas están conectadas individualmente a los puestos cuando no existen más de 80 enlaces; en la instalación de la Compañía Maillot-Malakoff, funciona mediante concentración sobre una Unidad Central de Concentración Electrónica (Marcador).

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

Una nueva ayuda versátil para programación de microordenadores.

La ITT CG PSEUDO PROM (Permanent read only memory = memoria permanente de solo lectura) es una ayuda para la programación de microordenadores que consiste en una memoria RAM (Random Access Memory = Memoria de Acceso Aleatorio) alimentada con batería, que puede programarse a través de la unidad de control de teclado asociada. Proporciona una memoria permanente que puede cambiarse fácilmente y que permite también transportar los programas en forma eléctrica

* Marca registrada del sistema ITT.



Microprogramador PSP1.

y copiarlos en cualquier parte sin necesidad de utilizar cintas de papel.

Sus características son:

- Permite la comprobación de los programas "in situ"
- Posee memoria interna propia
- El contenido de la memoria puede ser visualizado
- Edición por copia de la memoria
- Botoneras Hexadecimal (tipo PSP1/A) u Octal (tipo PSP1/B).

El aparato se presentó en la exposición de control e instrumentación celebrada del 2 al 4 de septiembre de 1975 en el hotel West Center de Loudres.

ITT Componentes Group Europe, Italia

Presentación de una nueva centralita privada, la MINIMAT* 200

La División de Comunicaciones Privadas de CGCT (Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques) ha presentado una nueva centralita automática privada, denominada MINIMAT* 200, que pertenece a la nueva generación de centrales telefónicas automáticas del tipo electrónico, creada por CGCT.

Los principios adoptados en el diseño de este sistema son la aplicación de la tecnología de circuitos impresos, la utilización de componentes miniatura y una amplia normalización, lo que da como resultado un diseño completamente modular.

El tamaño de la centralita privada MINIMAT 200, que tiene 32 enlaces y 210 extensiones, se adapta bien a las necesidades de las empresas de mediana importancia, proporcionándolas un servicio telefónico moderno, así como una relación enlaces/extensiones especialmente atractivo.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

* 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.