Comunicaciones Eléctricas

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

VOLUMEN 54 (1979) NUMERO 1 RESUMEN

Comunicaciones Electricas presenta las investigaciones, los desarrollos y las realizaciones conseguidas por ITT y sus compañías asociadas.

Publicada desde 1922 en su versión inglesa, aparece ahora editada en cuatro lenguas. Se distribuye en el mundo entero.

Se invita a los ingenieros de ITT a proponer proyectos de artículos, cuyos resúmenes deben enviarse al editor international para su consideración.

Director
Lester A. Gimpelson, Bruselas

Editor Internacional
Terence L. Squires, Londres

Editor Comunicaciones Electricas
Juan Antonio Gómez García, Madrid

Editor Electrical Communication
Michael Deason, Harlow

Editor Elektrisches Nachrichtenwesen
Otto Grewe, Stuttgart

Editor Revue des Télécommunications
René Thévin, París

Sistema de demostración de fibras ópticas a 140 Mbit/s
por *D. R. Hill* 3

Transmisión digital a 565 Mbit/s sobre cable coaxial,
por *R. J. Catchpole, P. Norman* y *D. B. Waters* 15

Nueva generación de equipo de acceso múltiple por división en el tiempo (TDMA),
por *C. Heckel* y *P. Knabe* 24

Radioenlace de banda ancha para la banda de 11 GHz,
por *H. D. Brudy* y *K. D. Hopf* 30

Sistema PCM-30SC de concentradores de líneas de abonado,
por *P. Girard, P. C. Ulrich* y *A. Widmaier* 41

Desarrollo de la Central TXE4A,
por *D. G. Bryan* y *S. F. Smith* 47

Sustitutos electrónicos de relés,
por *A. W. Sweet* 54

Lenguaje de programación orientado al problema para los programas de pruebas funcionales del sistema EWS,
por *M. Feldmann* 59

Diseño de redes mixtas de conmutación analógico-digitales,
por *G. Harland* 66

Familia de aparatos monedero de uso iniversal,
por *E. Heirbaut, L. de Maeyer* y *D. Mouradian* 74

Equipo télex marino MICROTOR,
por *P. A. Holliday* 80

Nuevas realizaciones 85

Comunicaciones Eléctricas. Director en Español: J. A. Gómez García, José Ortega y Gasset, 22–24, Madrid-6 (España)

Cambios en la organización de Electrical Communication

Pierre Mornet, que desde 1970 ha ocupado el cargo de Editor Principal de las ediciones en 4 idiomas de la revista técnica de ITT, Electrical Communication, Elektrisches Nachrichtenwesen, Revue des Télécommunications and Comunicaciones Eléctricas, se retira a finales de 1978, con el pesar de todos aquellos que tuvieron el placer de trabajar para él.

Simultáneamente el Dr. J. J. Muller se retira tras una década como Presidente del Editorial Board, el órgano que decide la política editorial. Su erudición y dirección será echada de menos por sus colegas.

El nuevo Presidente del Editorial Board es Kurt Katzeff, que es Director Técnico – Telecomunicaciones, en las oficinas centrales de ITT Europa en Bruselas. Directamente a sus órdenes está Lester A. Gimpelson, Director Técnico – Planificación que asumirá el cargo de Editor Ejecutivo además de sus otras responsabilidades técnicas dentro de ITT.

El nuevo Editor Principal será Terence L. Squires, editor de la edición inglesa desde 1968. Mike Deason pasa de Editor Adjunto a Editor de Electrical Communication. René Thevin es nombrado Editor de Revue des Télécommunications, mientras que Otto Grewe permanece como Editor de Elektrisches Nachrichtenwesen, y Juan Antonio Gómez García como Editor de Comunicaciones Eléctricas.

Sistema de demostración de fibras ópticas a 140 Mbit/s

Una demostración de campo del sistema de 140 Mbit/s, instalado en una ruta típica de cable del British Post Office ha probado que los sistemas de fibras ópticas pueden instalarse y funcionar en condiciones de real dureza. Esto representa un paso básico para la nueva tecnología.

D. R. HILL
Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Reino Unido

Introducción

En los últimos años se ha concentrado gran esfuerzo en todo el mundo en la investigación y el desarrollo en el campo de las comunicaciones por fibra óptica. Por el año 1975 ya se había escrito mucho sobre el comportamiento en el laboratorio de la mayoría de las partes que constituyen un sistema práctico y se habían descrito algunos experimentos basados en sistemas de laboratorio. Sin embargo, se había obtenido muy poca experiencia de los sistemas ópticos en condiciones realistas y difíciles. Como consecuencia se decidió desarrollar un sistema que operase en unas condiciones típicas de la red telefónica.

La mejor elección de un sistema para demostrar la viabilidad de una nueva tecnología es ciertamente difícil; en resumen se tomó la decisión de desarrollar un sistema digital ya que éste parece ser el más compatible con la tendencia en las Administraciones telefónicas y con la tecnología. Se eligió una alta velocidad de transmisión basándose en que ésta favorecería más la presentación de cualquier tipo de problema inesperado que un sistema de menor velocidad de transmisión. También, a causa de la mayor complejidad de los sistemas de alta velocidad en relación con los sistemas de baja velocidad, se pensó que sería más fácil extender la serie de sistemas, en una etapa posterior, desde los sistemas complejos a los más simples mejor que en el sentido contrario.

Este trabajo de desarrollo determinó el encargo de una de las primeras grandes pruebas de campo en el mundo sobre comunicaciones ópticas.

Objetivos del sistema de demostración

Los objetivos básicos del desarrollo y construcción del sistema de demostración fueron:

- ampliar la tecnología de los sistemas de fibras ópticas,
- demostrar la viabilidad de los sistemas de fibras ópticas particularmente de los sistemas de alta velocidad, en unas condiciones reales,
- demostrar que la tecnología de las comunicaciones ópticas ha alcanzado la etapa de desarrollo tal que pueden ser instaladas con relativa facilidad en una ruta típica de la red telefónica,
- desarrollar la tecnología hasta el punto en que pueda lograrse un comportamiento repetitivo, tanto en la producción de componentes individuales como en el comportamiento de los submódulos que integran un repetidor.

Elección de los parámetros del sistema

Un importante factor para asegurar que el sistema demostraría su capacidad se centró en la elección práctica y realista de los parámetros del sistema. Es importante comprender que a comienzos de 1975, cuando fueron seleccionados los parámetros del sistema de demostración, muchos de los objetivos a alcanzar no habían sido conseguidos en el laboratorio y con certeza, en una base repetitiva. Se hizo un esfuerzo considerable en la selección de objetivos lógicos para asegurar que permanecieran realistas a pesar de los rápidos avances de la tecnología.

Los principales parámetros del sistema están listados en la tabla 1. La tabla 2 muestra el balance de potencia del sistema tal como se planeó en 1975 y se compara con los resultados alcanzados en 1977, de lo cual se deduce claramente que los objetivos iniciales fueron de hecho mejorados en la mayoría de las áreas. Como resultado de haber conseguido un margen total del sistema de 24 dB (comparado con los 4 dB que era el valor diseñado) fue posible saltarse un repetidor consiguiendo que sobre una distancia de 6,2 km no fuese necesaria la operación de repetición sin un significativo cambio en el comportamiento respecto a los errores.

Tabla de abreviaturas

AIS	- señal de inhibición de alarmas
APD	- fotodiodo de avalancha
BBC	- British Broadcasting Corporation
BPO	- British Post Office
CAG	- control automático de ganancia
CC	- corriente continua
CMI	- código de inversión de marcas
EUW	- circuito de órdenes
PCM	- modulación por impulsos codificados
NRZ	- no retorno a cero
RZ	- retorno a cero

Problemas que requerían una solución

A comienzos de 1975, cuando se estaba definiendo el sistema de demostración, se tenían que solucionar varios problemas tecnológicos antes de que un sistema práctico, incluso para una demostración de campo, pudiera conseguirse. Estos problemas incluían:

- adecuada vida del láser (>10.000 horas),
- estabilización de la potencia de salida del láser para compensar el envejecimiento y las variaciones de temperatura,
- compensación de los cambios de comportamiento con la temperatura del fotodiodo de avalancha (APD),
- fabricación de grandes cantidades de fibra y cable con las necesarias propiedades ópticas y mecánicas,
- empalme de fibras en el campo,
- desarrollo de un conector desmontable de bajas pérdidas.

Tabla 1 - Principales parámetros del sistema de demostración de campo

Velocidad de transmisión de la información	139,264 Mbit/s
Velocidad de transmisión en línea	147,456 MBd
Código de línea	binario seudoaleatorio más un bitio de paridad después de cada 17 bitios
Transmisor óptico	láser de GaAlAs de onda continua, doble heterounión y geometría de cinta (STL), con realimentación óptica
Receptor óptico	fotodiodo de avalancha de silicio, polarizado con corriente constante y seguido de un amplificador de corriente
Equipo terminal	serie completa de los equipos digitales multiplex, según las normas del CCITT, desde canales de voz a 140 Mbit/s. También incluye circuitos de tele-alimentación estándar de 50 mA, línea de órdenes y alarmas conectadas a las alarmas de la estación
Repetidores	dos repetidores intermedios bidireccionales regenerativos alimentados por los conductores de cobre del cable óptico. El consumo de potencia de un repetidor unidireccional es menor que 4 W
Cable	4 fibras (2 activas, 1 de reserva y 1 de relleno) y 4 conductores de cobre (0,5 mm de diámetro) con un elemento de resistencia de acero y cubierta de polietileno. Diámetro total 7 mm

Tabla 2 - Balance de potencia planificado y real

Parámetro	Balance de potencia	
	Planificado (1975)	Conseguido (1977)
Potencia acoplada a la fibra	−3,0 dBm	−3,0 dBm
Pérdidas de dos conectores	−2,0 dB	−2,0 dB
Pérdidas en los empalmes (7 empalmes a 1,0 dB)	−7,0 dB	−2,0 dB
Pérdidas en el cable (8 dB/km)	−24,0 dB	−15,0 dB
Atenuación adicional por dispersión (7 ns de dispersión por 3 km)	−5,0 dB	≃−3,0 dB
	−41,0 dBm −45,0 dBm	−25,0 dBm −49,0 dBm
Margen total del sistema	4,0 dB	24,0 dB

Todos estos problemas fueron solucionados llevando al sistema de demostración a las metas deseadas.

Vida del láser

Para que un sistema de demostración de campo fuese factible, se pensó que sería necesario disponer de láseres con una vida de operación de al menos 10.000 horas. Sin embargo cuando comenzaba el desarrollo, en STL se acababan de fabricar los primeros láseres de onda continua con perspectivas de vida de operación entre 100 y 1000 horas. Desde entonces el progreso ha sido tan rápido que el actual equipo de demostración incorpora dispositivos que tienen un 50% de probabilidad de funcionar más de 50.000 horas a 18 °C. (La muerte del láser es una definición arbitraria y tiene lugar cuando la corriente umbral se incrementa en un 50% [1]). Incluso se obtienen mayores vidas en los más recientes láseres.

Control del láser

Una característica típica del tipo de láser que se ha usado en el sistema de demostración se muestra en la figura 1. Como es común en todos los láseres de este tipo, la corriente umbral tiene una sensibilidad con la temperatura de aproximadamente 2 mA $°C^{-1}$. Está claro que si se utilizan unas corrientes de polarización y de modulación fijas, los niveles ópticos de salida equivalentes a los *0* y a los *1* variarán con la temperatura. Para superar este problema, se ha desarrollado un circuito especial que implica la detección de la luz de salida por la cara trasera del láser para controlar la potencia media que se acopla a la fibra [2]. En uno de los repetidores utilizados en la demostración de campo, se usó una técnica de muestreo para controlar independientemente los niveles del *0* y del *1*, y en el resto de los repetidores se usó el circuito de realimentación para controlar la potencia media.

Bajo las condiciones que prevalecían en la prueba de campo en la que la temperatura del equipo terminal oscilaba entre 24 y 40 °C y la temperatura del equipo del repetidor entre 16 y 36 °C, ambos circuitos de control, el de potencia media y el de muestreo, operaron satisfactoriamente.

Si bien el circuito de control de muestreo no utiliza toda la anchura de banda del sistema, su anchura de banda es mucho mayor que la del circuito de control de la potencia media y es, por tanto, más crítico y consume más potencia. Consecuentemente, si se encuentra que la pendiente de la zona útil del láser no varía durante su vida, se debe preferir el circuito de control de la potencia media, más simple y de menor consumo.

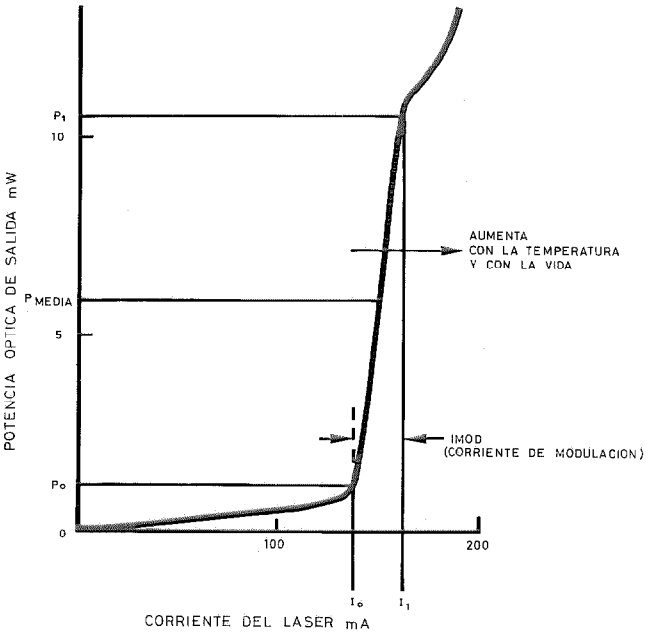


Fig. 1 Característica típica de la potencia luminosa en función de la intensidad de corriente del láser de GaAlAs de onda continua y doble heteroestructura.

Control de la polarización del APD

Para conseguir la mayor sensibilidad del receptor a la velocidad en cuestión es necesario utilizar fotodiodos de avalancha, de los cuales el mejor es, probablemente, del tipo "reach-through"*. Estos dispositivos tienen factores de multiplicación interna de avalancha de varios centenares, que redunda en un bajo factor de ruido efectivo del receptor y tiempos de respuesta pequeños. En la figura 2 se muestra una típica característica de la ganancia, en la que se evidencia que estos dispositivos tienen dos inconvenientes. Primero, requieren un voltaje de polarización relativamente alto para el máximo factor de multiplicación y segundo, la característica es sensible a la temperatura (1,1 V $°C^{-1}$, aproximadamente), lo que da lugar a grandes cambios en el factor de multiplicación a las más altas ganancias (muy bajas potencias ópticas), en donde el sistema es menos tolerante a estas variaciones.

Los requerimientos de baja corriente del APD permiten la construcción de inversores muy compactos para proporcionar altos voltajes de polarización, minimizándose de esta manera el primer inconveniente. Para compensar el comportamiento con los cambios de temperatura, se ha adoptado una nueva técnica [2], en la que el APD se ajusta para que trabaje con una polarización a corriente constante sobre un amplio margen de potencias ópticas de entrada, que va desde por debajo del nivel umbral hasta el nivel de potencia en el que el voltaje de polarización a corriente constante ha descendido a 200 V. En la figura 3 se muestra una característica típica de polarización. Se puede ver que la corriente está limitada para altas potencias de entrada a fin de evitar que se deteriore el dispositivo y que en el nivel de potencia nula en la entrada, la ganancia se autorregula a un valor tal que la corriente de oscuridad (corriente de superficie más la corriente en el material afectada por la multiplicación) sea igual a la corriente de polarización.

* Diodo en que la tensión de la barrera de potencial de la unión se alcanza a través de la región de avalancha. N. del T.

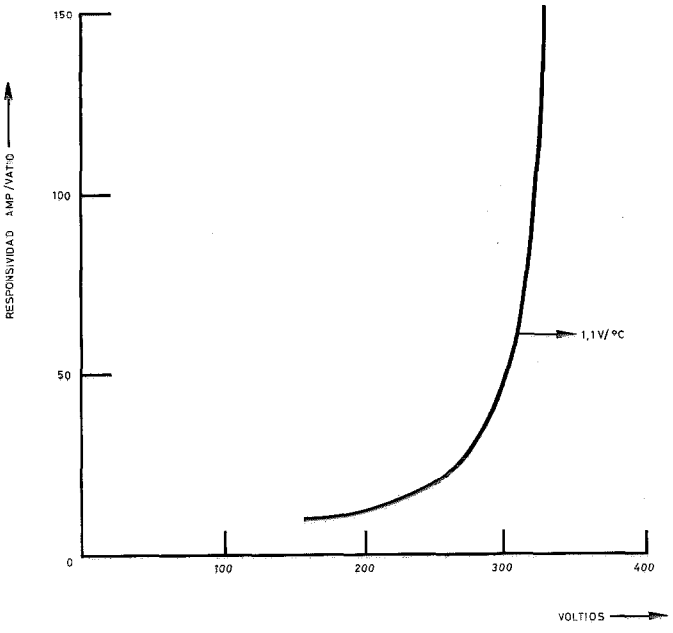


Fig. 2 Curva típica de la responsividad en función del voltaje de polarización para un APD del tipo C30884. Se indica una sensibilidad típica a la temperatura de 1.1 V/°C.

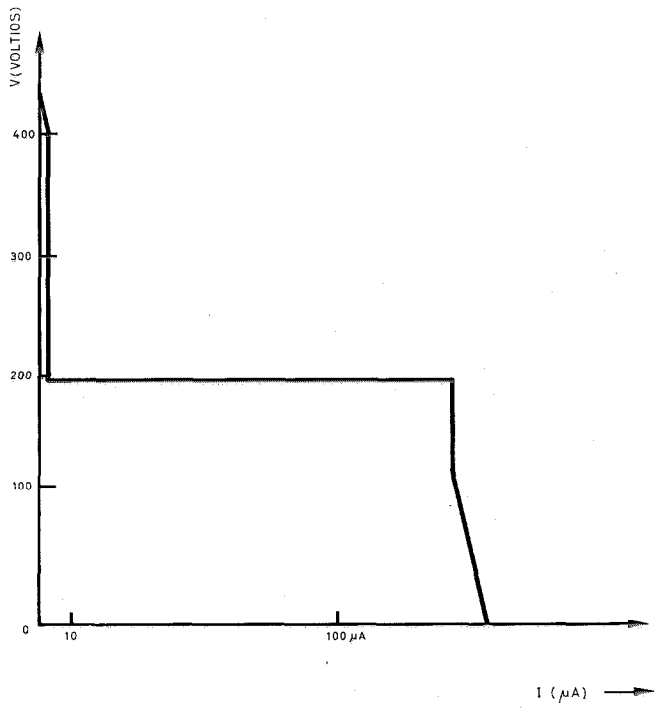


Fig. 3 Característica del circuito de polarización del APD empleado en el equipo de demostración de campo.

Fibra y cable

La producción de un sistema a relativamente gran escala requiere la fabricación de una considerable cantidad de fibra y cable de alta calidad en los cuales todos los parámetros requeridos se alcancen simultáneamente. Para conseguirlo es necesario introducir un alto grado de control en la fabricación [3]. La tabla 3 resume el comportamiento óptico y las caracteristicas geométricas junto con las desviaciones típicas. Se observará que la tolerancia en el diámetro del núcleo es más pequeña que en el diámetro exterior de la fibra. Esto es consecuencia de un intento de obtener diámetros constantes de los núcleos a expensas de la variación en el diámetro externo para minimizar la atenuación en empalmes y en conectores.

Empalmes en el campo

Hasta el año 1976, la mayoría de las técnicas de empalmes se basaban en la técnica de la ranura en V, o una variación de ella (por ejemplo un tubo de sección cuadrada), como procedimiento para el alineamiento de la fibra. La ranura en V tiene el inconveniente de que cuando se usan fibras de diferentes diámetros exteriores se desalinean sus ejes, causando probablemente aún mayor atenuación que la que produciría el desalineamiento de los diámetros de los núcleos. Consecuentemente se estudió una solución alternativa que proporcionaba empalmes de baja atenuación; se desarrolló la técnica del manguito colapsado y se

Tabla 3 - Comportamiento de los cables ópticos para la demostración de campo

Parámetro	Valor medio	Desviación típica
Comportamiento medio de los 12 cables fabricados		
Pérdida en la fibra con la protección primaria (dB/km)	4,1	0,69
Pérdidas de las fibras cableadas (dB/km)	4,7	0,64
Dispersión en el cable (ns/km)	1,9	0,75
Diámetro exterior de la fibra (μm)	100	4,2
Diámetro del núcleo (μm)	31,8	0,75
Elipticidad	0,03	0,02
Comportamiento medio de los últimos 9 cables fabricados		
Pérdida en la fibra con la protección primaria (dB/km)	3,9	0,41
Pérdida en el cable (dB/km)	4,6	0,58
Dispersión en el cable (ns/km)	1,6	0,54

probó que era satisfactoria para la demostración de campo [4].

Para adaptar la técnica a su uso en el campo fue necesario evitar la contaminación principal mediante el uso de una cubierta rígida y transparente que cubre la máquina de empalmar, como se muestra en la figura 4. Utilizando esta facilidad y la técnica del manguito colapsado, y sin tomar precaución alguna para alinear los diámetros de los núcleos, se consiguió una atenuación media por empalme menor que 0,5 dB, a pesar del hecho de que se usaron fibras de pequeño diámetro del núcleo (30 μm).

El empalme del manguito colapsado se ha sustituido ahora por otras técnicas (por ejemplo, la técnica de fusión por arco eléctrico [5]). No abstante, el demostrar que se podían hacer empalmes de bajas pérdidas dentro de las cámaras de registro y sin tomar precauciones especiales, constituyó una importante etapa.

Una vez instalado el sistema, la fibra de reserva se empalmó mediante la técnica de fusión por arco eléctrico, para formar una longitud de 9 km, permitiendo, de esta manera, llevar a cabo una prueba de campo a 8 Mbit/s en una larga ruta real.

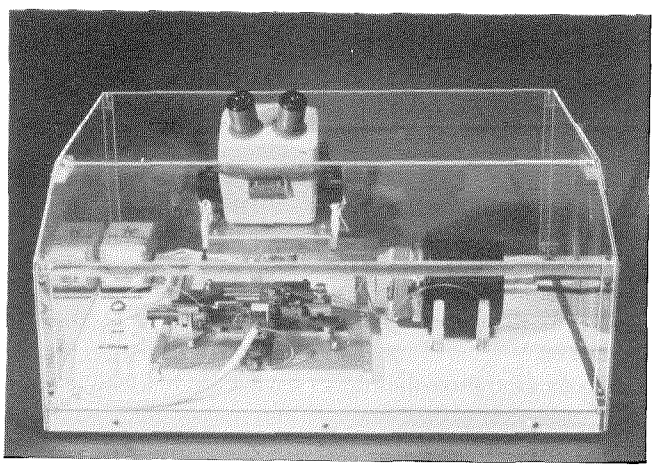


Fig. 4 Máquina para empalmar fibras equipada con una cubierta transparente para eliminar la contaminación principal durante la realización de empalmes en las cámaras de registro.

Conectores desmontables

Cualquier sistema práctico que se destine a la red telefónica debe incorporar conectores desmontables para facilitar una fácil y rápida sustitución de los repetidores en el caso de avería [6]. El problema que se planteó en esta demostración era desarrollar conectores, con una atenuación baja y estable, para fibras de 30 μm de diámetro del núcleo. Para asegurar una solucion satisfactoria dentro del plazo programado, se diseñó un dispositivo ajustable.

Códigos de línea

Los cálculos y la experimentación mostraron que en la transmisión por fibras ópticas el coste de los repetidores no se reducía significativamente por el uso de códigos no redundantes [7]. Ademas, aun en sistemas de alta velocidad, la anchura de banda no tiene tan gran importancia como en los sistemas coaxiales, por ejemplo. En consecuencia se eligió como código de línea un código binario seudoaleatorio (scrambled) con inserción de un bitio de paridad después de cada 17 bitios de información, haciendo, así la señal regenerable con la adición de un dispositivo de detección de errores en servicio en los repetidores terminales y dependientes.

El circuito de detección de errores en los repetidores dependientes es muy simple y requiere solamente un único elemento de alta velocidad, un biestable; el circuito se muestra en la figura 5. El bitio de paridad controla el estado del biestable cada 18 períodos de duración de bitios, de tal manera que el estado se mantiene igual que en el instante de control anterior. La salida del biestable tiene, por tanto, dos componentes: una componente continua (CC) debida a los bitios de paridad y una componente aleatoria debida a los bitios de información. La componente CC se puede separar de la componente aleatoria con cualquier grado de confianza deseado, mediante el apropiado filtro paso bajo. Un único error o un número impar de errores en una trama con paridad da lugar a que el biestable cambie de estado en el siguiente y en todos los posteriores instantes de control. El cambio en el nivel CC a la salida del biestable, debido a la transmisión de un error, se aisla, se diferencia y se rectifica, proporcionando impulsos de error. La figura 6 muestra el comportamiento del circuito que incorpora un filtro paso bajo de aproximadamente 13 kHz de frecuencia de corte.

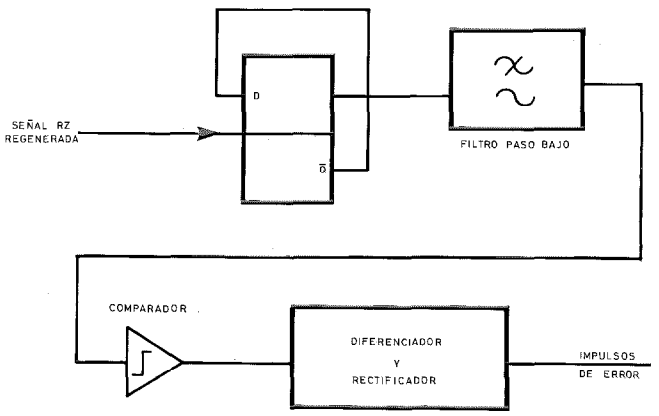


Fig. 5 Diagrama de bloques del detector de error de paridad incorporado en los repetidores dependientes.

Ecualización

La dispersión del impulso a lo largo de longitudes individuales de fibra se ha demostrado experimentalmente que es casi directamente proporcional a la longitud, lo que indica que existe muy poca conversión de modos. Sin embargo, cuando se empalmaron en el campo diferentes fibras, la dispersión total era menos previsible, variando la ley de adición de la dispersión del impulso entre función lineal y función raiz cuadrada de la longitud. La causa de esta variación se atribuye parcialmente al grado de selección o mezcla de modos en el empalme y parcialmente a la ecualización óptica causada por la infra- o sobre-compensación de los perfiles del índice de refracción de las fibras que se instalan en un orden aleatorio [8]. Esta imprevisibilidad hizo que fuese esencial el uso bien de un ecualizador adaptador o de uno que fuese fácilmente ajustable en el campo. Por simplicidad de eligió este último. Un ecualizador con una única puerta transversal en unión con un filtro de caida variable demostró que se adecuaba en todos los casos en que la dispersión incurría en una atenuación adicional máxima de 10 dB.

Los impulsos ópticos se transmitieron con la mitad de su anchura pero se recibían en el punto de decisión del siguiente repetidor como impulsos de anchura total. Los impulsos de anchura mitad se usaron por dos razones: primero, daban aproximadamente el óptimo teórico de la relación señal-ruido al ecualizar la dispersión y segundo, reducían mucho el efecto de ruido modal [9] como se discutirá después (excitando el láser a partir de valores inferiores al umbral se redujo considerablemente el tiempo de coherencia).

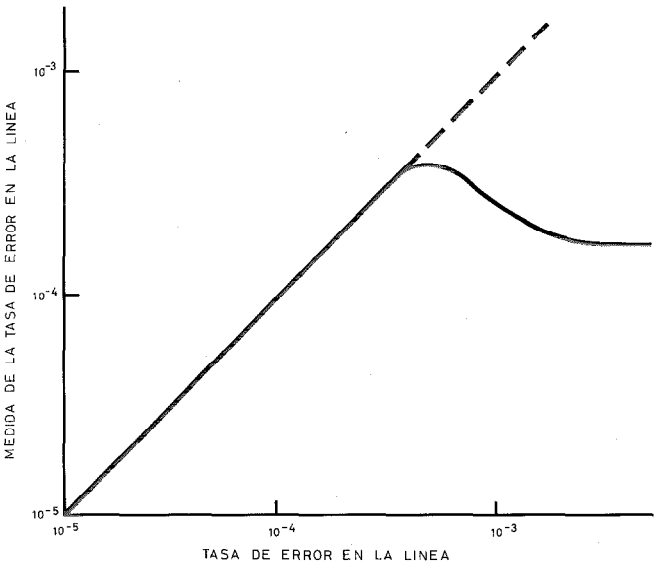


Fig. 6 Medida de comportamiento del detector de error de paridad (tasa de error medida en la línea en función de la tasa de error en la línea).

Descripción del sistema de demostración

Situación y fuentes de alimentación

Para asegurar que el sistema final fuese lo más realista posible y que fuese capaz de transmitir tráfico telefónico, se incluyó en cada terminal una serie completa de equipos múltiplex digitales convencionales. La figura 7 muestra

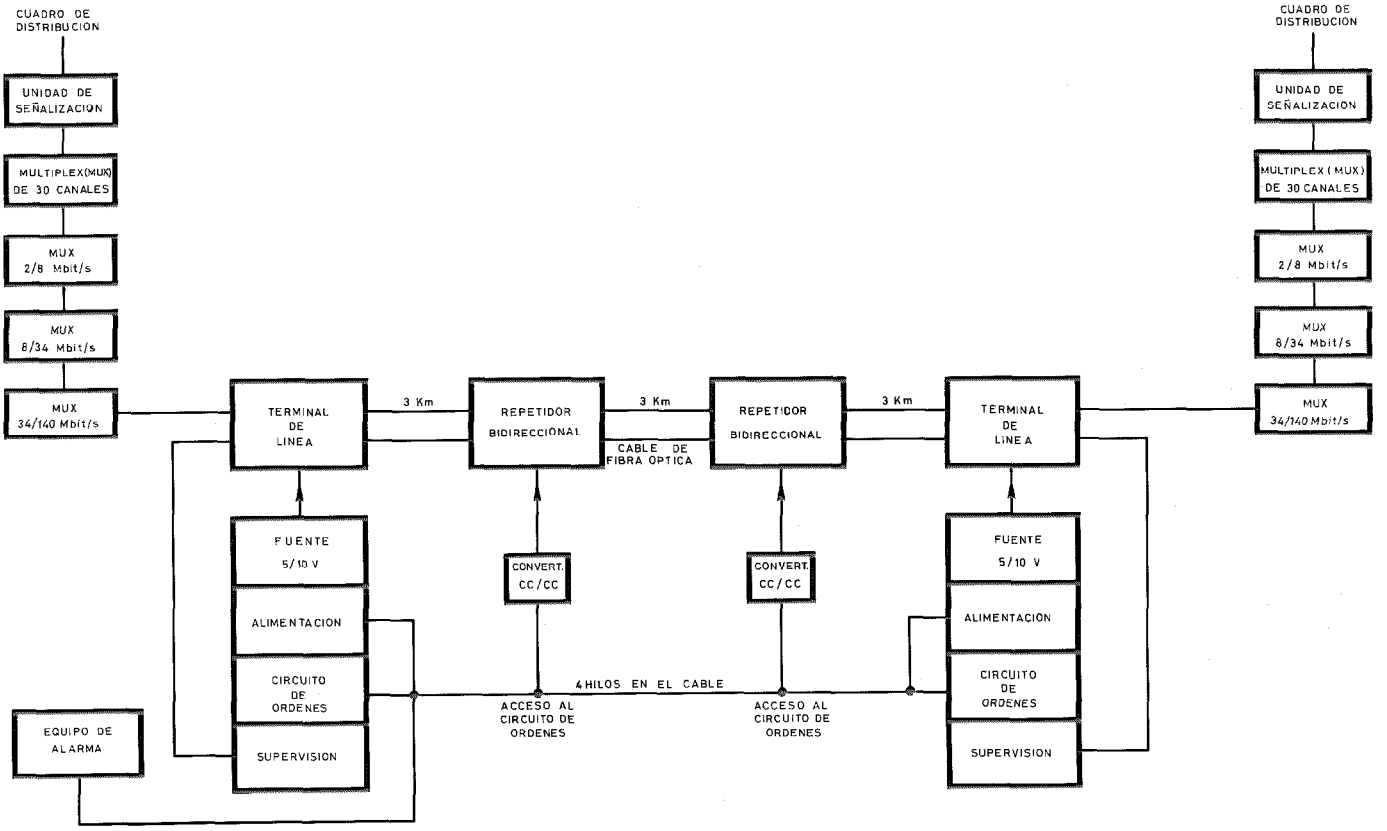


Fig. 7 Esquema de bloques mostrando todos los principales constituyentes del sistema de demostración de campo de 140 Mbit/s.

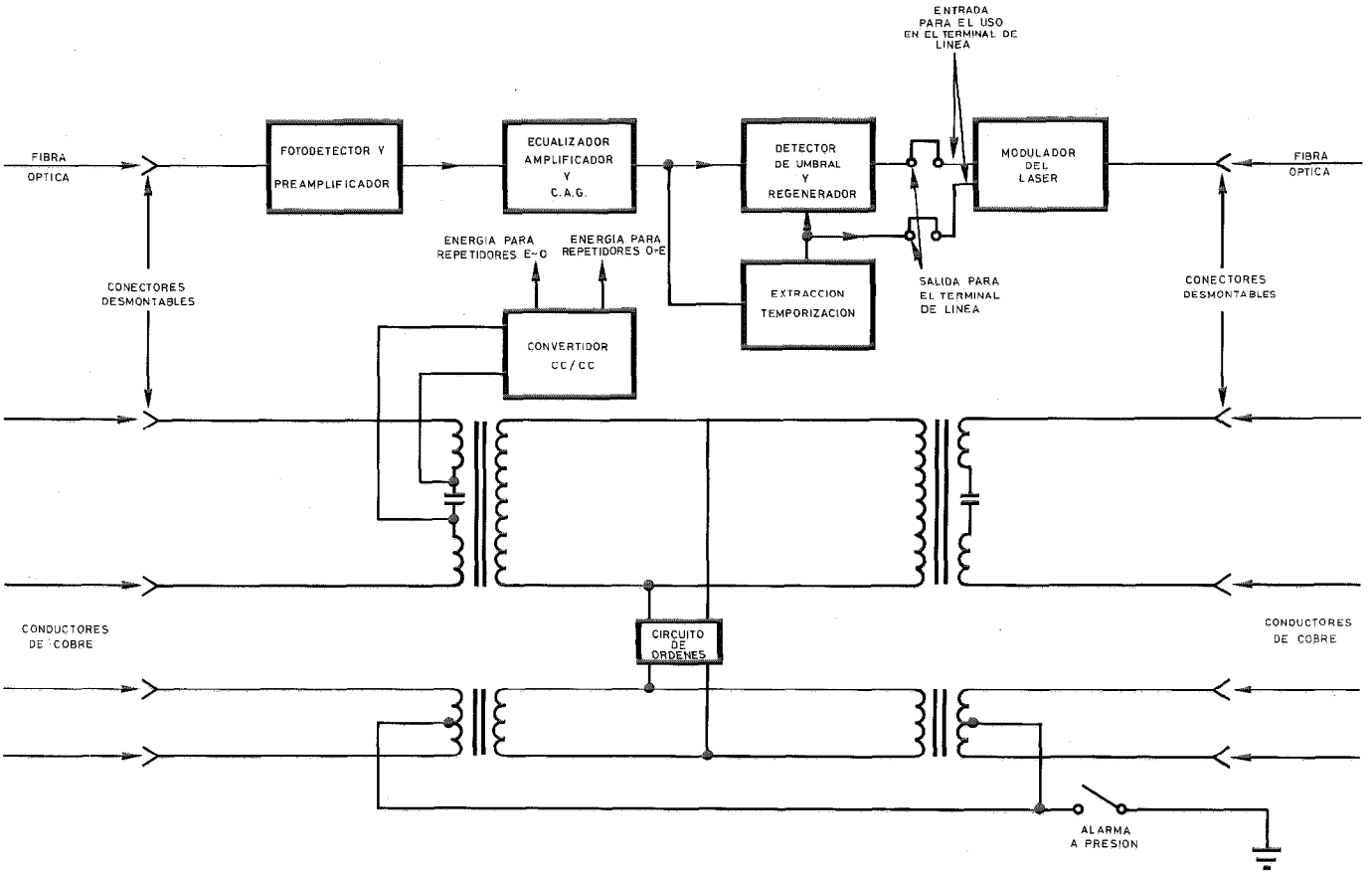


Fig. 8 Esquema de bloques del repetidor de línea mostrando los principales bloques funcionales junto con el circuito de órdenes y la separación de potencia.

que los terminales están separados una distancia de 9 km. Los terminales están situados en estaciones repetidoras de la Administración inglesa (British Post Office – BPO), uno está situado en una pequeña cuidad comercial (Hitchin) y el otro en una cuidad moderna y mayor (Stevenage). Los repetidores intermedios están espaciados aproximadamente 3 km y están alojados en las ollas típicas del BPO que se colocan en las cámaras de registro que se encuentran a lo largo de la calle.

Los repetidores (Figs. 8 y 9) están alimentados desde los terminales a través de conductores de cobre de 0,5 mm de diámetro situados dentro del cable óptico. Se usa una fuente de alimentación estándar de corriente constante de 49 mA, pero como el láser requiere una corriente de aproximadamente 180 mA y el APD un voltaje de polarización de aproximadamente 400 V, en los repetidores se incorporaron convertidores CC-CC. Los circuitos de separación de potencia (Fig. 8) proporcionan también un circuito de órdenes a través de los conductores de cobre. Además de las unidades convencionales del circuito de órdenes utilizadas en los terminales, se incorporaron otras unidades convencionales tales como unidades de alarma de presión y fuentes de alimentación.

Equipo terminal de línea

En la figura 10 se muestra un diagrama de bloques del terminal de línea. La secuencia de bitios que entran codificados con inversión de marcas (código CMI), procedente del equipo múltiplex, se convierte a código binario y después la señal se hace seudoaleatoria en un "scrambler" de 15 etapas y se insertan los bitios de paridad después de cada 17 bitios de información. Esta señal excita al modulador del láser. En la dirección de entrada procedente de la línea tienen lugar los procesos inversos.

La figura 11 muestra el equipo terminal. Por encima del repetidor está el equipo terminal de línea y por debajo está el equipo múltiplex 34/140 Mbit/s construido para esta demostración por Bell Telephone Manufacturing Company, una asociada belga de ITT. A la izquierda del equipo terminal de línea están los equipos múltiplex 8/34 Mbit/s y 2/8 Mbit/s fabricados por FACE-Standard, una compañía italiana de ITT. El bastidor de 19 pulgadas situado a la derecha del equipo terminal de línea contiene las unidades de las fuentes de alimentación, circuitos de órdenes, unidades de telealimentación y un equipo múltiplex de canal único.

Repetidor

La misión del repetidor es aceptar la señal óptica atenuada, convertirla en una señal eléctrica equivalente, amplificar, regenerar y sincronizar esta señal eléctrica y después reconvertirla en una señal óptica que se acopla en la fibra. La figura 8 es un diagrama de bloques del repetidor; la entrada óptica incide en un APD que se polariza en el modo de corriente constante para proporcionar la com-

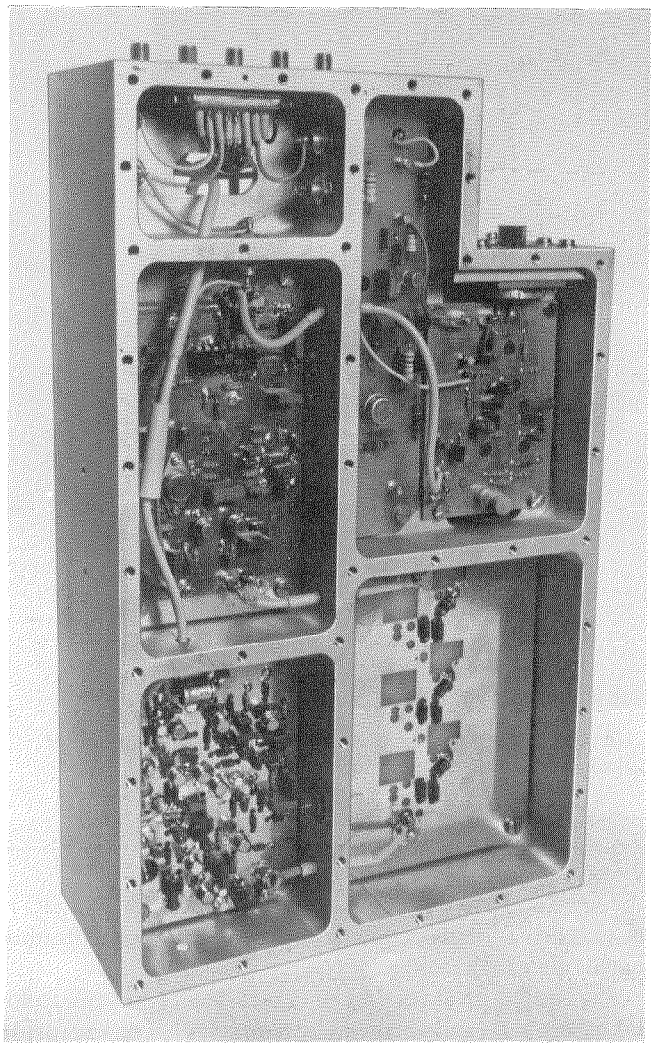


Fig. 9 Vista del repetidor con las tarjetas del receptor expuestas. Las tarjetas visibles incluyen el APD y el preamplificador, el circuito de polarización del APD, el amplificador con CAG (control automático de ganancia) y el ecualizador.

pensación de temperatura y el control automático de ganancia (CAG) que compensa un margen de 10 dB en la potencia óptica de entrada. El APD va seguido por un amplificador de adaptación de bajo ruido. Después de una posterior amplificación, un CAG eléctrico compensa otros 15 dB de la señal óptica de entrada

La atenuación restante se compensa insertando filtros neutros de densidad situados delante del detector. El siguiente ecualizador es un filtro transversal ajustable combinado con un filtro de atenuación variable. La extracción del reloj se efectúa mediante circuitos tanques LC que tienen un Q de aproximadamente 100. Después de la detección del umbral y de la regeneración, la señal, idealmente, debería ser una réplica de la señal binaria original y como tal constituye la señal que excita al modulador del láser. El nivel de salida óptica del láser se controla mediante uno de los circuitos de realimentación descritos en el apartado "Control del láser"; como ambas opciones se utilizaron en el campo, ambas fueron evaluadas.

Como se ve en la figura 8, a la entrada del modulador se ha dispuesto de un dispositivo para poder interrumpir el reloj y modificar la trayectoria de la señal, de tal manera que permita a un mismo repetidor el poder ser usado como repetidor terminal, donde se requiera una señal óptica de entrada y eléctrica de salida y viceversa, y como repetidor de línea.

En cada repetidor dependiente un convertidor CC a CC suministra las líneas de potencia requerida para un repetidor bidireccional a partir de la telealimentación de 49 mA que se proporciona por los hilos de cobre que están en el cable óptico. Los hilos de cobre de telealimentación también sirven como uno de los pares de circuito de órdenes a 4 hilos por lo que son necesarios transformadores para separar las señales de conversación y la alimentación, como se muestra en la figura 8.

Instalación

Al demostrar la viabilidad de una nueva tecnología, lo más importante es poder mostrar que se puede instalar en

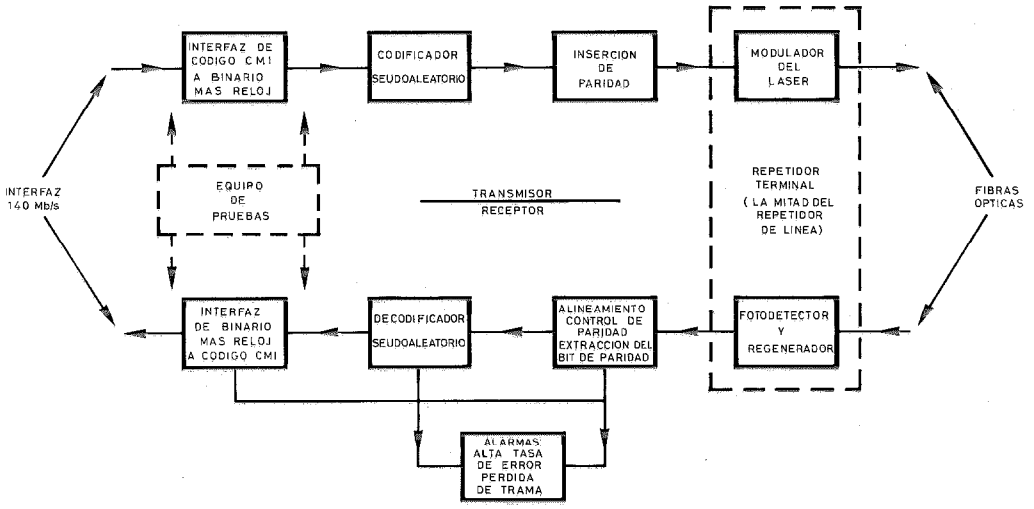


Fig. 10 Esquema de bloques del equipo terminal mostrando los principales bloques funcionales.
AIS - señal de inhibición de alarma

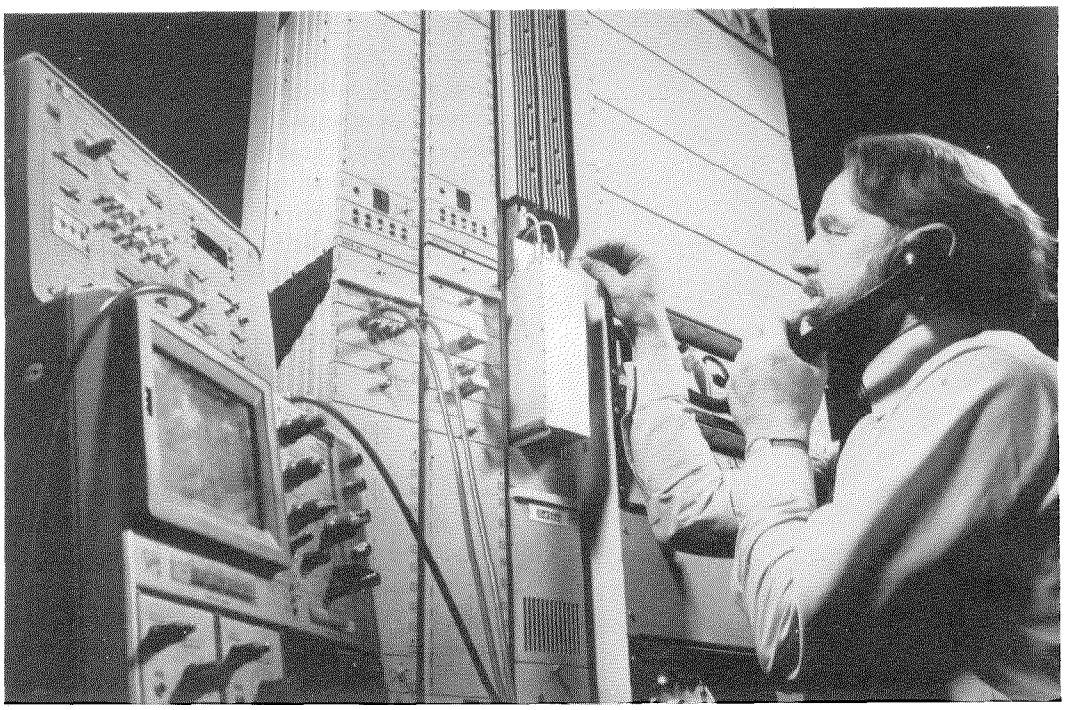


Fig. 11 Equipo terminal usado en el sistema de demostración de campo. Un ingeniero está alineando un conector óptico en un repetidor terminal. El equipo terminal de línea está situado por encima del repetidor.

un entorno práctico sin una degradación significativa en el comportamiento y sin tener que tomar demasiadas precauciones restrictivas. De acuerdo con lo anterior, se puso un gran énfasis sobre la importancia de la fase de instalación del sistema de demostración de 140 Mbit/s.

Instalación del cable

En unión con el BPO se eligió una ruta que fuese más difícil que la media desde el punto de vista de la instalación del cable. La figura 12 es un esquema de parte de la ruta desde el punto 2 del amplificador (AP2) al edificio terminal de Stevenage que ilustra los muchos codos que hay en los conductos y en los registros. No ha sido posible mostrar los muchos cambios en el plano vertical ni los cruces de conductos en los registros. Casi toda la canalización está continuamente inundada incluso después del verano más seco registrado. Más de un tercio de la canalización alojaba cables telefónicos convencionales, incluyendo cables de 23 mm (150 pares), de 28 mm (250 pares) y de 49 mm (400 pares); algunos tramos de canalización contenían hasta 4 cables antes de que se instalara el cable óptico.

Para poder registrar las tensiones de tracción, se diseñó un torno con la instrumentación adecuada que se utilizó en todo momento del programa de instalación. Además del registro continuo de la tensión de tracción se incorporó un sistema de detención para limitar las tensiones a un valor preseleccionado que en este caso se puso en 80 kp.

Con anterioridad a la instalación de ningún cable, se limpiaron todas las canalizaciones utilizando un cepillo y un mandril y se lubrificaron con parafina líquida. Se descubrieron varios atascos siendo algunos desatascados con el mandril y otros requirieron que se renovaran tramos cortos de canalización.

Un equipo de la sección de cables de STC instaló todos los cables utilizando el torno instrumentado con excepción de aquellos lugares en donde la naturaleza de la ruta hizo preferible que el cable se instalara en dos direcciones desde una cámara de registro intermedia; en estos casos fue frecuentemente mejor tirar a mano desde el extremo corto del cable.

Las tensiones medidas durante la instalación mostraron que a pesar de la dificultad de la ruta únicamente se requirieron fuerzas pequeñas (típicamente 35 kp) aun en las longitudes más largas. Solamente en una ocasión actuó el sistema de detención y esto fue debido a que la polea se enganchó en el extremo de la canalización.

La instalación se completó sin que ninguna fibra se rompiera y el comportamiento óptico sufrió solamente ligeros cambios con relación a las medidas efectuadas en los arrollamientos de cable. Por término medio no hubo cambio en la dispersión y en cuanto a la atenuación decreció en 0,1 dB/km. El cambio en el comportamiento se muestra en la figura 13 de la que se deduce que la dispersión en los parámetros es muy pequeña, y en gran parte atribuible a errores aleatorios de medida.

Durante la instalación de un sistema en una ruta canalizada es necesario llevar a cabo empalmes en las cámaras de registro y en cajas de empalmes en aceras. Para probar su factibilidad todos los empalmes se hicieron en una de estas situaciones [4]. La mayoría de estas cámaras de registro contenían cantidades considerables de agua y de barro. Sin embargo, la única preparación que se consideró necesaria fue sacar con una bomba el agua. Bajo estas condiciones se

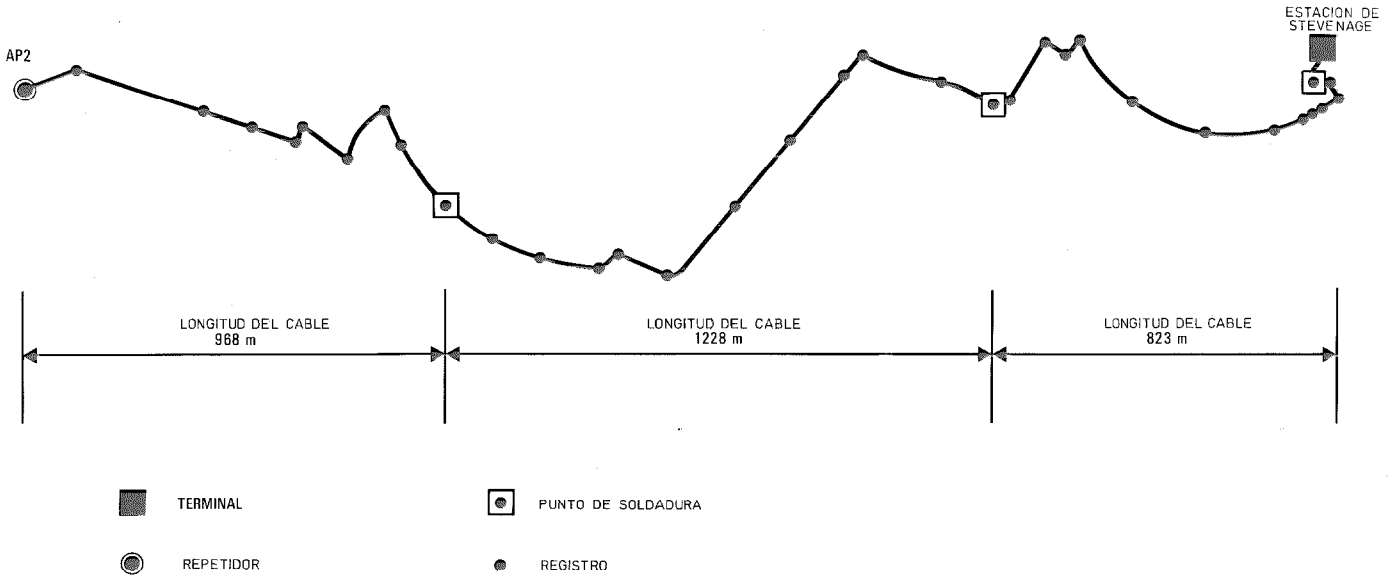


Fig. 12 Esquemático de parte de la ruta del punto 2 del amplificador (AP2) al edificio terminal de Stevenage. Esta es quizá la más dificil y realista ruta usada nunca para un sistema de comunicaciones por fibra óptica.

encontró que era práctico, a pesar de que frecuentemente fuese muy molesto, llevar a cabo el empalme. Indudablemente, todos los empalmes se completaron satisfactoriamente y la pérdida media por empalme fue menor que 0,5 dB.

Para asegurar que los empalmes fuesen duraderos en las condiciones del campo, se usó un manguito tipo 31 del BPO como protección adicional. Los cables ópticos se embutieron en la base del manguito protector utilizando compuestos de resina que se usan normalmente en los cables. Aproximadamente un metro de fibra de reserva se almacenó enrollado en una bobina dentro del manguito para facilitar futuras medidas y los empalmes se fijaron a los soportes que están embutidos en la base, como muestra la figura 14.

Instalación del equipo

La instalación del equipo en el edificio de la central se llevó a cabo por un equipo de personal de instalaciones de STC, que no encontraron especiales dificultades. Antes de instalar el equipo óptico en el campo se ajustaron los repetidores para que diesen la necesaria potencia media de salida (−3 dBm) y el requerido nivel de "0" (mediante el ajuste de la corriente de modulación). La figura 15 muestra la instalación del equipo y de los conectores ópticos en el campo.

Los conectores ajustables se optimizaron mediante tornillos perpendiculares. Para facilitar la optimización, los receptores del repetidor disponen de un dispositivo de medida de potencia. La salida de éste se conecta a un oscilador de audio controlado por voltaje que excita a un altavoz; el tono procedente del altavoz se reenvía al transmisor por el circuito de órdenes. La transferencia de máxima potencia a la fibra corresponde a la frecuencia máxima y en la práctica ésta se puede fijar con relativa facilidad por el ingeniero que está alineando el conector. La fibra de núcleo grande (≈200 μm) situada en la parte superior del conec-

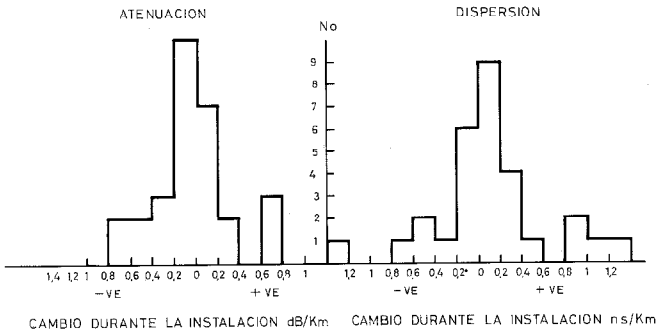


Fig. 13 Histogramas de los cambios de la atenuación y dispersión medidas después de la instalación de longitudes individuales de cable en las canalizaciones, comparadas con los valores medidos en las bobinas.

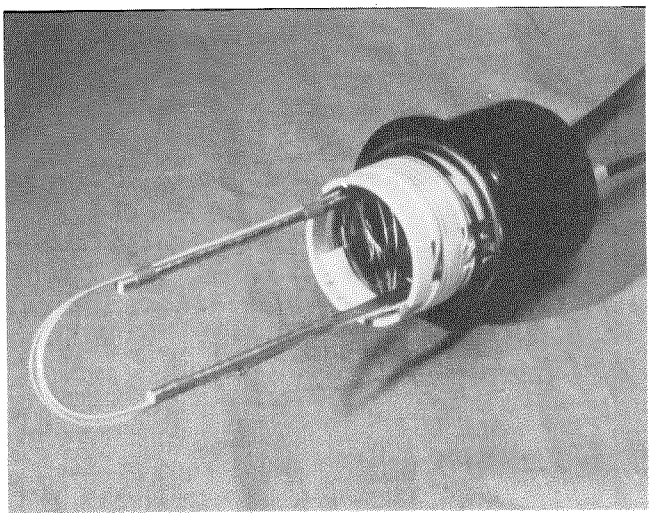


Fig. 14 La cubierta del empalme abierta mostrando los empalmes y la fibra almacenada.

tor del receptor hace que el ajuste en este conector sea innecesario.

Después de que se ha optimizado la señal recibida es necesario ajustar el ecualizador para obtener la óptima apertura del ojo. No es factible un ajuste previo de este control como no lo es tampoco, con las actuales fibras, predecir con precisión las características del cable de la misma manera que se puede hacer con el cable coaxial.

Resultados de la prueba

Como las longitudes de cable que se utilizarían en el sistema estuvieron disponibles durante la fase de desarrollo, estos cables se empalmaron en el laboratorio para proporcionar pruebas realistas. Durante la realización de las pruebas llevadas a cabo en el primer tramo de 3 km de fibra cableada, se observaron grandes variaciones en la señal recibida con un amplio margen de frecuencia (ruido) cuando el cable se flexionaba por el extremo transmisor de la ruta. La magnitud de estas variaciones era suficiente para causar un completo colapso del sistema, pues el nivel de potencia recibida se veía afectado en más de 20 dB que era el margen del sistema. A este fenómeno de ruido llamamos ahora ruido modal pero entonces no fue entendido. No obstante, se estableció que los efectos serían minimizados asegurando que las condiciones de excitación del láser no permitiesen estabilizar las condiciones de operación del láser. Como consecuencia, fue necesario cambiar la señal de excitación del láser de no retorno a cero (NRZ) a retorno a cero (RZ), asegurando de esta manera que las condiciones de operación del láser no le den tiempo para estabilizar durante largos períodos de "1". También se cambió el punto de polarización del láser; desde el umbral se trasladó a un punto por debajo del umbral, con el fin de asegurar, además, que las condiciones de operación estuviesen cambiando durante cada impulso; pero el punto de polarización se situó lo bastante cerca del umbral para que no motivara un significativo aumento en el tiempo de subida del impulso.

El remedio empleado quitó todos los efectos del ruido debido a la flexión de la fibra y lo que al principio apareció como una situación completamente desastrosa llegó a ser perfectamente manejable sin pérdida en el comportamiento.

Una de las condiciones necesarias para que tenga lugar el ruido modal es la pérdida selectiva de modos. Los empalmes imperfectos, causados, por ejemplo, por desadaptación geométrica de las fibras, también contribuyen al ruido modal. Se debe subrayar, sin embargo, que aun en el caso en que todas las uniones fueran perfectas, el ruido modal habría estado aún presente con la pérdida selectiva de modos que ocurre en el dioptrio núcleo/envoltura de la fibra. El ruido modal, sus causas y la manera de prevenirlo son ahora perfectamente entendidas [9].

La sensibilidad medida (sin dispersión) de un repetidor se muestra en la figura 16, en donde se ve que se consiguió una tasa de error de 10^{-9} para un nivel de potencia recibida de casi −49 dBm. En el campo se midió una tasa de error media consistente de 2×10^{-12} durante períodos de varias semanas, en el sistema de 9 km y con repetidores a intervalos de 3 km. A pesar de que esto es más alto que lo esperado para los niveles de potencia recibidos, es un comportamiento más que adecuado para un sistema de enlace en la red telefónica; algunos de los errores se pueden atribuir al gran voltaje de ruido medido en las líneas de fuerza de la central.

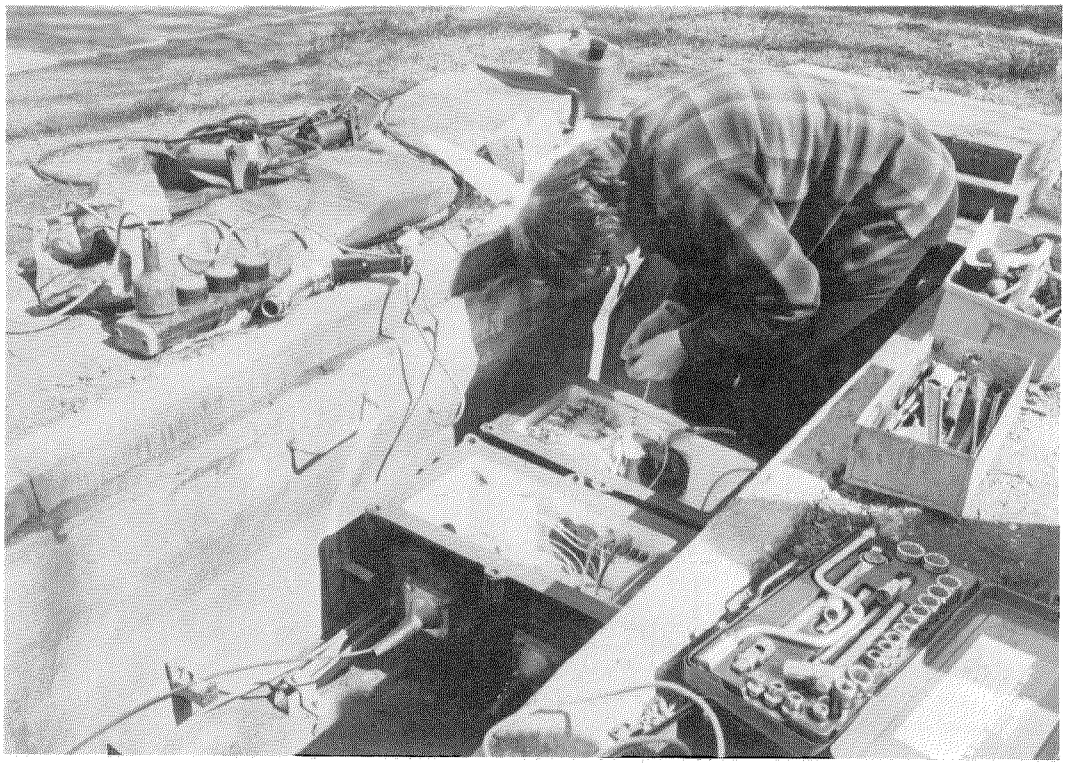


Fig. 15 Un ingeniero instalando conectores ópticos en un repetidor bidireccional que está colocado en una olla del tipo estándar del BPO en una cámara de registro de una acera adyacente a la calzada.

A través de un repetidor se midieron valores eficaces de 2° para la inestabilidad de fase (jitter), pasando datos seudoaleatorios de una longitud de secuencia de $2^{15}-1$. Este comportamiento es también mejor que el requerido para cualquier sistema de enlace.

Como se mencionó anteriormente, se probó que era posible quitar un repetidor, ampliándose de esta manera la distancia entre repetidores de 3 km a más de 6,2 km y sin cambiar significativamente la tasa de error medida. Este experimento muestra que la causa dominante de la tasa de error residual no es de naturaleza térmica y que el amplio margen del sistema (24 dB) mostrado en la tabla 2, se puede utilizar eficazmente para aumentar la separación entre repetidores.

De lo anteriormente dicho está claro que el comportamiento del sistema es adecuado para su aplicación en enlaces telefónicos, pero se acepta, generalmente, que la prueba más exacta de un sistema digital es la transmisión de señales altamente estructuradas tales como señales de TV digitalizadas. Pruebas de calidad en la transmisión de radiodifusión de señales TV digitalizadas sobre una ruta de 18 km y con repetidores a intervalos de 3 km se llevaron a cabo en cooperación con la British Broadcasting Corporation (BBC) utilizando sus digitalizadores y otros equipos [10]. Durante estas pruebas los equipos telefónicos de multiplexación estaban fuera de servicio.

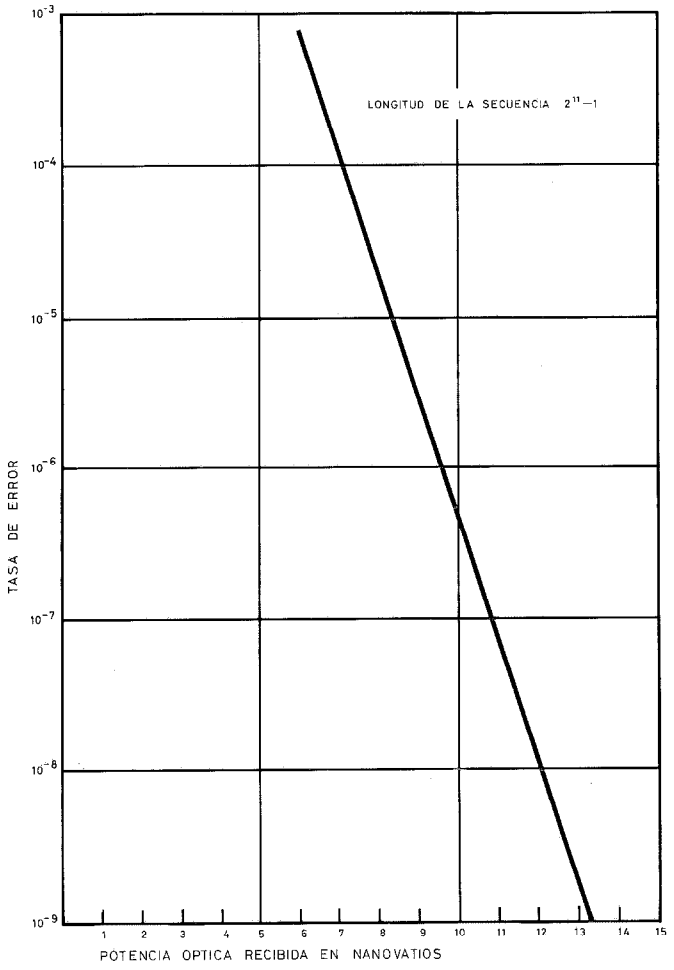


Fig. 16 Sensibilidad del receptor de un prototipo de repetidor en términos de tasa de error en función de la potencia medida en el extremo de salida de la fibra.

La calidad de la transmisión se determinó mediante la evaluación cualitativa de la imagen y por el cambio en la tasa de error. Para detectar los errores se utilizaron dos métodos, uno usando el sistema de detección de errores incorporado y el otro contando los errores corregidos por el corrector de errores Wyner-Ash en un canal de visión. Los errores se registraron por las combinaciones de las siguientes variables:

- Dos configuraciones diferentes del seudoaleatorizador (scrambler) del sistema.
- Información de vídeo en el primer canal (por ejemplo 100% carta de ajuste); sincronización; ráfaga de color, nivel del negro; escala horizontal de grises. El segundo canal transmitía siempre sincronización, nivel de negro y ráfaga de color generados digitalmente.
- Los esquemas de códigos que se emplearon en el primer canal, por ejemplo, PCM, PCM diferencial y PCM híbrido*.
- Cuatro posibilidades de código seudoaleatorio (scrambling) o no en uno o los dos videocanales.

Se observó un ligero aumento en la tasa de error del sistema cuando se transmitieron imágenes o señales de prueba de televisión que quedaba muy dentro del margen de corrección del corrector de errores de vídeo, y se obtuvieron imágenes libres de errores. La dependencia con el modelo de señal no se considera un problema. No apareció ninguna correlación entre la tasa de error y las combinaciones de los cidificadores seudoaleatorios (scrambler) de vídeo.

A lo largo de las pruebas se realizaron valoraciones subjetivas de calidad de la imagen. Para todas las configuraciones y con los recursos de material utilizados, no apareció ninguna degradación detectable a través del sistema de transmisión.

Estos resultados aumentan la confianza en el sentido en que es viable que los códigos seudoaleatorios se utilicen como código de línea en el sistema; pero en la transmisión de señales altamente estructuradas puede ser deseable un codificador seudoaleatorio (scrambler) de vídeo adicional.

Conclusiones

Progresar desde los experimentos de laboratorio con las partes componentes hasta un sistema completo operando en unas condiciones reales es claramente un impresionante paso en cualquier tecnología nueva. Esta demostración de campo es un ejemplo clásico de este progreso y proporcionó el incentivo necesario para establecer nuevas técnicas. Un número de soluciones elegidas han sido probadas con éxito, anticipando de esta manera el momento en que los sistemas para aplicaciones en la red telefónica serán instalados para dar un servicio normal.

La repetitividad de las propiedades ópticas y mecánicas de los cables de fibras ópticas se ha demostrado claramente y también se ha verificado el diseño de un cable con unas propiedades mecánicas mucho mejores que las requeridas para su instalación en canalizaciones. También se ha mostrado que técnicas similares a las usadas con los cables convencionales se pueden utilizar en la instalación de cables

* El BPO llama así a un PCM que es parcialmente diferencial y parcialmente normal.

ópticos sin producirse deterioro o cambios significativos en las características ópticas. Se han hecho tiradas de 1060 metros únicamente.

A pesar de que la técnica utilizada para realizar los empalmes en el campo ha sido sustituida ya por otros métodos (por ejemplo fusión por arco eléctrico) fue importante establecer que se podían realizar empalmes de pocas pérdidas en el interior de las cámaras de registro y sin necesidad de tomar precauciones especiales; esta operación se hizo eficientemente.

El desarrollo de circuitos que permiten que tanto el APD como el láser operen desatendidos durante largos períodos de tiempo y en un ambiente no controlado, manteniendo un comportamiento óptimo, es claramente un logro importante y una etapa muy necesaria hacia los sistemas prácticos.

El poder transmitir señales TV digitalizadas con alta calidad y sin degradación sobre el sistema indica que el código binario seudoaleatorio constituye una elección apropiada como código de línea. También la inserción del bitio de paridad ha demostrado ser un simple y eficaz procedimiento de detección de errores en tráfico real.

La distancia entre repetidores de más de 6 km en el campo se ha visto que es factible, incluso reservando todavía un adecuado margen para el sistema; esto está claramente definido por el comportamiento óptico del cable. Cable con un comportamiento que excede al que se empleó en el sistema se está produciendo ya normalmente, lo que hace posible que las distancias entre repetidores sean aún mayores. Estudios económicos [11] han mostrado que a esta velocidad los sistemas ópticos con distancias entre repetidores de 6 km tienen una clara ventaja económica sobre los sistemas coaxiales, que tienen los repetidores separados cada 2 km a esta velocidad de transmisión. Además, con los sistemas ópticos ya es posible una distancia de 10 km entre repetidores, lo que proporciona aún mayor ventaja en el coste.

En resumen, se ha construido, instalado y puesto en operación un sistema por fibra óptica a 140 Mbit/s en una ruta típica de la Administración telefónica y ha demostrado que puede mantener un alto estándar de comportamiento durante el servicio.

Agradecimientos

El autor desea expresar su agradecimiento a las contribuciones de sus muchos colegas en el desarrollo de las partes que constituyen el sistema. Sin su ingenio, inspiración y cooperación no hubiera sido posible el éxito de la demostración. También agradece al BPO por haber puesto a nuestra disposición la ruta, el edificio terminal y una serie de elementos convencionales utilizados y también por su inestimable ayuda y cooperación, que contribuyó al éxito del programa. Finalmente, expresa su agradecimiento a la BBC por su participación en las pruebas de TV digitalizada y por haber proporcionado el equipo de proceso necesario para llevar a cabo aquellas pruebas.

Referencias

[1] A. R. Goodwin, P. A. Kirkby, R. G. Plumb, R. S. Baulcomb y I. G. A. Davies: Effects of Processing Stress on the Residual Degradation of Long Lived GaAlAs Lasers; Applied Physics Letters, mayo 1979 (para publicar).

[2] R. E. Epworth: Subsystems for High Speed Optical Links; Second European Conference on Optical Fibre Communication, París, 27–30 septiembre 1976, París, Groupement des Industries Electronics y Société des Electriciens, des Electroniciens et des Radioelectriciens.

[3] P. W. Black, A. Cook, A. R. Gilbert, M. M. Ramsay y J. R. Stern: The Manufacturing, Testing and Installation of Rugged Fibre-Optic Cables; Third European Conference on Optical Comunication, Munich, 14–16 septiembre 1977. Nachrichtentechnische Gesellschaft-Fachberichte Band 59.

[4] D. Dalgoutte: Collapsed Sleeve Splices for Field Jointing of Optical Fibre Cable; Third European Conference on Optical Communication, Munich, 14–16 septiembre 1977. Nachrichtentechnische Gesellschaft-Fachberichte Band 59.

[5] I. Hatakeyama y H. Tsuchiya: Fusion Splices for Optical Fibers by Discharge Heating; Applied Optics, 15 junio 1978, volumen 17, n° 12, págs. 1959–1964.

[6] J. D. Archer: Single Fibre Optical Connection; New Electronics, 24 enero 1978, volumen 11, n° 2, págs. 58, 61.

[7] C. Game y A. Jessop: Random Coding for Digital Optical Systems: First European Conference on Optical Fibre Communication, Londres, 16–18 septiembre 1975, Londres, Institution of Electrical Engineers Conference Publication n° 132, págs. 171–173.

[8] M. Eve y otros: Transmission Performance of Three Graded Index Fibre Cables Installed in Operational Ducts; Third European Conference on Optical Communication, Munich, 14–16 septiembre 1977. Nachrichtentechnische Gesellschaft-Fachberichte Band 59.

[9] R. E. Epworth: The Phenomenon of Modal Noise in Analogue and Digital Optical Fibre Systems; Fourth European Conference on Optical Communication, Génova, 1978.

[10] J. D. Weston y N. H. C. Gilchrist: Joint STC/BBC Field Trials on an Experimental 140 Mbit/s Optical Fibre Digital Transmission System; International Broadcasting Convention, Londres, 25–29 septiembre 1978, Londres, Institution of Electrical Engineers Conference Publication n° 166, págs. 33–36.

[11] M. E. Collier y A. W. Horsley: Aplicaciones de los sistemas de comunicaciones por fibra óptica; Comunicaciones Eléctricas, 1978, volumen 53, n° 2, págs. 156–164.

D. R. Hill nació en Enfield, Inglaterra en 1933. En 1949 ingresó en el laboratorio de válvulas de STC que fue posteriormente absorbido por STL. Después de varios años trabajando en klystrons, se trasladó al laboratorio de microondas y después, en 1961, al laboratorio de sistemas de radio donde llevó varios proyectos relacionados con prototipos de sistemas de microondas. En 1973 entró a formar parte del laboratorio de sistemas de ayudas a la navegación donde fue el jefe del programa de un sistema de aterrizaje por efecto doppler en microondas.

Al entrar en el Departamento de Sistemas Opticos en 1975, el Sr. Hill llegó a ser jefe del programa del sistema de demostración de fibras ópticas a 140 Mbit/s y ahora es jefe del Departamento de Integración de los Sistemas Opticos. El Sr. Hill es miembro del Instituto de Física.

Transmisión digital a 565 Mbit/s sobre cable coaxial

La red interurbana de cable coaxial existente puede ofrecer una capacidad de transmisión superior a la de los actuales sistemas de 140 Mbit/s. El desarrollo para aumentar la capacidad hasta 565 Mbit/s utilizando la planta existente puede ser una alternativa de otros tipos de sistemas, tales como fibra óptica o radio.

R. J. CATCHPOLE
Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Reino Unido
P. NORMAN
D. B. WATERS
Standard Telephones and Cables Limited, Londres, Reino Unido

Introducción

Los sistemas digitales de línea, a velocidades superiores a 200 Mbit/s han sido recientemente objeto de estudio por parte de Standard Telephone and Cables, una compañía británica de ITT y Standard Telecommunication Laboratories, un centro de investigación británica de ITT. Más concretamente en 1976 se completó una serie de estudios de factibilidad para la gama de 400 a 600 Mbit/s, los cuales estaban amparados por un contrato con el British Post Office. Especialmente atractiva es la velocidad de aproximadamente 560 Mbit/s, ya que permite multiplexar cuatro señales de 139.264 Mbit/s, siendo la multiplexación con factores de 4 la base de la jerarquía digital establecida por el CCITT.

Entre los numerosos problemas que surgen, se pueden mencionar el comportamiento del cable coaxial a velocidades elevadas, la dificultad de conseguir un funcionamiento adecuado de los circuitos a altas frecuencias (lo cual requiere la utilización de tecnología microelectrónica híbrida en capa gruesa y elevado consumo de energía, y la selección del código de línea óptimo.

La atenuación de un par coaxial, en dB por unidad de longitud, es aproximadamente proporcional a la raiz cuadrada de la frecuencia. Por lo tanto, al multiplicar la velocidad por 4, se reduce la sección de repetición a la mitad. Sin embargo los requisitos que se imponen a un sistema de 565 Mbit/s, con longitud de sección mitad, son más exigentes que para un sistema de 140 Mbit/s, cuando se tienen también en cuenta la mayor anchura de banda para el ruido y las tolerancias prácticas en el emplazamiento de los puntos de repetición.

La inmunidad al ruido térmico y a las degradaciones es siempre el factor preponderante en la determinación de la longitud máxima de la sección y del margen del sistema. Por lo tanto se estudiaron para el sistema aquellos planteamientos que maximizaban la inmunidad al ruido, a fin de establecer la factibilidad de la transmisión a 565 Mbit/s con secciones de longitud mitad a la correspondiente a sistemas analógicos de 12 MHz o digitales de 140 Mbit/s sobre cable coaxial. El estudio estuvo complementado con trabajos prácticos sobre circuitos, lo que es necesario para verificar los parámetros utilizados en el sistema de alta velocidad.

Bases para el estudio de un sistema de 565 Mbit/s

Circuito hipotético de referencia

El sistema se diseñó para que introduzca una tasa media de errores inferior a 5 por cada 10^{11} bitios por kilómetro de ruta.

Tabla de abreviaturas

IES	- interferencia entre símbolos
FRET	- factor de reflexión estructural total
PEP	- ponderación espectral de potencia
SD	- suma digital
SDP	- suma digital de palabra

Pares coaxiales

Se supusieron unos valores de atenuación a 20 °C para el caso peor tal y como los determina el British Post Office dados por las siguientes expresiones, en donde f es la frecuencia en MHz [1]:

- $1{,}06 \cdot (0{,}066 + 5{,}15 \cdot \sqrt{f} + 0{,}0047 f)$ dB/km para el cable coaxial 1,2/4,4 mm
- $1{,}06 \cdot (0{,}013 + 2{,}305 \sqrt{f} + 0{,}003 f)$ dB/km para el cable coaxial 2,6/9,5 mm

Se supuso que las reflexiones en el cable, o en los empalmes y conectores, eran pequeñas y en todo caso dentro del margen que se asigna a las imperfecciones, Esto puede exigir, en algunos casos, la adaptación de los extremos del repetidor, tal y como se expone más adelante.

Funciones del repetidor

Cada repetidor ha de incluir las funciones básicas de ampliación, regeneración y retemporización. Se estudiaron también los sistemas híbridos, es decir aquéllos en los que se elimina una o más de estas funciones en algunos repetidores, pero se desecharon porque no se conseguía el espaciado de repetidores que se deseaba.

Potencia de salida y factor de ruido

Se suministró la potencia suficiente para conseguir en el repetidor una potencia pico de salida de + 28 dBm, con una anchura de banda capaz de producir impulsos con espectro coseno cuadrado.

El extremo anterior del repetidor ofrecía un factor de ruido de 4 dB. Obviamente los resultados serían idénticos para una potencia de salida de + 29 dBm y un factor de ruido de 5 dB etc., (se exceptuó el caso de un sistema binario, en el que se supuso una potencia de + 26 dBm, ya que corresponde a una velocidad de símbolos muy alta).

Seudoaleatoriedad

El grado de interferencia entre símbolos que se experimenta en los sistemas de línea reales es tal que el margen de ruido varía para cada combinación de símbolos. En los casos extremos, ciertas degradaciones pueden causar errores

para algunas combinaciones de símbolos, incluso en ausencia de ruido. El buen comportamiento de un sistema en presencia de tales degradaciones depende por entero de que la probabilidad de aparición de tales combinaciones de símbolos sea muy pequeña. Este sería el caso cuando se transmiten datos aleatorios, situación que en la práctica se puede aproximar mediante la generación de secuencias seudoaleatorias, siendo el mejor método conocido para resolver el problema mencionado. Así pues, la seudoaleatorización se consideró para todos los códigos que se tratan más adelante.

Margen para imperfecciones

La pérdida de inmunidad al ruido debida a imperfecciones en los repetidores o en el cable se puede calcular a partir de su efecto sobre el diagrama de ojo. Aunque este enfoque es conservador, resulta ser bastante correcto para bajas tasas de error, que son las que nos interesan. En la figura 1 se representa un "diagrama de ojo", es decir la figura que se obtiene superponiendo los impulsos que entran en el circuito de decisión de un repetidor regenerativo. Se muestra un impulso aislado, junto con los límites del ojo formado cuando dicho impulso se ve afectado por la peor interferencia entre símbolos (IES) posible originada por las colas de otros impulsos cercanos. Análogamente se muestra la envolvente de las amplitudes de los impulsos aumentada por la IES.

Se pueden incluir otras degradaciones, distintas de la IES de la señal nominal definiendo un cuadrilátero (parte rayada en la figura 1). La altura del cuadrilátero tiene en cuenta la imperfección en la discriminación de amplitud (debida a errores de igualación, comportamiento del umbral del regenerador, reflexiones en las discontinuidades del cable, etc.), este sistema se expresa como una fracción δ de la señal manual pico a pico [2]. La base del cuadrilátero tiene en cuenta las imperfecciones en el muestreo (debidas a una velocidad finita del regenerador, errores de temporización y fluctuación de fase); se suele expresar como una fracción W del período del dígito. La porción del ojo E que queda abierta se define tal como se muestra y representa la apertura mínima garantizada con una tolerancia de muestreo igual a la anchura W especificada. El cuadrilátero se posiciona de forma que el valor de E sea máximo. Puede haber también un reforzamiento del nivel de ruido debido a efectos de distorsión de señal con una distribución de probabilidades de amplitud de tipo Gaussiano.

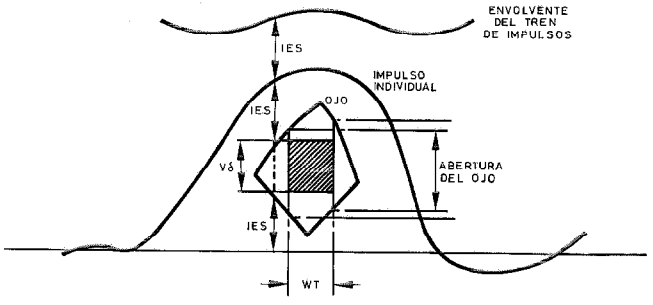


Fig. 1 "Diagrama de ojo" con el cuadrilatero que tiene en cuenta la imperfección en la discriminación de amplitud.
T - Período del dígito
V - Amplitud pico a pico de la señal nominal.

Se espera que las degradaciones del diagrama de ojo para el sistema de 565 Mbit/s sean similares a las experimentadas con sistemas de 120 Mbit/s [2]. El aumento de la degradación debida a limitaciones de los componentes en altas frecuencias puede ser contrarrestado mediante las recientes mejoras habidas en las técnicas de diseño. La degradación total se supone que equivale a $\delta = 0{,}23$ (sin incluir la IES en el ojo nominal), $W = 0{,}2$ y un aumento de 2 dB en el nivel de ruido. En el caso de un sistema binario se supuso un valor de $W = 0{,}3$ para tener en cuenta la superior velocidad de símbolos.

Característica de transferencia del repetidor

Una abundante experiencia y literatura sobre sistemas digitales de línea se ha basado en alimentar el circuito de decisión de un repetidor regenerativo con impulsos que aproximadamente tienen un espectro 100% coseno cuadrado. En este caso se requiere que el espectro de frecuencia del impulso caiga de un valor máximo a un valor mínimo (cero) para un valor igual al 100% de la frecuencia de repetición de bitios siguiendo una curva en forma de coseno cuadrado. Otras características de transferencia distintas puedan dar lugar a mejoras considerables de la relación señal/ruido, o, lo que es equivalente, de la longitud de sección, sobre todo si se utiliza en los repetidores igualación de fase además de igualación de amplitud. La característica teórica óptima depende de la atenuación de la sección y de la posible alimentación de degradaciones del diagrama de ojo. Depende también del código de línea y por lo tanto es más conveniente optimizar la característica de transferencia para cada código por separado.

Se puede afirmar, con bastante aproximación, que se obtiene la tasa mínima de errores cuando la relación entre $E - V\delta$ y el valor eficaz del ruido es máxima. Por dicha razón, se escribió un programa de ordenador que optimizase la característica de transferencia de forma que tal relación fuese máxima. Se supuso que el igualador estaba configurado como un igualador de amplitud no restringida (fase mínima) junto con un igualador de fase de segundo orden. La figura 2 muestra un ejemplo de los diagramas de ojo generados por el programa.

Evaluación de los distintos planteamientos

Se calcularon las distancias máximas entre repetidores para varios tipos de códigos, de acuerdo con las bases del estudio anteriormente mencionadas. Cuando se rebajan las exigencias impuestas al diseño del repetidor se obtienen distancias más cortas, en una cantidad similar para todos los códigos. Se obtiene la mínima tendencia cuando se consideran sistemas híbridos en lugar de sistemas totalmente regenerativos.

Las secciones máximas de repetición correspondientes a los códigos más interesantes aparecen en la tabla 1. Se han tabulado para los dos diámetros de par coaxial más apropiados para la transmisión a 565 Mbit/s.

Los códigos 6B-4T dan lugar a una velocidad de transmisión de dígitos terciarios igual a los dos tercios de la velocidad binaria correspondiente [3, 4]. Este tipo de código es el que, según la tabla 1, da lugar a la mayor distancia entre repetidores. Tienen una ventaja notable sobre los tipos

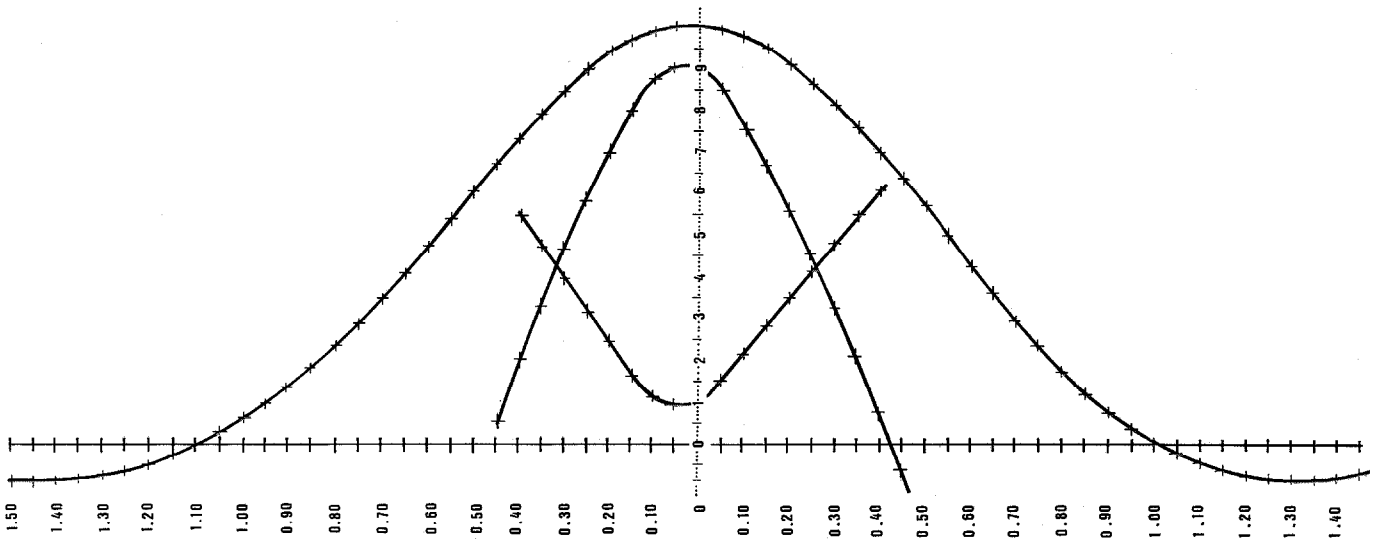


Fig. 2 Parte superior de un "diagrama de ojo" optimizado para transmisión ternaria, con $\delta = 0{,}23$ y $W = 0{,}2$, sobre una sección de 80 dB, a la mitad de la frecuencia de repetición de dígitos. Se supone que el impulso de salida del amplificador tiene un espectro del tipo coseno cuadrado.

de código 4B-3T utilizados, los cuales tienen una mayor velocidad de transmisión que es ¾ de la velocidad binaria correspondiente. La ventaja es parecida con respecto a la utilización de códigos binarios no redundantes que en cualquier caso requerirían la adición de redundancia para permitir la detección de errores y que además necesitarían un mayor margen frente a las degradaciones debido a su elevada velocidad de transmisión. El código cuaternario no redundante podría, en principio, funcionar con el mismo espaciado de repetidores, pero de nuevo aquí habría que añadir redundancia; el diseño del repetidor es más complicado y más sensible a los efectos de las degradaciones. Las mejoras obtenidas mediante la selección de la forma del impulso han beneficiado más a los códigos con menor número de niveles transmitidos.

En el caso de códigos convencionales, la mayor parte del ruido térmico aparece en frecuencias que están por encima de la mitad de la frecuencia de repetición de dígitos. En teoría, estas frecuencias se podrían eliminar utilizando respuesta parcial, pero a costa de unas aperturas del ojo que son relativamente pequeñas. La respuesta parcial más a menudo sugerida para sistemas de transmisión en la denominada clase IV [5]. Desgraciadamente, las degradaciones del diagrama de ojo supuestas anteriormente causarían el cierre total de dicho ojo incluso para el sistema más simple de nivel ⅔. Este fenómeno impide también considerar cualquier código que transmita más de cuatro niveles.

Las distancias máximas de repetición mostradas en la tabla 1 para los códigos 6B-4T son compatibles con el objetivo de una técnica de repetición de longitud mitad que la correspondiente al sistema analógico de 12 MHz. Por ello se abandonaron otros tipos de multiplexación, por ejemplo la correspondiente a sistemas de 425 Mbit/s con 3 múltiplex tributarios de 139.264 Mbit/s.

Tabla 1 - Máxima distancia entre repetidores para distintos sistemas de 565 Mbit/s totalmente regenerativos

Código	Máxima distancia entre repetidores (km)	
	Cable 1,2/4,4 mm	Cable 2,6/9,5 mm
Binario no redundante	0,97	2,15
4B-3T	0,99	2,19
6B-4T	1,05	2,34
Cuaternario no redundante	0,91	3,01

Véanse las hipótesis en el texto.

Utilización de los cables coaxiales existentes

Pares coaxiales

El estudio de los datos de que se dispone ha indicado que, aparte de los casos de averías, ni la diafonía ni las irregularidades de impedancia afectan a la transmisión de señales digitales de alta velocidad. No obstante, las irregularidades de impedancia espaciadas regularmente a lo largo del cable pueden aparecer a menudo durante el proceso de fabricación, de tal manera que las señales individuales reflejadas pueden sumarse en fase y dar lugar a una reflexión estructural importante. El efecto puede verse como resonancia a una determinada frecuencia definida por el tiempo total de propagación en ambos sentidos entre cualquier irregularidad y la siguiente. La combinación de todas las reflexiones se puede medir en los extremos del par coaxial como pérdida de retorno por irregularidad. El CCITT está estudiando cuales deben ser los límites que se le deben imponer. Las medidas realizadas por el British Post Office sobre pares coaxiales 1,2/4,4 mm, indican que alrededor de un 5% de los pares tienen pérdidas de retorno por irregularidad peores que 18 dB y que menos de un 1% las tienen peores que 16 dB, y que en tales casos tiende a dominar una única resonancia [6]. Los pares de 1,2/2,4 mm se utilizan para rutas principales o de prólongación, incluyendo la sección de repetición completa, aparte de los cables fle-

xibles instalados dentro de los contenedores de repetidores y que, en el Reino Unido, no contribuyen a empeorar el efecto global.

La existencia de reflexiones, con un cierto nivel, no da lugar por sí misma a una distorsión significativa, pero dichas señales reflejadas pueden volverse a reflejar en el cable y producir una señal reflejada hacia adelante que distorsiona la señal normal. Por desgracia es dificil realizar en cada sección de repetición medidas de la señal reflejada hacia adelante. Al revés de lo que ocurre con la pérdida de retorno por irregularidad, no son aplicables las medidas hechas sobre largos de fabricación, ya que la reflexión hacia adelante se acumula en toda la sección de repetición, y está afectada por los cambios de fase en los empalmes. No obstante, se puede calcular teóricamente [7] un valor pesimista de la reflexión hacia adelante a partir de la pérdida de retorno por irregularidad para el caso peor. Los experimentos han confirmado el Q de la resonancia, la naturaleza reactiva de las irregularidades, y la insignificancia de las reflexiones de orden superior.

Como el Q de la resonancia es relativamente alto, típicamente 100–200, el comportamiento del sistema puede degenerarse fácilmente si tal resonancia es excitada por una combinación de dígitos repetitiva potente (por ejemplo una resonancia a la mitad de la frecuencia de repetición de dígitos excitada por una secuencia continua de impulsos +−+−+−...). Hay que controlar eficazmente la probabilidad de que aparezca tal secuencia, para que sea de un valor aceptablemente pequeño, si es necesario, mediante la utilización de procesos seudoaleatorios, con lo que se puede suponer una secuencia aleatoria en la señal. La distorsión resultante es entonces la suma de los efectos debidos a un gran número de impulsos transmitidos con anterioridad, dando su análisis una distribución de amplitudes Gaussiana para la distorsión total. Por tanto, la distorsión queda totalmente caracterizada por su nivel de potencia con relación al de la señal normal.

Reflexiones producidas en los empalmes o terminaciones

Las reflexiones originadas en el cable se pueden reflejar de nuevo no sólo en el propio cable sino también en puntos singulares tales como los empalmes y el principio de la sección de repetición. Asimismo, las reflexiones producidas al final de la sección de repetición volverán a reflejarse en el cable. Las discontinuidades más notables en ambos extremos del cable suelen surgir por desadaptación del cable o en el cierre de gas estanco, el conector, o la impedancia de terminación del repetidor.

La etapa de salida de impulsos de un regenerador es más eficiente si es del tipo de conmutación. Sin embargo, una salida de esta clase presenta una pérdida de retorno muy pobre en comparación con una salida adaptada. Si no se hace nada para lograr la adaptación, la salida del repetidor representa, con mucho, la discontinuidad más significativa y puede causar una dagradación importante de la señal.

Así pues, la reflexión estructural total consta de 3 componentes: reflexión en el cable hacia adelante, reflexión originada en el cable hacia atrás que a su vez es reflejada por la terminación de salida del repetidor, y reflexión originada a la entrada del repetidor y que a su vez es reflejada en el cable hacia atrás. Para cubrir el caso peor debe suponerse que están en fase y que se suman sus amplitudes. La potencia reflejada total es convenientemente expresada con relación a la densidad espectral de la señal normal. A dicha relación se la denomina factor de reflexión estructural total o FRET. En la tabla 2 se da un cálculo típico del FRET, para el caso de una sección de 1 km de cable 1,2/4,4 mm, con una adaptación de la entrada y de la salida del repetidor al cable equivalente a una pérdida de retorno de 20 dB. La tabla 2 muestra asimismo cómo se puede convertir el FRET en la relación señal de pico/reflexión en el punto en que la señal se inyecta a los circuitos de decisión del repetidor. Al factor de conversión le hemos denominado ponderación espectral de potencia, PEP, que a su vez depende del espectro del código de línea, del especro del impulso indivi-

Tabla 2 - Cálculo típico de la relación señal/reflexión estructural para un sistema de 565 Mbit/s, con código de línea 6B-4T para impulsos con espectro 100% coseno cuadrado, con reflexión a 130 MHz sobre cable 1,2/4,4 mm

Factor de reflexión estructural total Etapa de cálculo	Entrada y salida adaptadas (pérdida de retorno 20 dB)	Entrada adaptada y salida no adaptada (pérdidas de retorno 20 y 3 dB)
(1) Pérdida de retorno por irregularidad cumplido por el 99% en el Reino Unido	16 dB	16 dB
(2a) Potencia reflejada hacia adelante, por debajo de la densidad de potencia de la señal, en 1,05 km de cable [6, 7]	9,1 dB	9,1 dB
2b) Potencia reflejada hacia adelante por debajo de la densidad de potencia de la señal, desde ambos extremos	36,1 dB	19,1 dB
(3) FRET para (2a) añadido, en voltaje, a los dos extremos (2b)	8,4 dB	6,4 dB
Ponderación espectral de potencia		
Etapa de cálculo		
(4) Atenuación de potencia por unidad de anchura de banda a la frecuencia de 130:376 unidades para impulsos unidad a velocidad unitaria (espectro en un solo lado)		1,4 dB
(5) Corrección para los 8 impulsos de altura unidad con espectro 100% coseno cuadrado. La frecuencia de 130:376 unidades [+3,0 dB a frecuencia cero (espectro en un solo lado)]		0,3 dB
(6) Corrección para una anchura de banda de 1 MHz en 376 MBd (10 $\log_{10}$ 376)		25,8 dB
PEP =		26,9 dB

dual que se inyecta a los circuitos de decisión, y de la frecuencia de repetición de dígitos.

El cálculo del FRET aparece en la tabla 3, suponiendo que no hay efectos en los extremos y que las terminaciones a la entrada y a la salida del repetidor corresponden a una pérdida de retorno de 20 dB. También se hace el cálculo cuando la salida del repetidor está prácticamente sin terminación, con una pérdida de retorno de 3 dB. Estos cálculos se han utilizado para establecer el efecto de reflexión estructural total (tabla 4) para el código 6B-4T, con la forma del impulso recibido optimizada según la figura 2 para $\delta = 0{,}23$ y $W = 0{,}2$. El efecto se mide como relación de señal de pico al valor eficaz de la reflexión a la entrada de los circuitos de decisión.

Efectos aislados de los empalmes y terminaciones

Las discontinuidades de impedancia cerca de los repetidores en una sección de cable son importantes porque originan reflexiones que junto con las desadaptaciones entre el cable y los repetidores, dan lugar a reflexiones hacia adelante. Entre las causas más importantes de discontinuidad se encuentran las debidas a los cierres estancos y empalmes del cable y las impedancias de los distintos largos de cable. Las reflexiones resultantes en este caso se deben a una serie de efectos que se extienden sobre amplias bandas de frecuencia y que son de corta duración, al revés de lo que ocurre con las reflexiones estructurales debidas a los efectos de resonancia. Así pues, se manifiestan como un aumento de la IES y pueden caracterizarse mediante una contribución a δ, mientras que el aumento del nivel de ruido se asocia con la reflexión estructural.

El estudio de los cables existentes en el Reino Unido ha sugerido los valores de δ que se dan en la tabla 5. Las terminaciones del repetidor se supone que son las mismas que en el caso de las tablas sobre reflexión estructural. Se han sumado los valores de δ asociados con las terminaciones a la entrada y a la salida del repetidor para evitar tener que especificar la variación de fase relativa. Los valores tabulados corresponden, una vez más, a la forma de impulsos optimizada.

Reconsideración del objetivo de espaciado de repetidores

A la vista de todos los factores considerados hasta ahora, es oportuno reconsiderar las bases que se establecieron al principio de este artículo. Concretamente, se puede confirmar el objetivo de una sección de repetición para el sistema de 565 Mbit/s igual a la mitad de la correspondiente al sistema de 140 Mbit/s. El caso más comprometido es el de un espaciado nominal de 1 km para cable 1,2/4,4 mm, que requiere un espaciado máximo de por lo menos 1,05 km, el cual se indicó como posible de la tabla 1.

La reconsideración del margen de ruido para este caso se resume en la tabla 6. La tercera fila de la tabla muestra que cuando se tienen en cuenta las degradaciones debidas al cable y las debidas al repetidor, el valor de δ coincide con el 0,23 supuesto en la tabla 1, pero el de W es inferior. Se había supuesto un valor superior para la optimización por ordenador, para generar un ojo amplio, lo cual es deseable si se conserva un margen de ruido adecuado. El margen de ruido es desde luego adecuado tras tener en cuenta todas las degradaciones, sobre todo en el peor caso de adición de las amplitudes.

Para el caso de cable 2,6/9,5 mm resulta haber un exceso de margen para el caso equivalente de sección igual a la mitad de la de un sistema de 140 Mbit/s, debido a la menor reflexión estructural.

Dependencia del sistema de telealimentación

El sistema de telealimentación que se utilice influye notablemente sobre muchos parámetros importantes, tales como seguridad, longitud de la sección de telealimentación, consumo de los repetidores (y por lo tanto, longitud de la sección de repetición) y supervisión del sistema.

Tabla 4 - Relación señal/eco estructural para 565 Mbit/s con código 6B-4T en cables del Reino Unido

Cable	1,2/4,4 mm		2,6/9,5 mm	
Frecuencia reflexión	130 MHz		100 MHz	
Salida terminada	Si	No	Si	No
FRET (dB) PEP (dB)	8,4 26,0	6,4 26,0	17,6 24,6	14,9 24,6
Total (dB)	34,4	32,4	42,2	39,5

Tabla 5 - Degradaciones de amplitud debidas a empalmes y terminaciones para 565 Mbit/s con código 6B-4T con forma de impulso optimizada sobre cables del Reino Unido

Cable	1,2/4,4 mm		2,6/9,5 mm	
Salida terminada	Si	No	Si	No
δ	0,02	0,08	0,03	0,09

Tabla 3 - FRET para 565 Mbit/s sobre cables del Reino Unido

Tipo de cable	Frecuencia de reflexión	Perdida de retorno por irregularidad	Potencia reflejada hacia adelante*	Potencia por efecto de terminación adaptada	Potencia por efecto de terminación no adaptada	FRET para salida adaptada	FRET para salida no adaptada
1,2/4,4 mm	130 MHz	16 dB	9,1 dB	36,1 dB	19,1 dB	8,4 dB	6,4 dB
2,6/9,5 mm	100 MHz	18 dB	18,7 dB	42,0 dB	25,0 dB	17,6 dB	14,9 dB

* Corregido para 1050 m en el caso de cable 1,2/4,4 mm y para 2330 m en el caso de cable 2,6/9,5 mm, respectivamente.

Tabla 6 - Margen de ruido para 565 Mbit/s con código 6B-4T y forma de impulsos optimizada sobre 1,05 km de cable 1,2/4,4 mm, terminado

	Relación señal pico/ruido (dB)	δ Total (dB)	W Total (dB)
Imperfecciones del repetidor excluyendo el ruido térmico estimado a partir de modelos del circuito	39,5	0,20	0,1
Incluyendo reflexión estructural suponiendo la entrada y la salida del repetidor con 20 dB de pérdida de retorno (34,4 dB en la tabla 4)	33,2	0,20	0,1
Teniendo en cuenta reflexiones en empalmes y terminaciones (δ = 0,02 en la tabla 5)	33,2	0,22	0,1
Combinando con funcionamiento optimizado para una salida pico de + 28 dBm y un factor de ruido de 4 dB (δ = 0,09 para W = 0,1 y relación señal pico/ruido = 34,9 dB para la figura 2)	31,0	0,31	0,1
Peor relación ojo/ruido para W [1ª columna + 20 $\log_{10}(1-2\delta)$]		22,6 dB	
Exceso de margen sobre lo requerido para una tasa de error de 5 errores por cada 10^{11} bitios (22,6 dB tras tener en cuenta la multiplicación de los errores de línea)		ninguna	

Sección de telealimentación. Su relación con la corriente de línea

Suponiendo un voltaje máximo de telealimentación de 500-0-500 V, la longitud de la sección de telealimentación se puede calcular como función de la corriente de línea, dados el espaciado medio de repetidores, tipo de cable coaxial y consumo por repetidor. Así se ha hecho para distintos parámetros dentro de la gama de valores que interesan.

En la figura 3 se muestran las curvas para un espaciado medio de repetidores de 1 km sobre cable coaxial 1,2/4,4 mm, y en la figura 4 para el caso de un espaciado medio de repetidores de 2,22 km sobre cable coaxial 2,6/9,5 mm, que tiene la misma pérdida. Se supone alimentación CC serie puesto que ésta maximiza el número de repetidores que se pueden alimentar.

En el Reino Unido resultaría aceptable una sección de telealimentación de 30 km sobre cable 1,2/4,4 mm. Para poder conseguirlo con repetidores que consuman 10 W por cada dirección de transmisión, espaciados 1 km en promedio, resulta evidente de la figura 3 que la corriente de línea necesaria es de unos 350 mA. La figura 4 demuestra que con cable de 2,6/9,5 mm se pueden alimentar 70 km.

En general, para un cable 1,2/4,4 mm, se necesita una corriente de línea superior a 500 mA para maximizar la longitud de la sección de telealimentación. Para el cable 2,6/9,5 mm la corriente óptima de línea sería aun mayor. En algunos países, se pueden espaciar las fuentes de telealimentación a distancias superiores a las del Reino Unido y por tanto se necesitarán esas corrientes.

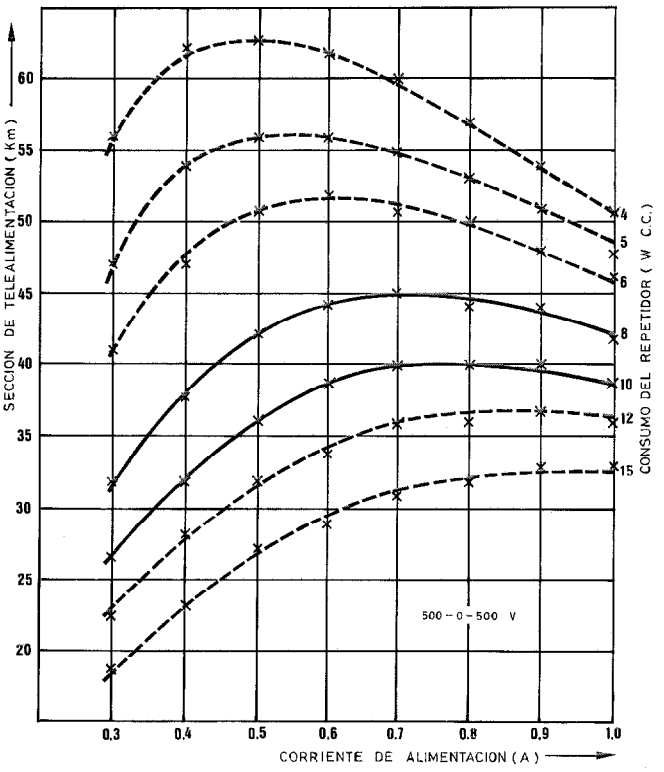


Fig. 3 Telealimentación para un espaciado medio de repetidores de 1 km (cable coaxial 1,2/4,4 mm).

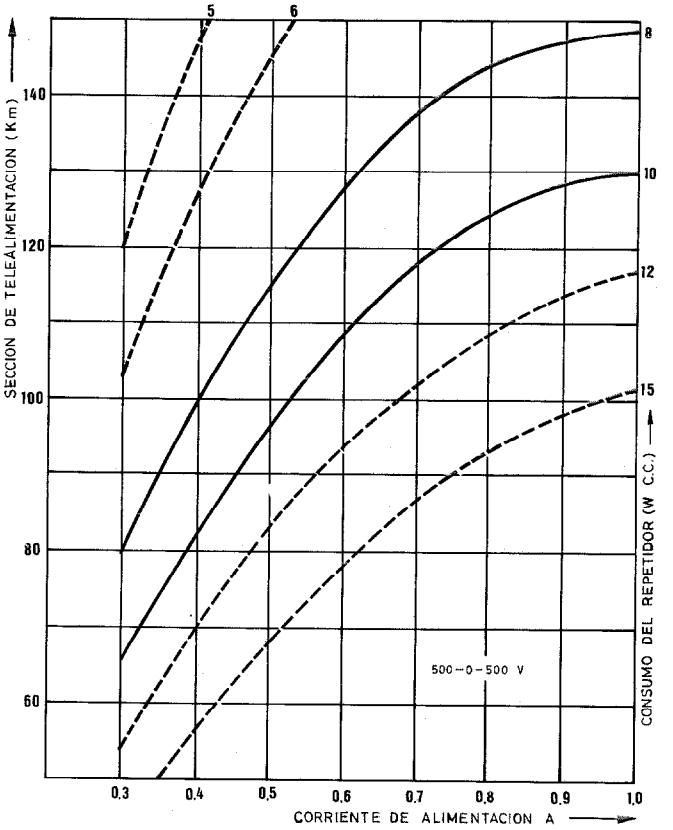


Fig. 4 Telealimentación para un espaciado medio de repetidores de 2,22 km (cable coaxial 2,6/9,5 mm).

Consumo del repetidor auxiliar

El consumo de los repetidores auxiliares en un sistema cuya limitación está en el ruido térmico depende en gran medida de la potencia de salida requerida y del diseño de la etapa de salida. Para los sistemas que funcionan a 565 Mbit/s, el examen de las imperfecciones del cable ha demostrado que es deseable tener una pérdida de retorno razonable a la salida del repetidor. Se han estudiado dos configuraciones para la etapa de salida terciaria:

- una etapa de salida lineal con un pico máximo de +28 dBm (el modelo se muestra en la figura 5),
- una etapa de salida por amplificador diferencial con acoplamiento de emisor común con un pico máximo de unos + 15 dBm.

Se consideró también una etapa de salida con conmutación, pero las pérdidas asociadas con la desadaptación, y los problemas de combinación hicieron poco atractiva esta alternativa.

En la tabla 7 aparecen los consumos probables de los repetidores auxiliares basados en estas dos alternativas y las máximas longitudes de las secciones de telealimentación que permiten. La segunda configuración no cumpliría el objetivo de dividir por dos la distancia entre repetidores del sistema de 140 Mbit/s.

Equipo terminal

Se propone combinar el múltiplex y la traducción de código 6B-4T. Una de las ventajas sería que no se necesitaría una transmisión serie a 565 Mbit/s, evitándose la definición de interfaces que ello supondría. El sistema de línea digital, visto desde otros equipos, se comportaría como cuatro sistemas de línea de 139,264 Mbit/s. El código de interfaz sería CMI (coded mark inversion) pudiéndose equipar entradas y salidas duales si así se requiere. Los conectores y el cable de estación serían idénticos a los utilizados en el sistema de 139,264 Mbit/s.

Tabla 7 - Estimación de la longitud de la sección de telealimentación

	Etapa de salida lineal	Etapa de salida diferencial
Sección de repetición		
Potencia de pico de salida (dBm)	+28	+15
Voltaje de pico de salida (V)	6,9	1,5
Longitud máxima sobre cable 1,2/4,4 mm (km)	1,05	0,9
Longitud máxima sobre cable 2,6/9,5 mm (km)	2,34	2,0
Consumo por repetidor		
Circuitos de bajo nivel, incluyendo la supervisión (W)	<4	4
Etapa de salida y combinadora (W)	<6	1,5
Potencia total del repetidor (W)	<10	5,5
Telealimentación		
Corriente de línea (mA)	350	350
Voltaje nominal por repetidor (V)	29	16
Espaciado medio de repetidores para cable 1,2/4,4 mm (km)	1,0	0,8
Máxima sección de telealimentación correspondiente, para alimentación 500-0-500 V (km)	30	39

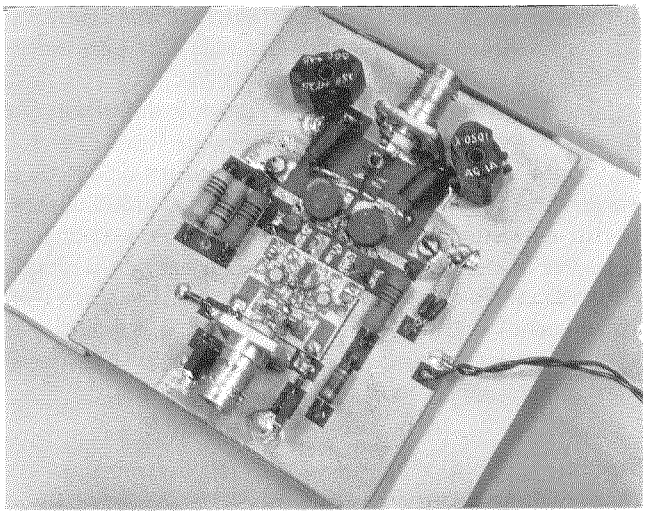


Fig. 5 Modelo de amplificador de salida del repetidor para 565 Mbit/s.

Las salidas de los cuatro tributarios de 139,264 Mbit/s se combinarían y se harían seudoaleatorias en paralelo, para luego entrar en el traductor de código, que funcionaría a unos 94 MHz (≈565/6). La frecuencia máxima de reloj a unos 376 MHz sólo se requeriría para la conversión final paralelo – serie. En el traductor de código de recepción, la disposición podría ser similar. Utilizando una estructura de trama basada en múltiplos de 6, se puede utilizar la alineación de palabra del traductor de código de recepción como primera etapa de alineación de trama de demultiplexación, para que así se pueda reducir la velocidad de la lógica de alineación de trama. El oscilador con enclavamiento de fase de cada tributario de recepción actuaría también como un reductor de la fluctuación de fase de la línea.

Detección de errores con el sistema en servicio

En principio, el método para detectar errores podría ser el mismo en los terminales y en los repetidores auxiliares. Sin embargo, la técnica propuesta para el terminal puede detectar errores con razonable precisión dentro de una amplia gama de tasas de error, pero utiliza más potencia de la que se dispone en el repetidor auxiliar. Por esta razón se propone un método distinto para la detección de errores, con el sistema en servicio, en el repetidor auxiliar, necesitándose que la señal de línea lleve una cierta información adicional. Ambas técnicas se describen brevemente a continuación.

Detección de errores por la alineación de palabra en el traductor de código

La técnica utilizada en el terminal para la detección de errores emplea una circuitería que también se necesita para la alineación de palabra. En un traductor de código 6B-4T, las palabras terciarias con suma digital de palabra (SDP) de 0, +1 y −1 se transmiten según van apareciendo, pero las que tienen una SDP de 2 ó 3 se transmiten con una

SDP positiva si la suma digital (SD) es negativa y viceversa. El receptor compara la SD recibida con la SDP para detectar violaciones debidas a errores digitales.

Las simulaciones mediante ordenador muestran que para una tasa ternaria de error aleatoria de 1 por cada 100 dígitos, los errores de medida serán inferiores al 50%. Si la tasa ternaria de error es mejor que 1 por cada 1000 dígitos, el error de medida será despreciable. El efecto de una ráfaga corta de errores depende de la naturaleza de la ráfaga, pero toda ráfaga que cambie la SD de la señal recibida dará por lo menos una indicación de error. Las simulaciones también muestran que la alineación de palabra se consigue en menos de 5,5 μs en el 99% de las ocasiones.

Localización de secciones de repetición defectuosas, con el sistema en servicio

Se propone detectar las tasas de error en un repetidor auxiliar con el sistema en servicio, utilizando control de paridad de marcas de período variable [8]. Esta técnica aprovecha la redundancia del código de línea para llevar información de paridad. Pudiendo así detectar errores en el repetidor sin tener que aumentar la velocidad de símbolos. Como el 6B-4T es un código ternario, una marca es un dígito positivo o negativo. Se utiliza paridad de marcas par para el tren de dígitos ternarios. Se dice que la paridad de marcas es par cuando el número de marcas entre dos instantes determinados es par. La paridad de marcas par se mantiene, sin tener que aumentar la frecuencia de repetición de dígitos, seleccionando palabras de código alternativas. El control de paridad de marcas ternarias no afecta a la calidad de transmisión del código 6B-4T.

Con este método se pueden localizar, con el sistema funcionando, secciones de repetición en las que el funcionamiento se haya degradado, y es especialmente adecuado para los sistemas 6B-4T que funcionan a gran velocidad, siendo utilizada en el sistema coaxial de 139,264 Mbit/s de STC [9]. Dado que la potencia de que se dispone en el repetidor para la detección de errores está limitada, este método es prácticamente adecuado, pues necesita una cantidad mínima de circuitos de alta velocidad en el repetidor auxiliar. Tan sólo se requiere una pequeña cantidad de lógica adicional en el terminal de transmisión. La tasa máxima de error que se puede detectar con este método es más que suficiente para la localización de una sección de repetición defectuosa.

Fluctuación de fase

Fluctuación de fase en una cadena de repetidores

Para evaluar el comportamiento de cada repetidor respecto de la fluctuación de fase se utilizó un programa de ordenador que usa una transformada rápida de Fourier de 16.536 puntos; utilizando la característica de transferencia propuesta y un circuito sintonizado con un $Q = 100$ y una desintonía máxima de 0,05%, los cálculos para el código de línea 6B-4T dieron una fluctuación de fase de valor eficaz 1,7°.

La experiencia con el sistema de 120 Mbit/s de STC ha demostrado que la acumulación de la fluctuación de fase a lo largo de la ruta está bastante de acuerdo con la teoría [10]. Suponiendo una ruta de 280 km y tomando 2,5° por repetidor para tener un cierto margen de seguridad se tendría una fluctuación de fase de 2,5 $(2 \times 280)^{1/2} = 60°$ eficaces. Considerando un valor pico a pico ± 10 veces el valor anterior, se tendrían 1200° pico a pico. Así pues, para la reducción de la fluctuación de fase, una capacidad de almacenamiento adecuada en el terminal receptor serían 4 dígitos de fluctuación de fase pico a pico (1440°). No tiene por qué haber problemas de tolerancia de frecuencia de fluctuación de fase en el sistema, puesto que el repetidor terminal y los cambiadores de frecuencia tendrían los mismos circuitos de extracción de tiempo que los repetidores de línea.

Anchura de banda del oscilador enclavado en fase del equipo demultiplexador de recepción

La componente dominante de la fluctuación de fase por justificación está originada por la inserción de la palabra de alineamiento. Su amplitud depende del tipo específico de estructura de trama que se haya adoptado. No obstante, la componente que queda en la salida de los tributarios será pequeña si se utiliza un oscilador enclavado en fase con una frecuencia de corte inferior a 1 kHz. Un oscilador de este tipo también resulta adecuado para reducir el valor eficaz de la fluctuación de fase originada en los repetidores de 565 Mbit/s hasta un valor tolerable en cada salida a 140 Mbit/s.

Conclusiones

Se puede llegar a la conclusión de que es factible realizar una transmisión de 565 Mbit/s sobre cables coaxiales normales, con un espaciado máximo de repetición de 1,05 km con el cable 1,2/4,4 mm y de 2,3 km con el cable 2,6/9,5 mm. Así pues, se podrían utilizar los puntos de repetición previstos para un sistema analógico de 12 MHz o uno digital a 140 Mbit/s, emplazando nuevos puntos de repetición a mitad de camino entre los anteriores.

Para poder establecer estas conclusiones, ha sido fundamental la estimación de las degradaciones debidas a las imperfecciones del circuito del repetidor y a las imperfecciones del cable ya existentes en la red, junto con otros parámetros del repetidor, tales como nivel de salida y consumo de energía. El sistema utilizará repetidores regenerativos, con un código de línea 6B-4T y conformación optimizada de los impulsos.

Agradecimiento

Este artículo se ha basado en el trabajo desarrollado por numerosos ingenieros en STC y STL, especialmente J. S. F. Lee y L. M. R. Burroughs, y en la información suministrada por el British Post Office. Los autores desean expresar su agradecimiento a todos los colegas que han participado en este trabajo.

Referencias

[1] T. R. Rowbothem, B. Waring y M. Doyle: Prospects for Digital Line Link Above 140 Mbit/s: Proceedings of the Conference on Telecommunication Transmission, Londres, 9–11 septiembre 1975, Institution of Electrical Engineers Conference Publication n° 131, págs. 127–130.

[2] A. Jessop, P. Norman y D. B. Waters: Un sistema coaxial de 120 Mbitios/seg. para demostración en laboratorio; Comunicaciones Eléctricas, 1973, volumen 48, n° 1 y 2, págs 86–100.
[3] R. J. Catchpole: Digital Line Codes and Their Effect on Repeater Spacing; Proceeding of the Conference on Telecommunication Transmission, Londres, 9–11 septiembre 1975. Institution of Electrical Engineers Conference Publication n° 131, págs. 91–94.
[4] R. J. Catchpole: Efficient Ternary Transmission Codes; Electronics Letters, 2 octubre 1975, volumen 11, n° 20, págs. 482–484.
[5] E. R. Kretzmer: Generalization of a Technique for Binary Data Communication; Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions Communication Technology, febrero 1946, volumen COM-14, n° 1, págs. 67–68.
[6] R. J. Catchpole, G. J. Crank y P. Cochrane: The Use of CCITT Standardised Coaxial Pairs for Digital Transmission; Institution of Electrical Engineer Colloquium Digest 1978/43, octubre 1978.
[7] P. Cochrane: A Digital System Orientated Coaxial Cable Measurement Technique; Institution of Electrical Engineers Colloquium Digest 1978/43, octubre 1978.
[8] A. Jessop: Line System Error Detection Without Frame Alignment; Institution of Electrical Engineer Colloquium Digest 1978/51, noviembre 1978.
[9] H. S. V. Reeves: Equipo de línea digital a 140 Mb/s para cable coaxial; Comunicaciones Eléctricas (Nota de Investigación y Desarrollo), 1978, volumen 53, n° 2, págs. 173–175.
[10] M. C. Betts, P. Norman y D. B. Waters: Factory and Field Trial experience of the 120 Mbit/s Digital Line System; Proceedings of the Conference on Telecommunication Transmission, Londres, 9–11 septiembre 1978. Institution of Electrical Engineers Conference Publication n° 131, págs. 111–114.

Richard J. Catchpole nació en Lincoln, Inglaterra, en 1953. Tras graduarse en la Universidad de Cambridge, obtuvo el grado MSc en el Instituto Tecnológico de Massachusetts. Desde su ingreso en STL en 1969 se ha ocupadode trabajos de investigación sobre sistemas de línea digitales. En la actualidad dirige distintas actividades relacionadas con la transmisión en áreas locales y de enlace.

Peter Norman nació en Wellingborough, Northamptonshire, en 1923. Obtuvo el grado BSc en Física en la Universidad de Birmingham, en 1948. De 1943 a 1945 trabajó en el Signal Research and Development Establishment, en equipos de búsqueda de dirección y en 1946 y 1947, en Plessey, donde realizó trabajos similares.

El Sr. Norman ingresó luego en la División de Transmisión de Standard Telephones and Cables en donde ha trabajado en el desarrollo de sistemas terrestres de transmisión, incluyendo sistemas de hilo desnudo, coaxiales, PCM y de portadoras de abonado. En la actualidad dirige una sección que se encarga de sistemas digitales de fibra óptica.

Derek B. Waters nació en 1937. Estudió ingeniería en el Politécnico de Regent Street, obteniendo el grado BSc en la Universidad de Londres en 1961. Ingresó en Standard Telephones and Cables, en donde trabajó en el sistema PCM experimental de STC entre Haslemere y Guildford. Fue transferido a Standard Telecommunication Laboratories en 1965, trabajando en el diseño del sistema de línea de 25 Mbit/s, y posteriormente en conmutación y señalización PCM y en estudios sobre redes de datos.

Durante 1969 y 1970 trabajó en Standard Telephon og Kabelfabrik, Oslo, en la aplicación de PCM a la red noruega. Volvió a STC en 1970 para trabajar en el diseño del sistema de 120 Mbit/s. En la actualidad trabaja en el desarrollo de nuevos productos.

Nueva generación de equipo de acceso múltiple por división en el tiempo (TDMA)

Se ha desarrollado una nueva generación del sistema TDMA-S2, basándose en las especificaciones de la serie Intelsat, obteniéndose resultados plenamente satisfactorios en las pruebas realizadas con los satélites Symphonie e Intelsat IV. Los resultados han demostrado que habría que simplificar considerablemente el equipo antes de su introducción en la red para cursar tráfico real.

C. HECKEL
F. KNABE
Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, República Federal de Alemania

Introducción

Basándose en una serie de experimentos satisfactoriamente realizados con sistemas de acceso múltiple por división en el tiempo (TDMA) para comunicaciones vía satélite, Intelsat (Consorcio Internacional de Telecomunicaciones por Satélite) redactó las especificaciones de un prototipo de sistema TDMA [1]. Tales especificaciones fueron preparadas para garantizar la compatibilidad de los equipos de distintos fabricantes cuando se utilicen con los satélites de la serie Intelsat IV, así como para obtener unas primeras experiencias de explotación.

Partiendo de la experiencia obtenida durante el desarrollo y las pruebas del sistema TDMA-S1 [2, 3] un consorcio franco-germano de 6 compañías bajo la responsabilidad de Standard Elektrik Lorenz (una asociada alemana a ITT) emprendió el desarrollo de la segunda generación del sistema TDMA-S2. A principios de 1976 se habrán realizado ya satisfactoriamente las pruebas de un modelo de laboratorio, construyéndose a continuación sendos prototipos para las Administraciones de Francia y Alemania. El equipo TDMA-S2 se ha probado con los satélites Symphonie e Intelsat IV. Para 1979 se ha programado otra serie de pruebas con el Satélite Orbital de Pruebas (Orbital Test Satellite, OTS), utilizando una velocidad binaria superior.

El sistema TDMA-S2

Las características principales del sistema TDMA-S2, resumidas en la tabla 1, cumplen las especificaciones de la serie Intelsat. Se puede utilizar también con transpondedores múltiples y antenas de haz dirigido, pudiéndose modificar para funcionar a 120 Mbit/s cambiando unas cuantas unidades de control de velocidad.

Tabla 1 – Características fundamentales del sistema TDMA-S2

Longitud de trama	750 μs
Velocidad binaria	60,032 Mbit/s
Modulación	por 4 fases, con codificación diferencial y demodulación coherente
Tasa binaria de errores en la parte de datos de ráfaga	10^{-4} para una relación señal/ruido de 10,6 dB 10^{-7} para una relación señal/ruido de 14,6 dB
Número de estaciones terrenas con acceso	hasta 60 (un terminal puede servir hasta 15 estaciones terrenas)
Modo de funcionamiento	preasignado; la longitud y posición de las ráfagas se pueden cambiar modificando el software
Capacidad del sistema por cada transpondedor	Alrededor de 885 canales telefónicos; o bien 1770 con interpolación digital de conversaciónes

La figura 1 muestra el formato de trama y de ráfaga. Cada trama consta de un cierto número de ráfagas transmitidas a intervalos de 750 μs. Se utilizan dos tipos de ráfagas. Una estación de referencia transmite una ráfaga de sincronización, para definir un punto de referencia en la trama, mientras que las ráfagas de datos llevan la información útil (es decir, las muestras codificadas de las señales de conversación).

Dado que participaron 6 compañías en el desarrollo conjunto del equipo TDMA-S2, fue preciso dividir el terminal en una serie de unidades modulares, con interfaces muy claramente definidos. El concepto de modularidad se aplicó no sólo a las unidades de hardware, sino también al software, para garantizar el mayor grado de flexibilidad posible. Los enlaces digitales terrestres se conectan a través de unidades de interconexión TDMA, las cuales cumplen todas las recomendaciones CCITT pertinentes.

Se utiliza un procesador para controlar y supervisar el terminal, con lo que muchas funciones y parámetros del sistema pueden modificarse mediante cambios en el software.

Todas las unidades que manejan más de 60 canales telefónicos están duplicadas, a efectos de fiabilidad del termi-

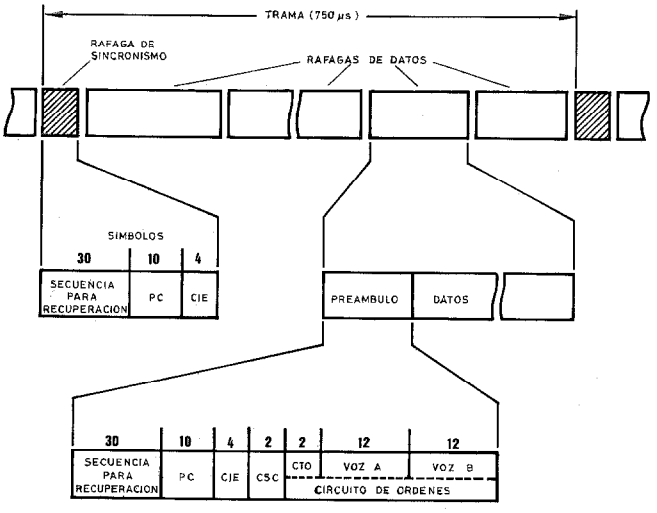


Fig. 1 Formato de trama y de ráfaga del sistema TDMA-S2.
CIF - código de identificación de estación
CSC - canal de señalización de control
CTC - circuito telegráfico de órdenes
PC - palabra característica

nal y, por consiguiente del sistema completo. En caso de fallo, la unidad de reserva entra en funcionamiento automáticamente. Los fallos se analizan y presentan en un centro de mantenimiento y supervisión.

Descripción del equipo

Un terminal TDMA-S2 consta de 3 partes funcionales (Fig. 2): el equipo común, el equipo de interconexión TDMA y el equipo de mantenimiento y supervisión.

Equipo común

La parte más importante es el equipo común, y dada su función básica en el sistema, está duplicado, con conmutación automática al equipo reserva.

En el lado de transmisión, el multiplexador de datos ensambla los bloques de datos procedentes de los distintos módulos de interconexión y el preámbulo procedente del generador de preámbulo, constituyendo una o varias ráfagas; estas últimas se transmiten en el instante determinado por el control de fase de ráfagas. La señal binaria resultante pasa por un generador de secuencias seudoaleatorias (scrambler) para obtener un espectro más repartido, evitándose así densidades de flujo de potencia excesivamente altas en la banda de radio-frecuencia. La señal resultante pasa a continuación a un modulador donde se realiza una codificación diferencial, y se modula en 4 fases una portadora de frecuencia intermedia.

En el lado de recepción la señal de frecuencia intermedia recibida sufre una demodulación coherente y una decodificación diferencial. El receptor de preámbulo analiza y procesa los datos auxiliares contenidos en el preámbulo (palabra característica*, dirección, canal de señalización, circuito de órdenes), entregándolos a continuación a las unidades correspondientes para su posterior tratamiento.

* Unique word, traducido por palabra característica, es el código para iniciación de una ráfaga de datos.

Un demultiplexador de datos efectúa el proceso inverso al de generación de secuencias seudoaleatorias, reconociendo también aquellas partes del tren de impulsos que van destinadas a la estación local, mediante una comparación con unas tablas almacenadas; a continuación distribuye los bloques de datos seleccionados a los distintos módulos de interconexión.

Hay tres unidades básicas que constituyen el núcleo del equipo común: la unidad de adquisición, el control de fase de ráfagas y el procesador. El acceso primario a la trama TDMA se realiza a través de la unidad de adquisición. Para que sea posible el acceso, hay que determinar la fase exacta en la que la estación local puede transmitir una ráfaga en el intervalo de tiempo asignado. Una vez que se ha asignado un intervalo de tiempo a una ráfaga, el control de fase de ráfaga tiene que mantener la fase dada para evitar el solape de ráfagas. Por esta razón, la fase de la ráfaga se controla por medio de un bucle de control terminal–satélite–terminal, que realiza una evolución de la diferencia de fase entre las ráfagas de sincronización y las ráfagas locales, comparándola con el valor nominal. Un procesador controla y supervisa todas las funciones fundamentales del terminal, protegiendo además las tablas y parámetros almacenados en las múltiples memorias de semiconductores, contra errores y pérdidas.

Equipo de interconexión TDMA

Estas unidades se encargan de adaptar el equipo de tierra a las características especiales del sistema TDMA. Los módulos de interconexión transforman la velocidad de 2,048 Mbit/s a la velocidad del sistema, cambiando la longitud de la trama de 125 μs a 750 μs y viceversa. Existen dos tipos de módulos de interconexión que junto con los equipos múltiples PCM normalizados son adecuados para la mayoría de las aplicaciones.

El módulo de interconexión digital directa puede procesar dos señales PCM de 30 canales (2 × 2,048 Mbit/s) es decir, 60 canales. Unas memorias tampón elásticas compen-

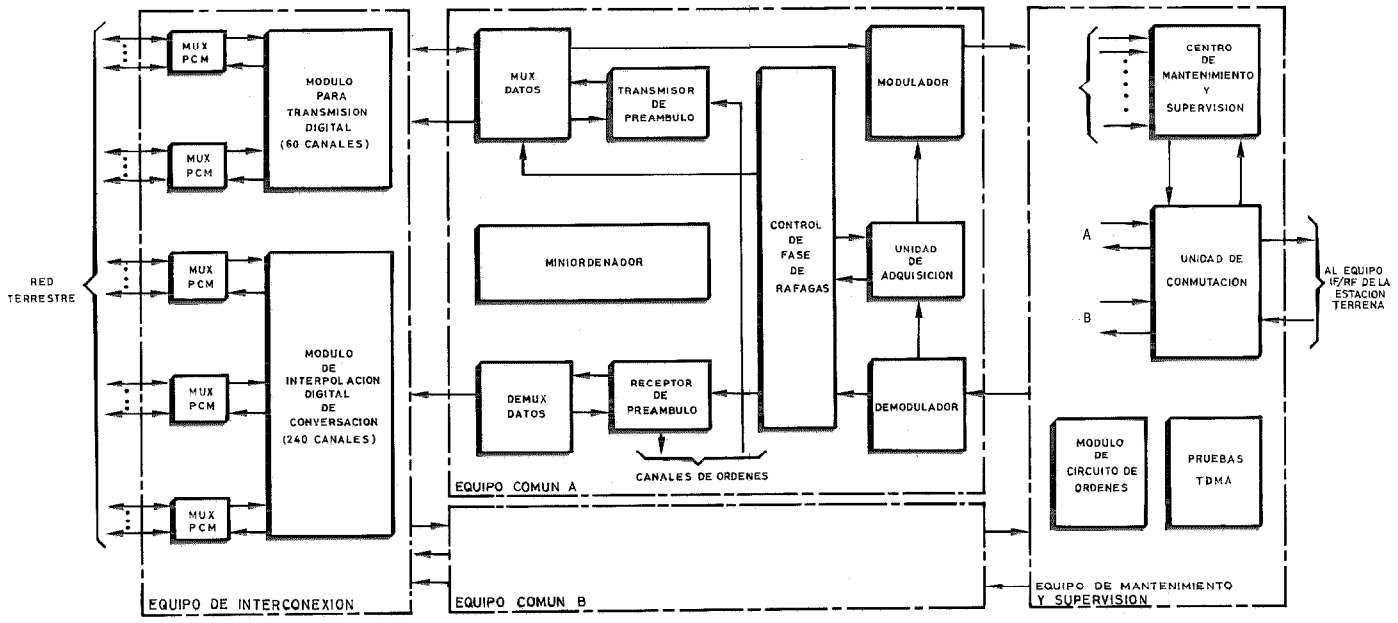


Fig. 2 Diagrama de bloques de un terminal TDMA.

san cualquier desplazamiento de fase entre los relojes de transmisión y recepción que pueda aparecer como consecuencia de pequeñas imprecisiones en la posición del satélite. Por lo tanto, los equipos de multiplexación PCM pueden ser remotos, sin tener que utilizar técnicas de relleno.

El módulo de interpolación digital de conversación aprovecha el hecho de que si se tiene un número de canales suficientemente grande, la probabilidad de utilización simultánea de menos de un 50% es elevado. Mediante este módulo se pueden transmitir hasta 240 canales terrestres (8 × 2,048 Mbit/s) con sólo 120 canales de satélite.

Equipo de mantenimiento y supervisión

La misión de este equipo, que constituye una parte importante del terminal TDMA-S2, es detectar, analizar y presentar todos los fallos. En caso de avería en la unidad en servicio, se produce automáticamente la conmutación a la unidad de reserva. Un módulo de circuito de órdenes procesa las señales enviadas/recibidas sobre dos canales telefónicos y 10 canales telegráficos. Una unidad de pruebas TDMA (Fig. 2) mide la tasa de errores binarios y la tasa de fallos de la palabra característica a efectos de mantenimiento y pruebas de aceptación del modem, así como para pruebas de transmisión digital a través del bucle del satélite.

Construcción

Las distintas unidades y módulos de un terminal TDMA se alojan en armazones normalizados de 19 pulgadas que a su vez se montan en bastidores de 19 pulgadas (Fig. 3). En la figura 3 se pueden apreciar asimismo dos teleimpresores que constituyen el interfaz con los dos procesadores.

Pruebas de campo

El equipo TDMA-S2 se ha probado hasta ahora con los satélites Symphonie e Intelsat IV. Las Adminstraciones francesa y alemana realizaron pruebas bilaterales con el satélite Symphonie, utilizando un terminal TDMA-S2 con equipo común duplicado en la estación terrena de Pleumeur Bodou y un terminal no redundante en la estación terrena alemana de Raisting. En las pruebas con el Intelsat IV participaron también los Estados Unidos, Italia y el Reino Unido utilizando equipos TDMA realizados por otros fabricantes.

Durante 1979 y tras haber pasado a una velocidad de 120 Mbit/s se probarán los terminales TDMA-S2 con el

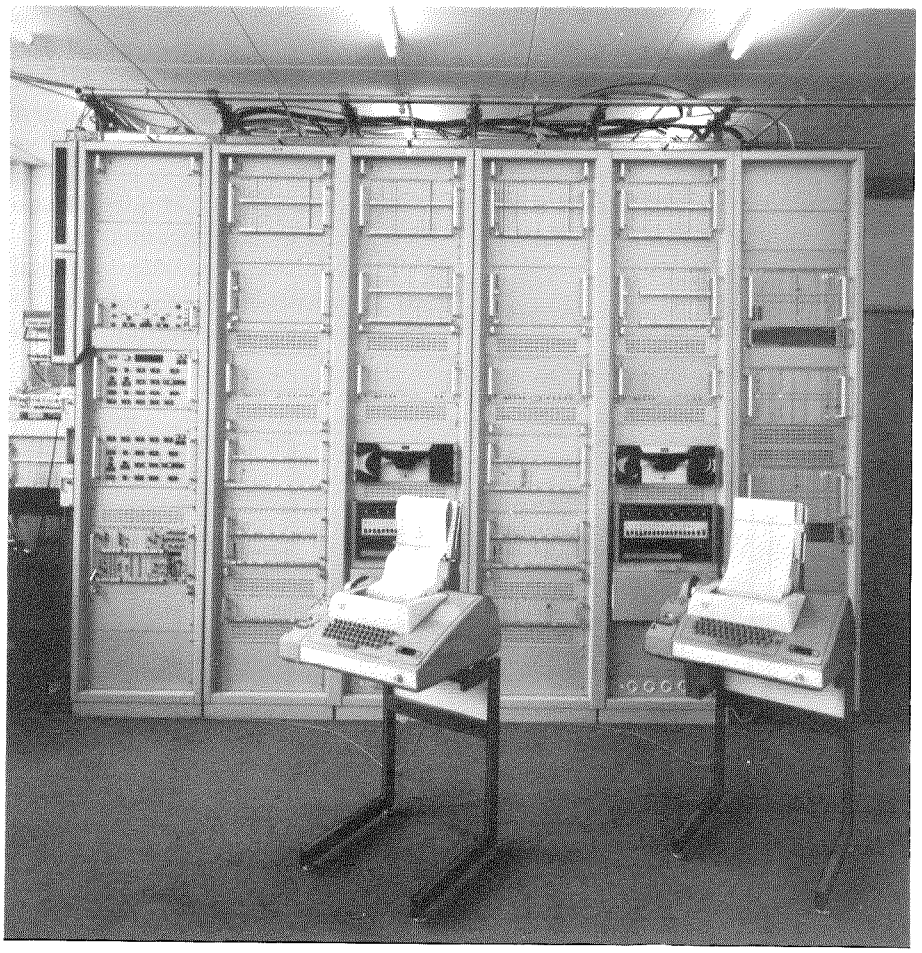


Fig. 3 Estructura del prototipo de terminal TDMA-S2: los bastidores de 19 pulgadas tienen una altura de 2600 mm y una profundidad de 600 mm. De izquierda a derecha: bastidor de mantenimiento y supervisión, 4 bastidores para el equipo común duplicado, bastidor para los módulos de interconexión digital directa de 60 canales (parcialmente equipado). En primer plano, los dos teleimpresores que sirven para establecer la comunicación con los procesadores.

satélite OTS, proporcionando así la informacion necesaria para la creación de un sistema europeo de comunicaciones por satélite.

Pruebas de campo con el satélite Symphonie

Estas pruebas se realizaron entre abril y septiembre de 1977, utilizándose el Modelo 2 de Symphonie, con el transpondedor C (6220/3995 MHz), a una velocidad binaria de 60,032 Mbit/s. Los resultados que se mencionan a continuación corresponden a la estación terrena de Raisting.

Programa de pruebas

El programa de pruebas se concentró en dos aspectos: pruebas de transmisión digital y pruebas de sistema TDMA. Los objetivos de las pruebas de transmisión digital eran determinar la influencia respectiva de cada sección de transmisión sobre la calidad de transmisión, fijar los puntos óptimos de trabajo de los amplificadores de potencia (estación terrena y satélite), y estudiar la influencia de la interferencia de canal común. Estas pruebas se realizaron sólo con el modem TDMA y la unidad de pruebas TDMA.

Las pruebas del sistema TDMA fueron establecidas para demostrar que un equipo TDMA basado en las especificaciones de la serie Intelsat puede funcionar en una red TDMA. De acuerdo con las especificaciones se probaron cinco funciones fundamentales:

- protocolo de adquisición inicial
- control de posición de ráfagas
- sustitución de la estación de referencia, o sea sustituir la ráfaga de referencia por la de otra estación
- re-entrada rápida
- supervisión de la ráfaga de referencia en estaciones distintas de la de referencia.

Resultados

A lo largo de las pruebas de transmisión digital se halló que los puntos óptimos de trabajo de los amplificadores de potencia eran:

- 2,5 dB de disminución de la entrada para el transpondedor del satélite con baja ganancia; corresponde a una potencia efectiva transmitida de 83,1 dBW.
- 15 dB de disminución de la entrada para el amplificador de potencia de la estación terrena.

Funcionando en estos puntos, se obtuvieron una relación señal/ruido de 16,4 dB y una tasa binaria de errores de $4{,}5 \times 10^{-7}$ en el bucle de transmisión que incluye el transpondedor del satélite (bucle en el satélite).

Para la misma tasa binaria de errores fue necesaria una relación señal/ruido de 14 dB para el bucle en la estación terrena, incluyendo las cadenas de transmisión y recepción, y de 13,1 dB para el bucle directo del modulador al demodulador (bucle en el modem). Quiere esto decir que, dados unos puntos de trabajo óptimos, se necesita una relación señal/ruido (para la misma tasa binaria de errores) 3,3 dB superior cuando se trabaja sobre el circuito total de transmisión en comparación con el modem sólo. Para el modo de funcionamiento por ráfagas no se halló una diferencia notable en el regimen transitorio entre el bucle del modem y el bucle del satélite, pero cuando se satura el transpondedor la tasa binaria de errores en los primeros 10 símbolos tras la palabra característica es menor que en régimen permanente.

El estudio de la influencia de la interferencia de canal común resulta particularmente interesante por lo que respecta a la polarización doble. Para una relación señal/ruido superior a 30 dB en el enlace ascendente no se observó ninguna degradación en la tasa binaria de errores respecto del caso de ausencia de interferencia. Con una relación señal/ruido de 20 dB, en cambio, se observó que la tasa binaria de errores para la palabra característica se multiplicaba por 10, en comparación con las condiciones correspondientes al regimen permanente. La tabla 2 muestra los valores medidos de los puntos de trabajo óptimos.

Tabla 2 – Valores medidos en el punto óptimo de funcionamiento para la estación del Symphonie

Tasa binaria de errores en condiciones de funcionamiento continuo	$1{,}8 \times 10^{-7}$
Tasa binaria de errores en el modo de funcionamiento por ráfagas (regimen permanente)	$4{,}5 \times 10^{-7}$
Tasa binaria de errores para la palabra característica	$6{,}9 \times 10^{-6}$
Tasa de fallas de la palabra característica (sin tolerar errores de bitios)	$7{,}0 \times 10^{-5}$
Relación señal/ruido	
– bucle en el modem	13,1 dB
– bucle en la estación terrena	14,0 dB
– bucle en el satélite	16,4 dB
Potencia efectiva transmitida por la estación alemania del Symphonie	83,1 dBW

Los principales resultados de las pruebas realizadas con el sistema TDMA pueden resumire como sigue:

- Se puede llevar a cabo la adquisición inicial sin problemas con relaciones señal/ruido de hasta 8,5 dB, que corresponde a una tasa binaria de errores de 4×10^{-3}. No se espera que la interferencia de canal común cree ningún tipo de problemas. La relación especificada de 25 ± 1 dB entre la portadora TDMA y la portadora de adquisición inicial se puede aumentar hasta 31 dB sin por ello afectar a la adquisición inicial. El procedimiento de adquisición inicial tiene una influencia menor sobre la calidad de transmisión que la que tienen las fluctuaciones naturales a corto plazo del enlace satélite.
- El control de fase de ráfagas del TDMA-S2 funciona con una desviación máxima de la frecuencia de reloj de ± 11 Hz. El impulso del reloj de transmisión está regulado automáticamente por el controlador de frecuencia de forma que tras dos minutos ya no se notan más pasos de control.
- Se consiguió realizar satisfactoriamente la sustitución de la estación de referencia utilizando el procedimiento propuesto en las especificaciones de Intelsat.
- La re-entrada rápida se pudo hacer sin dificultades con tasas de error de hasta 10^{-3}. Cuando existe una gran discrepancia entre la secuencia de reloj de la estación local y la de referencia, el control de fase de ráfagas no puede realizar la corrección dentro de la precisión especificada de ± 3 símbolos en un solo período de medida.

- Por último, una estación distinta de la de referencia, puede recibir y funcionar correctamente con un nivel de ráfaga de referencia de hasta 10 dB por debajo del nivel nominal. En cambio, cuando el nivel de la estación de referencia baja más de 14 dB, la estación local comienza a fallar tras un período de tiempo no especificado, e inicia el protocolo de pérdida de ráfaga de referencia.

Durante las pruebas realizadas, también se midió la tasa binaria de errores en la banda base de 2,048 Mbit/s. Las medidas pusieron de manifiesto que los errores a nivel de 60 Mbit/s eran los mismos que a nivel de 2,048 Mbit/s, lo cual indica que la estructura de errores es idéntica en ambos niveles.

Experiencia de explotación

Las pruebas de campo realizadas con el satélite Symphonie han mostrado la necesidad de mejorar el equipo construido de acuerdo con las especificaciones Intelsat, como condición previa a su puesta en servicio para cursar tráfico real. Esta aseveración se basa fundamentalmente en las siguientes razones:
- procedimientos de funcionamiento difíciles
- complejidad de las funciones exigidas por las especificaciones y, por tanto, del hardware correspondiente
- un gran número de protocolos incompletos que dan lugar a distintas interpretaciones por parte de los fabricantes y a un funcionamiento inflexible.

Habría, pues, que redactar unas especificaciones nuevas, basadas en la experiencia obtenida, y que tuvieran en cuenta la necesidad de un funcionamiento más simple y que garantizaran una explotación fiable.

Sugerencias para modificación de las especificaciones Intelsat

El alto coste del equipo TDMA desarrollado de acuerdo con las especificaciones Intelsat fue debido en parte a que el objetivo era, en un principio, investigar y definir las posibilidades de la técnica TDMA para este tipo de aplicaciones, utilizando para ello estos prototipos. No obstante, cuando se desarrolla un equipo para prestar servicio real, son de gran importancia aspectos tales como sencillez de funcionamiento, alta fiabilidad y bajo precio. Al examinar las especificaciones de Intelsat tomando en consideración todos estos factores se podrían suavizar los siguientes requisitos:
- la precisión innecesariamente alta para la fase de la ráfaga
- los complejos protocolos para las técnicas de adquisición inicial, re-entrada rápida, sustitución de la estación de referencia y antena de haz dirigido
- los severos requisitos impuestos al modem (régimen transitorio corto con degradación mínima en régimen permanente)
- la compleja señalización interna mediante supertramas
- la existencia de 12 canales de servicio de múltiples destinos en cada terminal, parcialmente intercalado en la supertrama
- la utilización de los canales de órdenes desocupados para medir la tasa binaria de errores
- el complejo procedimiento de interpolación de conversaciones con reducción del número de bitios por muestra en caso de sobrecarga.

Analizando todos estos factores se aprecia que gran parte de ellos están relacionados con el método de sincronización. Hay que hacer hincapié por lo tanto en la simplificación del procedimiento de sincronización.

En el sistema TDMA-S2, cada estación se sincroniza por medio de un bucle de control cerrado estación terrena – satélite – estación terrena, con lo que los intervalos de guarda entre ráfagas son muy cortos y sólo se pueden mantener a costa de un hardware complejo en cada estación terrena. Esta complejidad aumentará de manera significativa cuando se utilicen antenas de haz dirigido.

El coste de cada terminal se puede reducir de forma considerable utilizando un bucle abierto en lugar de un bucle cerrado para la sincronización. El tiempo de transmisión para un terminal ya no estaría controlado individualmente, pero la ráfaga se transmitiría con la ayuda de datos conocidos en un intervalo específico tras la recepción de la ráfaga de referencia. Este intervalo podría estar predeterminado en casos extremos si los tiempos de guarda elegidos son suficientemente largos.

La duración de los tiempos de guarda depende únicamente de la imprecisión de la órbita del satélite y de la localización geográfica de la estación terrena. En el caso de los satélites modernos, por ejemplo el OTS, se puede esperar una desviación de la inclinación y de la longitud de la posición inferior a $\pm 0{,}1°$. Basándose en estos valores, los cálculos dan unos tiempos de guarda de unos 160 μs para cobertura mundial (elevación mínima de 5°) y de unos 100 μs para la Red Europea de Comunicaciones por Satélite (aproximadamente de 30° oeste a 35° este, de 25° norte a 65° norte, el satélite a 10° este). Estos tiempos de guarda se refieren a la separación entre dos ráfagas cualesquiera en la trama, con excepción de la ráfaga de referencia. Se podrían reducir considerablemente si las ráfagas se dispusieran en la trama de acuerdo con la distribución geográfica de las estaciones terrenas.

Hasta ahora sólo se han considerado las desviaciones de longitud y latitud de la posición del satélite. La excentricidad, tercer factor de interferencia, influye aproximadamente por igual sobre todas las estaciones. Sólo hay que tener en cuenta el intervalo respecto de la ráfaga de referencia, que es sobre el que influye la excentricidad. Para un valor normal de excentricidad de 5×10^{-4}, el tiempo de guarda entre cualquier ráfaga y una ráfaga de referencia es de unos 220 μs tanto para un sistema mundial como para la red europea.

Para un sistema mundial se necesita un tiempo de guarda total inferior a 2 ms para llevar a cabo una sustitución de estación de referencia, suponiendo que el sistema tiene 10 ráfagas de datos y 2 ráfagas de referencia por trama. Se puede lograr un rendimiento del sistema superior al 90% utilizando una trama de alrededor de 20 ms, la cual se consigue de una forma muy económica utilizando la tecnología moderna de memorias tampón; en el caso de los sistemas regionales, el rendimiento incluso puede ser superior. La capacidad absoluta del sistema es pues mayor en los sistemas TDMA que en los FDMA, debido al gran rendimiento de aquéllos.

Las principales ventajas del método propuesto son:
- sincronización mucho más simple, por utilizar un bucle de control abierto en lugar de cerrado

- no es necesario ningún procedimiento especial para la adquisición inicial
- fácil sustitución de la estación de referencia;
- posibilidad de utilizar antenas de haz dirigido sin necesidad de hardware adicional.

Además, con una trama más larga se puede tener una secuencia de sincronización para el modem bastante más larga en el preámbulo sin reducir sustancialmente la capacidad del sistema; se facilita asimismo la organización de ráfagas (es decir, no hay supertrama para canales auxiliares.

El procedimiento simplificado aquí propuesto permite también el cambio a métodos de sincronización con bucle abierto más precisos y complejos, añadiendo sólo algunas unidades a los terminales y construyendo las estaciones de referencia con equipo más inteligente. Una posibilidad sería suministrar continuamente a las estaciones de referencia datos recientes sobre la órbita, desde la estación de control del satélite adecuada, calcular con estos datos la distancia entre cada estación terrena y el satélite, y transmitir a dichas estaciones las distancias calculadas. Si las correcciones se realizan con la frecuencia suficiente, se podrían acortar considerablemente los tiempos de guarda.

Si se aceptaran estas propuestas suplementarias, se podría trabajar con terminales TDMA muy sencillos cuando se comienza a utilizar el sistema y antes de ser necesaria la capacidad total del sistema. Cuando se aproxima el fin de la vida del satélite y se alcanza su umbral de capacidad, se puede aumentar la capacidad de transmisión en un 5 a 10%, si se estima necesario, añadiendo el equipo apropiado. Como regla general, no obstante, sólo debe surgir esta situación durante el último año de la vida del satélite.

Además de la simplificación conseguida mediante el método alternativo de sincronización, y los diferentes formatos de trama y de ráfaga, también sería necesaria una revisión del método de interpolación digital de la conversación. En este caso también se podría lograr una simplificación notable del hardware si se eliminaran los canales de sobrecarga y se utilizara una forma más sencilla de sincronización [4].

Conclusiones

Para que el equipo TDMA pueda ser ampliamente utilizado es necesario reducir su complejidad para facilitar la explotación y disminuir costes. Si se abandona la idea de mejorar más el rendimiento de la actual generación del TDMA se podrían emplear procedimientos de sincronización muy simples y realizar diseños de sistemas capaces de competir con la simplificidad de los sistemas TDMA, proporcionando una capacidad de transmisión superior, para unas mismas condiciones marginales. Tal equipo gozaría asimismo de todas las ventajas específicas de los sistemas TDMA. La utilización de la tecnología moderna, incluyendo los microprocesadores, y la reducción del número de circuitos de alta velocidad proporcionarían la oportunidad para que el TDMA signifique un avance decisivo.

Agradecimientos

El sistema TDMA-S2 ha sido desarrollado conjuntamente por Standard Elektrik Lorenz AG, AEG-Telefunken, Siemens AG, Compagnie Industrielle de Télécommunications (CIT-ALCATEL), Société Anonyme de Télécommunications (SAT) y Thomson CSF SA. El proyecto fue patrocinado por parte alemana, por el Ministerio Federal de Investigación y Tecnología, representado por el Departamento Ejecutivo de Proyectos del Deutsche Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt; y por parte francesa por el Centre National d'Etude des Télécommunications. Los autores desean expresar su agradecimiento a todos aquéllos que han participado en el proyecto, y muy especialmente al Deutsche Bundespost por suministrar los resultados provisionales de las pruebas TDMA a través del satélite Symphonie.

Referencias

[1] System Specification of the INTELSAT Prototype TDMA System: INTELSAT Documentation, BG-1-18 E, W/3/73 (Rev. 2), 20 marzo 1974.

[2] AEG-Telefunken; Siemens Aktiengesellschaft; Standard Elektrik Lorenz Aktiengesellschaft: Vielfachzugriffsverfahren zu Fernmeldesatelliten im Zeitmultiplex: Separatas de *Frequenz*, octubre-diciembre 1971, volumen 25, n°s 10–12, Berlín, Fachverlag Schiele & Schön GmbH.

[3] H. Häberle y F. T. Knabe: Acceso múltiple por división en el tiempo a los satélites de comunicaciones; *Comunicaciones Eléctricas*, 1973, volumen 48, n° 1 y 2, págs. 101–106.

[4] J. A. Sciulli y S. J. Campanella: A Speech Predictive Encoding Communication System for Multichannel Telephony; *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Communications*, julio 1973, volumen COM-21, n° 7, págs. 827–835.

Claus Heckel nació en Zuzenhausen, Baden-Württemberg, en 1944. Estudió en la Universidad Técnica de Karlsruhe, graduándose como ingeniero eléctrico especializado en ingeniería de comunicaciones. Ingresó en SEL como ingeniero de desarrollo en 1969, desempeñando un papel primordial en el desarrollo de los sistemas TDMA-S1 y TDMA-S2.

Frank Knabe nació en Erfurt en 1941. Estudió ingeniería de comunicaciones y alta frecuencia en la Universidad Técnica de Esslingen. En 1963 ingresó en SEL como ingeniero de desarrollo, trabajando en sistemas de transmisión de datos y equipos de transmisión de telegrafía en frecuencia vocal. A partir de 1970 se hizo cargo del grupo TDMA al que se le encomendó el desarrollo de los sistemas TDMA-S1 y TDMA-S2. En la actualidad dirige el departamento de ingeniería de sistemas múltiples por división en el tiempo.

Radioenlace de banda ancha para la banda de 11 GHz

El nuevo sistema de radioenlace de FM-1800-TV/11200 que trabaja en la banda de 11 GHz puede suplementar a los experimentados sistemas en las bandas de 4 y 6 GHz. Con 12 radiocanales y 1800 canales de conversación para cada radiocanal, el nuevo sistema tiene la misma capacidad que los sistemas existentes a los que se puede conectar directamente.

H. D. BRUDY
K. D. HOPF
Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, República Federal de Alemania

Introducción

De acuerdo con las recomendaciones del CCIR, los radioenlaces de alta capacidad hasta ahora trabajaban en las bandas de frecuencias de 4 y 6 GHz. Puesto que las frecuencias disponibles y las capacidades de canales están limitadas en estas bandas de frecuencias, el uso adicional de la banda de frecuencia no ocupada comprendida entre 10,7 y 11,7 GHz permite aumentar el volumen de tráfico, ampliar las facilidades de conexión y reducir las interferencias.

Se han sugerido las siguientes aplicaciones típicas para un radioenlace de banda ancha de 11 GHz que puede interconectarse directamente con los radioenlaces existentes:

- La utilización de un sistema de 11 GHz permite insertar con posterioridad un vano adicional dentro de un radioenlace de banda ancha existente o bien la derivación de un ramal a partir de un enlace dado. Debido a las diferentes bandas de frecuencia, los dos vanos se hallan tan bien desacoplados que es posible realizar derivaciones incluso con ángulos agudos (Fig. 1a).
- El sistema de 11 GHz es adecuado para conexiones de radioenlace dentro de las cuidades y para derivar enlaces a partir de las ciudades a puntos de conexión establecidos de líneas principales (interurbanas) (Fig. 1b). Además los radioenlaces de 11 GHz pueden utilizarse para distribuirse o para combinar redes de radioenlaces. En la mayor parte de los casos, serán suficientes unos pocos radioenlaces relativamente cortos; la Administración de Alemania Federal ha establecido especificaciones para una sección de modulación consistente en 4 tramos con una longitud total de 140 km. La experiencia muestra que el primer tramo de un enlace que se deriva de un punto de conexión es, por término medio, de una longitud de 35 km, aproximadamente. La planificación de un sistema de radioenlace de 11 GHz se ha basado, por tanto, en una longitud de vano normalizada de 35 km. Un aspecto importante de la planificación es la economía en la utilización de las frecuencias. En comparación con las bandas de frecuencia más bajas, el aislamiento angular mejorado de la antena de 11 GHz tiene la ventaja de que la misma frecuencia de canal puede volverse a utilizar varias veces en un punto de unión.
- Cuando se construyen redes en anillo, todos los canales de transmisión de una estación del radioenlace deben estar situados dentro de una de las mitades de la banda y todos los canales de recepción en la otra mitad. Debido a esta condición, las redes con número impar de radioenlaces que utilizan frecuencias de la misma banda no pueden cerrarse para formar un anillo. Esta dificultad puede superarse utilizando la banda de frecuencias de 11 GHz para cerrar la red en anillo (Fig. 1c).
- El equipo de 11 GHz puede también utilizarse en la red de distribución de televisión para cambio de programas o para suministrar programas a los transmisores de TV. Aquí, también, pueden utilizarse radioenlaces cortos de un vano (Fig. 1d).

Datos del sistema

La planificación y desarrollo del sistema de radioenlaces de 11 GHz se ha basado en las recomendaciones del CCIR y del CCITT y en las especificaciones de la Administración de Alemania Federal. El sistema FM 1800-TV/11200 puede transmitir, en la banda comprendida entre 10,7 y 11,7 GHz, 1800 canales telefónicos o una señal de televisión con un máximo de 4 canales de programa de sonido por cada canal de radiofrecuencia (RF). El plan de frecuencias de canales mostrado en la figura 2 corresponde a la Recomendación 387-2 del CCIR que permite el uso de 12 pares de canales de RF en el plan de frecuencias principal, de manera que, en un sistema totalmente equipado, se pueden transmitir hasta 12 × 1800 (= 21600) conexiones telefónicas o hasta 2 × 12 canales de TV. Si existe un des-

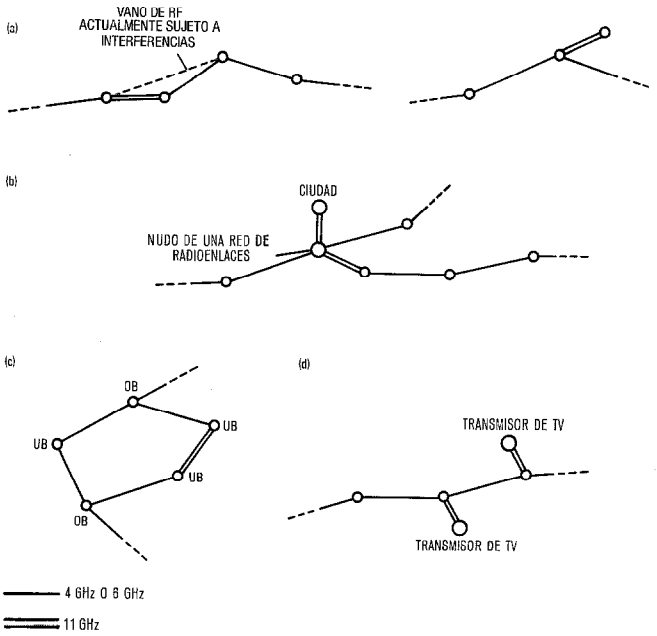


Fig. 1 Aplicaciones para los sistemas de radioenlaces de 11 GHz.
a) donde los enlaces de 4 y 6 GHz están sujetos a interferencias
b) en ramales o rutas de derivación
c) en una red en anillo: frecuencias de transmisión de la estación en la mitad inferior de la banda (UB) y en la mitad superior de la banda (OB)
d) en una red de modulación de TV.

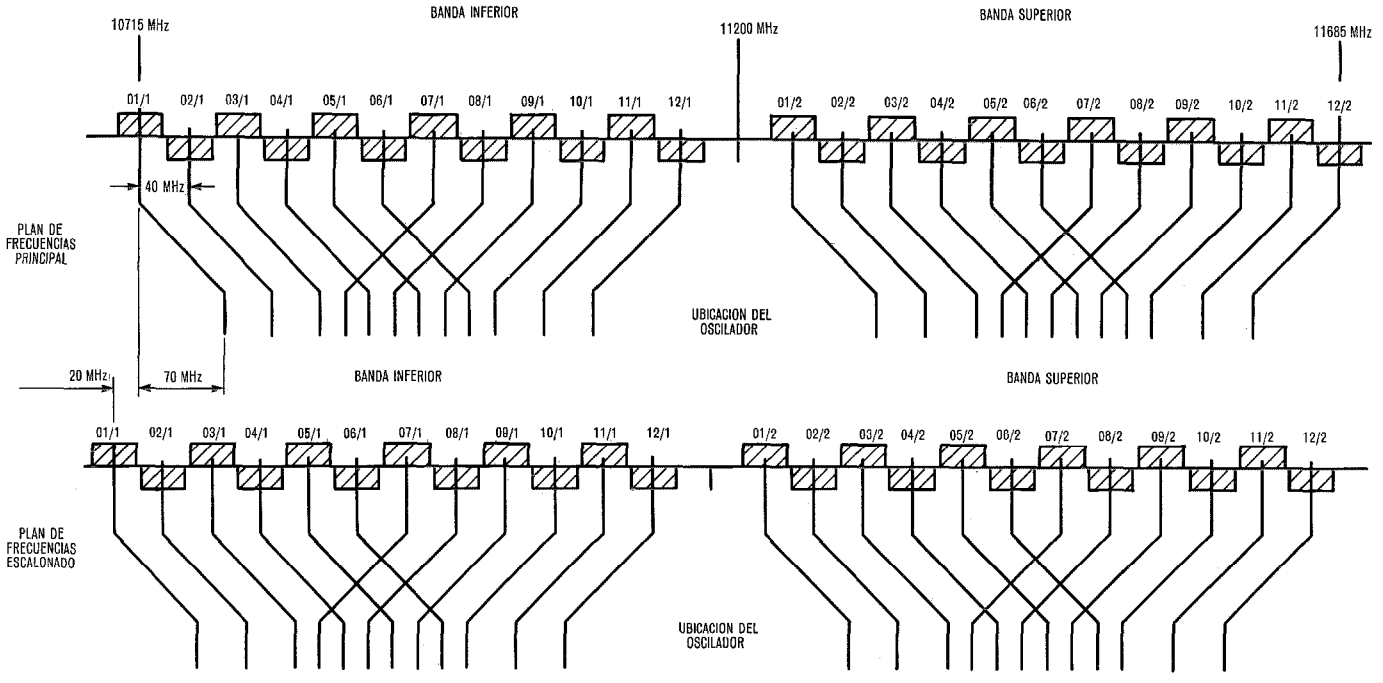


Fig. 2 Plan de frecuencias para la banda de 10,7 a 11,7 GHz, de acuerdo con la Recomendación 387-2 del CCIR.

acoplamiento adecuado de antena con respecto al plan de frecuencias principal la utilización de un plan de frecuencias escalonado desplazado en 20 MHz permite el uso de otros 12 pares de canales de RF. La frecuencia intermedia (FI) es de 70 MHz. Se utilizan unidades semejantes en las estaciones terminales y en las repetidoras. Estas unidades pueden llevar 2700 canales telefónicos utilizando un convertidor de frecuencia de 140/70 MHz. Actualmente está en desarrollo otra versión del sistema con una FI de 140 MHz y una anchura de banda de transmisión para 2700 canales telefónicos.

El sistema de radioenlaces FM 1800-TV/11200 se mantiene holgadamente dentro del nivel de potencia de ruido de 3 pW/km por canal telefónico, permitidos por las recomendaciones de CCIR. De acuerdo con las especificaciones de la Administración de Alemania Federal, este nivel no debe excederse incluso cuando el nivel del sistema está 3 dB por encima de la carga equivalente de canales. Para una sección de modulación de 140 km, el nivel de potencia de ruido máximo permisible por canal telefónico es de $140 \times 3 = 420$ pW.

La tabla 1 muestra los valores de diseño para la distribución de las contribuciones de ruido de 3 canales de prueba comprendidos en una sección de modulación. Estas estimaciones de ruido determinan algunos parámetros importantes del sistema y del equipo, por ejemplo, la potencia de transmisión, el factor de ruido del receptor y el tamaño mínimo de la antena [1, 2, 3]. Con los valores indicados en la tabla 2, procedentes de las especificaciones de la Administración de Alemania Federal, queda un margen adecuado de fading incluso para niveles que están por encima de los 3 dB. Para mantener el ruido de intermodulación dentro de límites permisibles, la distorsión de retardo de grupo para un radioenlace comprendido en el margen $f_{IF} = 70 \pm 10$ MHz debe ser inferior a 1 ns.

Tabla 1 – Distribución del ruido en una sección de 140 km constituida por 4 tramos

Canal de medida	270 kHz	4715 kHz	9073 kHz
	Ruido (pW)		
Ruido térmico del equipo de radio (4 transmisores y 4 receptores)	60	90	90
Ruido de intermodulación del equipo de radio (4 transmisores y 4 receptores)	180	180	180
Ruido térmico (modulador y demodulador)	40	25	25
Ruido de intermodulación (modulador-demodulador)	55	40	40
Ruido disperso captado	20	20	20
Contribución del equipo de reserva y de la planta auxiliar	25	25	25
Contribución de las instalaciones de antena y del cableado de FI	40	40	40
Ruido total	420	420	420

Nota: La atenuación del sistema es 60 dB para todos los canales de prueba.

Equipo de radio

Diseño y construcción

El transmisor y el receptor (Fig. 3) están construidos utilizando la práctica de equipo V-SEP*. En esta técnica el transmisor, receptor, moduladores, demoduladores y equipo auxiliar se alojan en armazones verticales que a su vez se insertan en bastidores pre-fabricados. Al equipar los armazones en el bastidor, se conecta el suministro de ali-

* Marca registrada del sistema ITT

Tabla 2 – Datos del sistema

Atenuación en el espacio libre para un vano de 35 km	144,3 dB
Atenuación de la línea de alimentación de antena (2 × 20 m)	5,2 dB
Atenuación de los filtros de derivación del canal	5,5 dB
Atenuación adicional (duplexor y/o circulador, líneas de conexión)	1,0 dB
Atenuación total	156,0 dB
Ganancia de 2 antenas (antenas parabólicas de 3 m)	−96,0 dB
Atenuación del sistema a_s	60,0 dB
Potencia del transmisor P_s	18 W ≃ + 42,5 dBm
Factor de ruido del receptor (valor de diseño) F	≤ 9 dB
Nivel de entrada normal al receptor P_E	−17,5 dBm

mentación y el sistema de señalización mediante clavijas situadas en la parte posterior. Las conexiones de RF y de FI están situadas en el panel frontal. Todos los armazones tienen una anchura normalizada de 109 mm y una profundidad también normalizada de 199 mm. Los armazones de la etapa de entrada del transmisor y del receptor tienen 600 mm de altura y el armazón de la etapa de salida del transmisor tiene 610 mm. Si se presenta una avería, esta subdivisión en 3 secciones permite cambiar rápidamente el armazón defectuoso, reduciendo así al mínimo la interrupción del servicio.

Los armazones se reparan en un taller centralizado. La etapa de entrada transmisora y el armazón receptor se equipan con unidades enchufables que pueden colocarse o extraerse desde el frente. El concepto de subdivisión eléctrica y mecánica en unidades enchufables, fácilmente intercambiables, facilita la localización de averías para reparación en el taller.

Diseño del circuito

La figura 4 muestra el diagrama de bloques del equipo de radioenlace para el sistema FM 1800-TV/11200. El transmisor, conectado a un modulador en la estación terminal, y a un receptor en la estación repetidora, convierte la señal FI de 70 MHz, modulada en frecuencias, en una señal de 11 GHz, que es transmitida en la estación siguiente a través de la antena.

En la sección de entrada del transmisor, la señal de FI pasa a través del amplificador de entrada de FI, limitador y del igualador de retardo de grupo permanentemente ajustado. Esta sección incluye también el generador de reserva de FI. La señal pasa luego a través del amplificador de potencia a un mezclador equilibrado que convierte la señal de FI en una señal de 11 GHz.

La potencia del oscilador para la conversión procede de una cadena osciladora de semiconductores formada por un oscilador de cuarzo, un oscilador de potencia y un multiplicador. Los productos de la mezcla no deseados y la señal del oscilador que previamente ha sido atenuada por el mezclador se suprimen mediante un filtro de microondas de 4 cavidades. La señal útil de 11 GHz tiene un nivel de potencia de unos 2,5 mW a la salida de la etapa de entrada transmisora que está situado en el panel frontal.

Un cable semi-rígido corto conecta la salida de la etapa de entrada del transmisor a la etapa de salida en la que un tubo de ondas progresivas amplifica la señal hasta la potencia de salida del transmisor de 18 W.

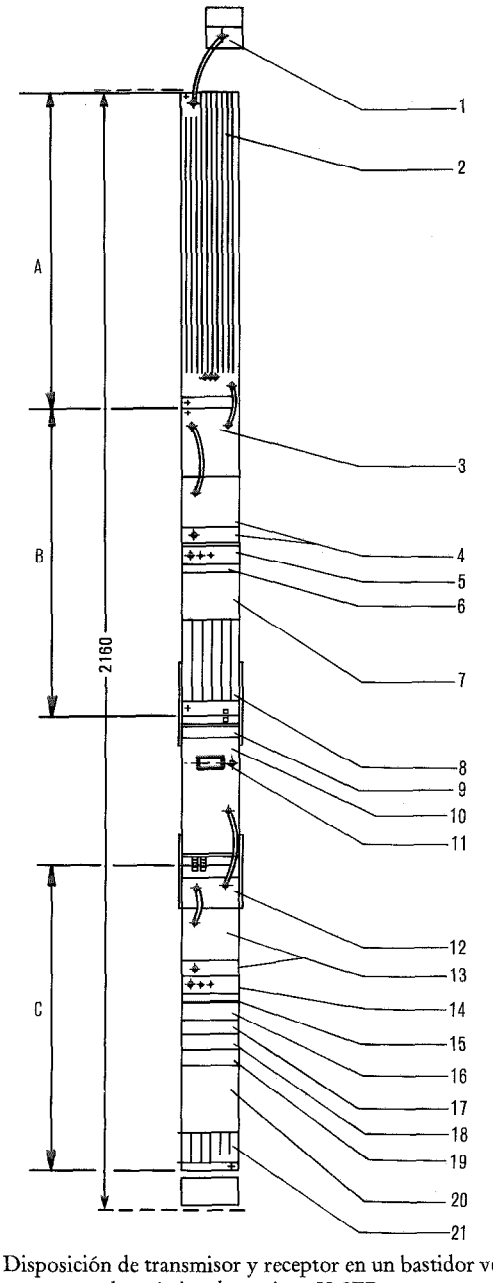


Fig. 3 Disposición de transmisor y receptor en un bastidor vertical de la práctica de equipos V-SEP.
A - etapa de salida del transmisor
B - etapa de entrada del transmisor
C - receptor

1 - derivación del canal del transmisor
2 - amplificador del transmisor de RF con la unidad de AT
3 - amplificador de FI, mezclador y filtro de banda lateral
4 - oscilador del transmisor
5 - unidad de supervisión
6 - instrucciones de funcionamiento
7 - sección vacía
8 - alimentación transmisor
9 - unidad de señalización
10 - derivación del canal del receptor
11 - aparato de medida
12 - mezclador y preamplificador de FI
13 - oscilador del receptor
14 - unidad de supervisión
15 - instrucciones de funcionamiento
16 - amplificador principal de FI
17 - amplificador de CAG
18 - igualador de FI del receptor
19 - amplificador de salida de FI
20 - sección vacía
21 - alimentación del receptor

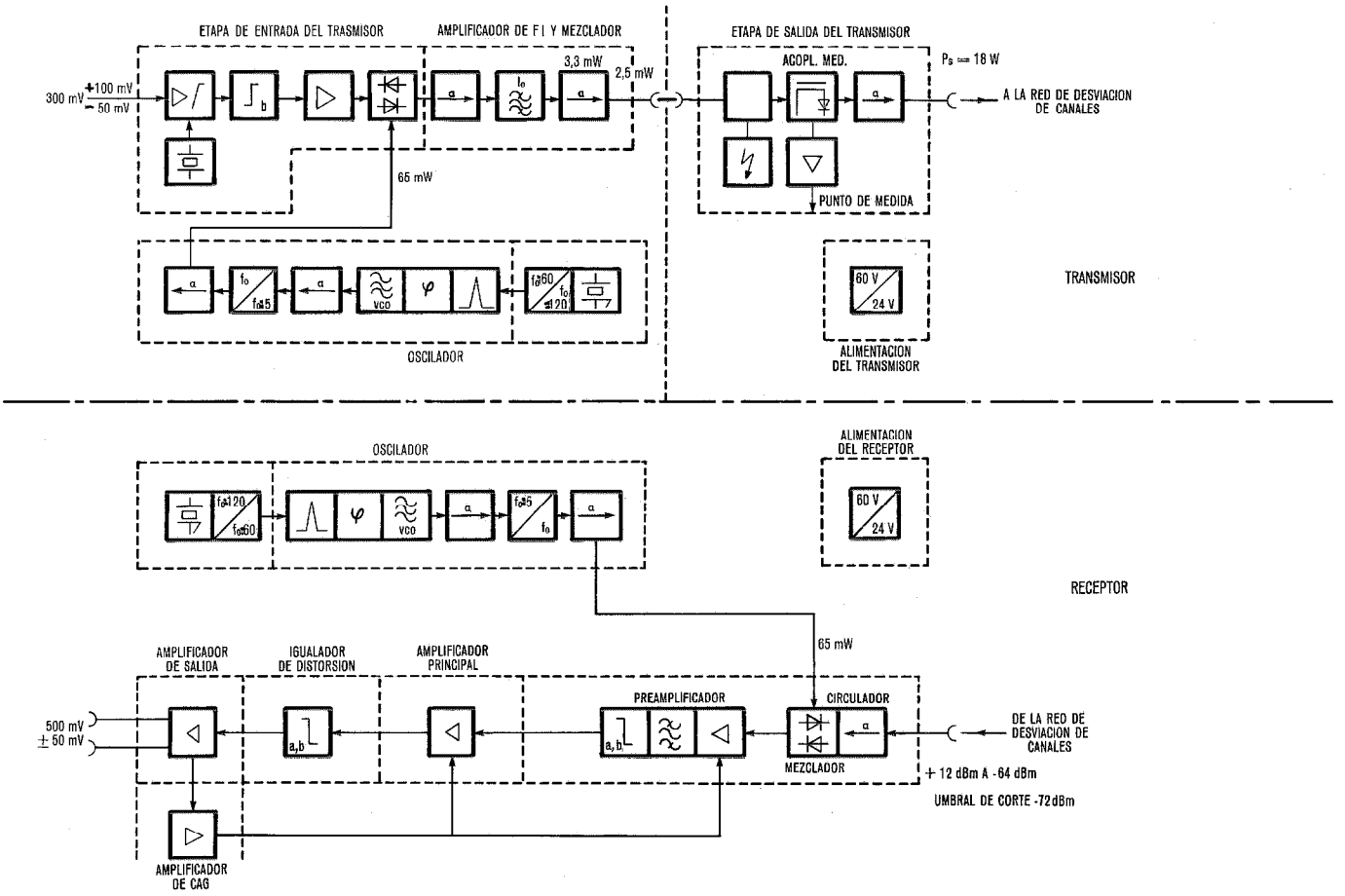


Fig. 4 Diagrama de bloques del transmisor y receptor.

Además del tubo de ondas progresivas, la etapa de salida del transmisor contiene el suministro de alta tensión, la unidad monitora del nivel de transmisión y un circulador que proporciona adaptación para la salida del transmisor y al mismo tiempo aisla el tubo de ondas progresivas de la potencia reflejada. La señal se lleva a la antena a través del circuito de derivación de canales situado en el lado de transmisión.

En el receptor, la señal de llegada procedente del circuito de derivación de canales pasa a través del circulador al mezclador del receptor que se alimenta también de la señal del oscilador. La cadena osciladora es idéntica estructuralmente a la del transmisor. La señal que se ha convertido a la banda de 70 MHz mediante el mezclador de recepción se aplica al preamplificador de FI y de aquí se lleva al amplificador principal de FI. El preamplificador de FI contiene también un filtro paso banda de FI y un igualador permanentemente ajustado para compensar las distorsiones de amplitud y de retardo de grupo. El preamplificador y el amplificador principal están controlados por el amplificador de control de ganancia automática (CAG) de manera que el nivel de salida permanece constante para variaciones de nivel en la entrada del receptor comprendidas entre −12 y −64 dBm. Cualquier distorsión residual de amplitud y de retardo de grupo que se produzca a lo largo del camino de transmisión queda compensada después del amplificador principal.

Los dos igualadores de distorsión están seguidos del amplificador de salida que proporciona dos salidas iguales de 500 mV a 75 Ω. Esta señal de salida se lleva al transmisor siguiente en una estación repetidora o al demodulador en una estación terminal.

Sección de FI del transmisor, mezclador y filtro de banda lateral

La figura 5 muestra cómo la sección de FI, el mezclador y el filtro de banda lateral forman una sola unidad mecánica. Las dos primeras unidades están conectadas permanentemente, mientras que el filtro de banda lateral con los dos circuladores pueden intercambiarse fácilmente cuando se realiza un cambio de canal de RF. La construcción de varios subconjuntos en una sola unidad y la sintonía de la unidad como un todo tiene las ventajas de que pueden tomarse mejor en consideración las tolerancias eléctricas y evitarse las conexiones enchufables costosas.

En la sección de FI se limita en amplitud la señal de entrada al amplificador. Un igualador de retardo de grupo de una sola etapa, ajustado permanentemente, compensa la distorsión de retardo de grupo del subconjunto completo, incluyendo el mezclador del transmisor y el filtro de banda lateral. La característica de amplitud-frecuencia del amplificador de potencia de FI compensa la característica de amplitud del filtro de banda lateral.

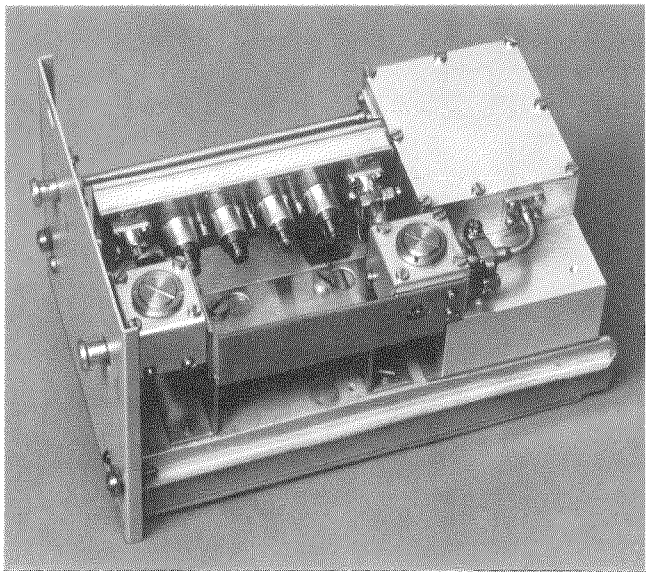


Fig. 5 Sección de frecuencia intermedia, mezclador del transmisor y filtro de banda lateral.

Si el nivel de entrada de FI del transmisor cae por debajo de 6 dB respecto al valor nominal de 300 mV, la señal de entrada se suprime automáticamente y se aplica al transmisor la señal de 70 MHz procedente del generador de reserva de FI. Esta condición se indica en el panel frontal mediante un LED.

El mezclador del transmisor trabaja en contrafase suprimiendo, por tanto, de manera efectiva la señal del oscilador a la salida del mezclador. Los dos elementos no lineales del mezclador son diodos de silicio de barrera Schottky. Se utiliza técnica de microbandas para la construcción del mezclador, como se indica en la figura 6. Trabaja con un nivel de potencia del oscilador de 65 mW; la potencia de la señal de salida es de unos 3,3 mW.

El mezclador tiene una anchura de banda suficientemente amplia para permitir utilizarlo en todos los canales de RF del plan de distribución de frecuencias. Las fluctuaciones de amplitud son inferiores a 0,2 dB (± 12 MHz) sin ningún ajuste, atenuándose el nivel de la señal del oscilador en la salida del mezclador en 20 dB, al menos. El filtro de banda lateral de guíaondas de 4 cavidades juntamente con los dos circuladores forman una unidad eléctrica y mecánicamente intercambiables. Los resonadores de H_{101} se acoplan mediante iris inductivos; el acoplamiento puede ajustarse mediante tornillos que sobresalen en las aberturas de los iris. La frecuencia se sintoniza utilizando pistones de cristal de cuarzo que pueden atornillarse en los resonadores individuales. El filtro está construido con chapas de Invar plateadas, soldadas bajo un gas protector en una sola operación. El uso de chapa de Invar, mas la compensación de temperatura provista por los pistones de sintonía, hace posible la reducción de la dependencia con la temperatura de la frecuencia central por debajo de 2×10^{-6} partes por °C. La anchura de banda del filtro es 69 MHz a 3 dB y las pérdidas de transmisión, alrededor de 0,75 dB.

Cadena del circuito oscilador

La potencia del oscilador para el mezclador la proporciona la cadena osciladora de semiconductores, consistente en un oscilador de cristal, un oscilador de potencia y un multiplicador de frecuancia de banda ancha. La frecuencia del oscilador de potencia es 24 veces la frecuencia del oscilador de cristal, entre 2,15 y 2,34 GHz. Esta frecuencia se multiplica por 5, mediante el multiplicador, hasta la frecuencia real del oscilador que está desplazada 70 MHz con respecto a la frecuencia del canal. Las frecuencias del oscilador para los canales 1 a 6 de la mitad de la banda están por encima de las frecuencias del canal asociado, mientras que para los canales 7 al 12 de la otra mitad de la banda están por debajo de las frecuencias del canal. La cadena del circuito oscilador es de banda ancha y puede, por tanto, sintonizarse sobre la banda total de 11 GHz simplemente cambiando el cristal y sintonizando el oscilador de potencia (en principio sin aparatos de medida) al canal de RF deseado utilizando un simple botón de mando.

El núcleo de la cadena osciladora es el oscilador de potencia controlado por voltaje, cuya frecuencia puede sintonizarse eléctricamente en un margen de ±2 MHz, aproximadamente. Consiste en un resonador de cavidad estabilizado térmicamente y sintonizable de forma mecánica al que se acopla la base del transistor oscilador y un diodo varactor para sintonizar el oscilador eléctricamente. La potencia de salida se toma del emisor. La sincronización de fase con una frecuencia de referencia controlada por cristal proporciona la estabilidad de frecuencia necesaria $\Delta f/f_0$ de $\pm 5 \times 10^{-6}$. Esta frecuencia de referencia se genera en el subconjunto del oscilador de cristal. Un cristal de cuarzo que trabaja en el 7° armónico, controla la frecuencia del

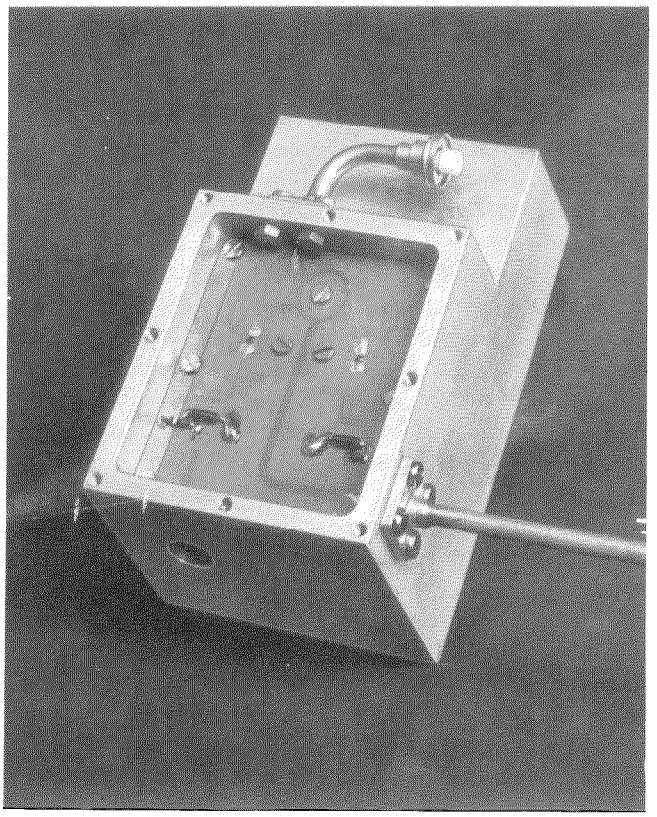


Fig. 6 Mezclador del transmisor de 11 GHz con la cubierta quitada.

circuito oscilador en el margen de 89 a 97 MHz. La salida de este circuito es luego amplificada y doblada convirtiendo la frecuencia de referencia al margen de 178 a 194 MHz.

El oscilador de potencia se sincroniza al 2° armónico del oscilador de cristal para asegurar una sintonía clara en todo el margen de frecuencias. Por tanto, se evita un falso enclavamiento del oscilador de potencia con el oscilador de cristal o de la frecuencia doble. La frecuencia de corte del bucle de enclavamiento de fase es de 30 kHz, aproximadamente. El ruido básico a la salida del oscilador de RF está, pues, determinado principalmente por el oscilador de potencia y por la etapa multiplicadora por 5 siguiente y es, por tanto, muy bajo comparado con las configuraciones de oscilador que utilizan multiplicación directa. La sincronización inicial se logra utilizando un oscilador de búsqueda adicional, asegurando de esta manera un enclavamiento eficaz. Si el oscilador de potencia no está sincronizado (por ejemplo, debido a un fallo de la frecuencia de referencia), entonces entra en funcionamiento el oscilador de búsqueda. Sin embargo, si no se logra el sincronismo dentro de unos 15 ms, se suprime la salida del oscilador polarizando el diodo varactor en el circuito multiplicador por 5 [4].

Etapa de salida del transmisor

El tubo de ondas progresivas situado en la etapa de salida del transmisor tiene una amplificación de alrededor de 40 dB y una potencia de salida de 20 W. La figura 7 muestra su construcción. Características importantes del tubo son el colector de doble etapa y el sistema de imanes de alta calidad de cobalto-samario. Se ha logrado una eficacia de funcionamiento del 38% debido a la inclusión del segundo colector; también la pérdida de potencia total del tubo permanece aproximadamente la misma independientemente de la modulación [5].

Comparado con el tubo que utiliza imanes de aluminio-niquel-cobalto, los voltajes de alimentación son el 40% inferiores, aumentando así considerablemente la fiabilidad del tubo y del suministro de alta tensión. Al mismo tiempo, se han reducido considerablemente el peso y el tamaño del tubo como resultado del menor tamaño de los imanes de cobalto-samario. Para prevenir que el tubo de ondas progresivas trabaje en condiciones fuera de límites,

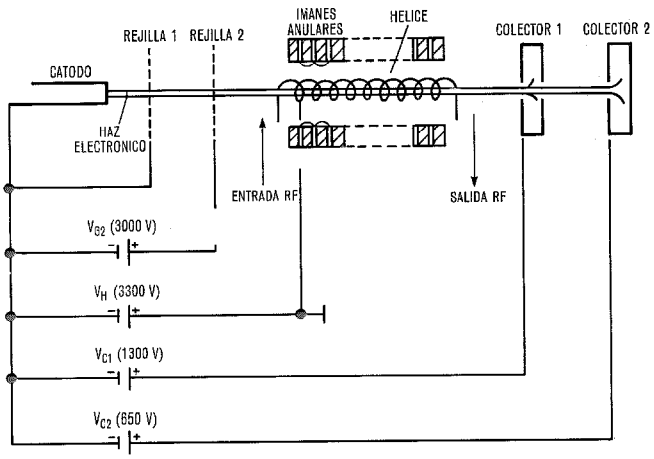


Fig. 7 Diagrama funcional del tubo de ondas progresivas de 11 GHz. Todos los voltajes están referidos al cátodo.

so cortan automáticamente los suministros de tensión si la corriente de la hélice del tubo supera los 4 mA. El nivel de transmisión se supervisa de manera automática. Un circulador situado a la salida de la etapa final del transmisor, facilita la adaptación y protege al tubo de la potencia reflejada. La tercera ranura del circulador está cerrada por una terminación disipadora de 22 W, de manera que el tubo queda protegido incluso en el caso de que la potencia transmitida se refleje totalmente a la salida del transmisor.

Mezclador del receptor y preamplificador de FI

Esta unidad enchufable contiene los siguientes subconjuntos: circulador del receptor, mezclador de recepción, preamplificador de FI, filtro paso banda de FI, atenuador de FI e igualadores de retardo de grupo y de amplitud.

El mezclador equilibrado que está aislado a través de un circulador de entrada, está alojado mecánica y eléctricamente en la misma unidad que el preamplificador de FI de tres etapas. Se ha logrado un bajo factor de ruido a 11 GHz utilizando diodos barrera Schottky de bajo ruido cuyo punto de funcionamiento puede ajustarse de forma óptima mediante la potencia del oscilador, juntamente con interconexión directa del mezclador al preamplificador de tres etapas de bajo ruido. El filtro paso banda de FI tiene una anchura de banda de 49 MHz a 3 dB y polos de atenuación a ± 36 MHz. Un atenuador que incorpora un diodo PIN, utilizado como resistencia en derivación, controla automáticamente la ganancia total del subconjunto, con relación al nivel de entrada; el margen de control es de 8 dB.

Los circuitos igualadores compensan parcialmente la distorsión de amplitud y de retardo de grupo del filtro de FI y de los filtros de derivación del transmisor y del receptor. El filtro paso banda de FI, la etapa de control de ganancia y los dos igualadores de distorsión están aislados unos de otros mediante una etapa de amplificación.

Amplificador principal de FI

La salida del preamplificador de FI se amplifica después en el amplificador principal de FI. Este amplificador de banda ancha, de ganancia variable entre 0 y 48 dB, se regula automáticamente en función del nivel de entrada. Consta de 4 etapas amplificadoras similares, comprendiendo cada una un par de transistores con realimentación montados en configuración de emisor común. La realimentación negativa asegura una respuesta plana de amplitud-frecuencia sobre un amplio margen de frecuencias. Como en el preamplificador, el control de ganancia se efectúa con atenuadores variables entre las cuatro etapas de amplificación. Estos atenuadores están diseñados de manera que la linealidad de la respuesta de amplitud está dentro de 0,1 dB en el margen de frecuencias de 70 MHz ± 20 MHz.

Igualadores de distorsión

Los radioenlaces están afectados de diferentes cantidades de distorsión de amplitud y de retardo de grupo que no están compensadas, de forma total, por los igualadores de distorsión de ajuste permanente situados en el preamplificador de FI. Para reducir al mínimo las contribuciones de ruido que resultan de tal distorsión, se incorpora un sub-

conjunto que contiene igualadores de distorsión ajustables. El igualador de retardo de grupo consiste en un circuito pasa todo de tres etapas, cada una de las cuales contiene un circuito resonante ajustable. Durante el funcionamiento, las frecuencias de resonancia de cada etapa pueden ajustarse desde el panel frontal de la unidad enchufable de modo que puede realizarse el ajuste de los maximos de las curvas de retardo de grupo.

Dos de los circuitos pasa todo con los máximos de retardo de grupo dispuestos de manera que uno está por encima del centro de la banda de FI y otro por debajo, pueden compensar la no linealidad en las curvas de retardo de grupo. La respuesta de la tercera unidad pasa todo, que está sintonizada aproximadamente al centro de la banda, se selecciona para obtener una curva plana de retardo de grupo; una sintonía adicional de su frecuencia permite enderezar la curva de retardo de grupo alrededor de la frecuencia central de FI dentro del margen de frecuencia de ± 12 MHz. Con esta compensación relativamente sencilla, puede mantenerse la distorsión de velocidad de grupo a la salida del receptor por debajo de 1 ns dentro del margen de 70 MHz ± 10 MHz. La distorsión de amplitud residual se compensa mediante un igualador de distorsión accesible desde el panel frontal.

Amplificador de salida

Amplifica la señal de FI en unos 4,4 dB y proporciona dos salidas equivalentes y aisladas en más de 40 dB. El voltaje en las dos salidas V_{eff} es 500 mV a 75 Ω. Si la señal de entrada del receptor se reduce a un nivel de −72 dBm ± 3 dB, entonces la señal de salida se atenúa en, al menos, 30 dB. Esto asegura que durante los desvanecimientos de bajo nivel o en el caso de fallo del transmisor precedente, no pase un nivel excesivamente alto de ruido básico al transmisor siguiente o al demodulador. Además, se extrae del amplificador de salida un voltaje de CC proporcional al nivel de salida de FI que se utiliza para controlar el umbral de corte y la ganancia de los amplificadores de ganancia variable.

Control automático de ganancia (amplificador de CAG)

El amplificador de CAG está situado en una tarjeta impresa abierta enchufable. Al quitar la cubierta frontal se hacen accesibles dos conmutadores y un potenciómetro. Uno de estos conmutadores desconecta el control automático de ganancia. A continuación y utilizando el potenciómetro puede ajustarse al valor deseado la ganancia del preamplificador de FI y del amplificador principal de FI. El segundo conmutador desconecta el atenuador situado en el amplificador de salida. Estas facilidades de desconexión se utilizan frecuentemente durante la alineación de un radioenlace. La cubierta frontal sólo se puede recolocar si el control automático de ganancia y la supresión de señal se han conectado de nuevo.

El voltaje de control procedente del amplificador de salida gobierna, a través del amplificador de CAG, la corriente que pasa por los diodos PIN situados en el preamplificador de FI y en el amplificador principal, de manera que el nivel de salida del amplificador final permanece constante cuando varía el nivel de entrada del receptor. Para asegurar que la contribución del factor de ruido del amplificador principal al factor de ruido total del receptor se mantiene bajo, el atenuador variable del preamplificador se ajusta solamente después de que se ha utilizado de forma casi completa el margen de control de los atenuadores variables situados en el amplificador principal. El criterio de corte se obtiene en el amplificador final a partir de un voltaje proporcional a la señal de salida de Fi y se evalúa en el amplificador de CAG. El corte y señalización de alarmas se producen cuando el nivel de salida cae por debajo de 0,3 V. La conexión de nuevo tiene lugar tan pronto como el nivel de entrada se ha elevado al menos 1 dB por encima del umbral de corte.

Señalización y supervisión

Al supervisar un radioenlace se acostumbra a indicar los fallos en el lugar donde se producen y también a comunicarlos a una estación supervisora distante. Las alarmas e indicaciones de fallo se recogen y se representan en un equipo de supervisión. Los parámetros de funcionamiento importantes pueden también comprobarse mediante este equipo utilizando el conmutador de selección de la unidad monitora y, si se quiere, con una indicación continua. Para este objeto, se dispone un aparato de medida en el espacio situado por encima de la red de derivación de receptor; este instrumento puede conmutarse opcionalmente para el transmisor o para el receptor.

Pueden medirse un determinado número de parámetros del transmisor: potencia del transmisor, corrientes de hélice y cátodo del tubo de ondas progresivas, voltaje de sincronización del oscilador de potencia y voltaje de suministro de 24 V. En el receptor pueden hacerse las siguientes medidas: nivel de recepción, nivel de salida de FI, voltaje de sincronización del oscilador de potencia y voltaje de suministro de 24 V.

Se dan alarmas remotas en los siguientes casos: reducción de la potencia del transmisor a 9 W, fallo de la sincronización del oscilador, corte del generador de reserva de FI y corte del receptor. Además, el fallo de la sincronización del oscilador, el corte del generador de reserva de FI o el corte de los voltajes de alta tensión como resultado de una corriente de hélice excesiva se indican mediante un LED en el subconjunto correspondiente. También existe una conexión de registrador para registrar el nivel de entrada del receptor.

Red de derivación de canales de RF

Mediante la red de derivación de canales pueden conectarse a una antena común hasta 6 transmisores y 6 receptores con frecuencias diferentes. Cada transmisor o receptor tiene asignada una rama de derivación de canal consistente en un circulador, un filtro de 6 cavidades sintonizado a la frecuencia del canal y un circulador utilizado como guía direccional.

Mediante un circulador o un filtro de polarización se puede conectar a una sola antena una red de derivación de canales para un máximo de tres transmisores y otra para un máximo de tres receptores. Utilizando dos circuladores de acoplamiento y un filtro de polarización es posible interconectar 4 redes de derivación de canales, cada una con

3 equipos y de esta manera conectan 6 transmisores y 6 receptores a una antena. La configuración básica se muestra en la figura 8. Se requiere, pues, dos antenas si se han de utilizar los 12 canales de RF. Para suprimir los armónicos del transmisor, se dispone un filtro de microondas de banda ancha, que deja pasar toda la banda de frecuencias de 11 GHz pero que bloquea las frecuencias por encima y por debajo de este margen, después de cada red de derivación de canales en el lado del transmisor. Las redes de derivación de canales, lo mismo que los armazones del transmisor y receptor, se insertan sencillamente en el bastidor y se aseguran con tornillos.

Filtros de separación

Se han dimensionado de manera que, en primer lugar, se garantice el desacoplo entre los canales de RF, y además la atenuación y la distorsión de retardo de grupo y amplitud en la banda de paso sean lo más pequeñas posible. Estas condiciones pueden satisfacerse con un filtro de orden 7° de Tchebyschev o un filtro Cauer de orden 6°. Sin embargo, el filtro Cauer es menos costoso y tiene ventajas con respecto a la atenuación de la banda de paso y a la distorsión de amplitud y de retardo de grupo; las pendientes de

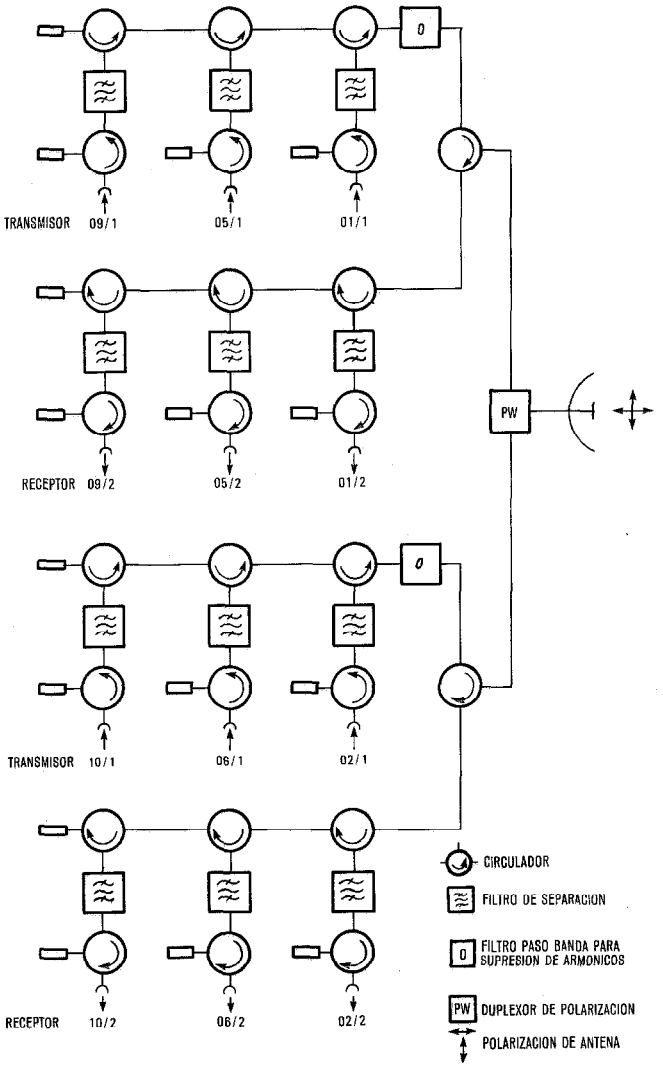
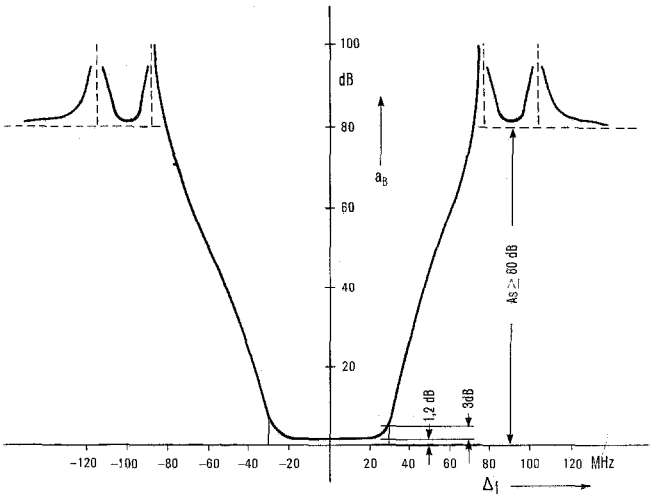


Fig. 8 Red de derivación de canales para funcionar con 6 transmisores y 6 receptores utilizando una antena.



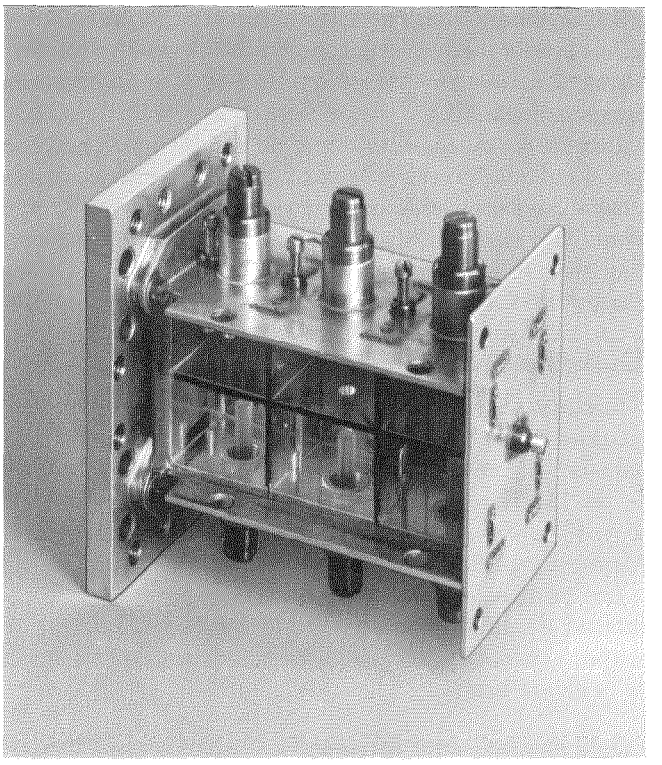


Fig. 9 Filtro de derivación
a) característica de atenuación del filtro Cauer de 6° orden de 11 GHz
b) filtro con la cubierta lateral quitada.

corte son más bruscas que para otros tipos de filtro, resultando así una mayor anchura de banda a 3 dB. La figura 9a) muestra la característica de atenuación típica de un filtro Cauer con polos de atenuación a frecuencias finitas. Este filtro tiene una anchura de banda de 60 MHz a 3 dB y una atenuación en la banda de paso de 1,2 dB, aproximadamente.

El filtro de separación, como el filtro de banda lateral, está construido de chapas de invar individuales. Los resonadores de cavidad están dispuestos de forma que, en cada caso, las conexiones de guiaondas y los resonadores siguientes quedan uno al lado de otro. Los fuertes acoplamientos necesarios para los picos de atenuación se logran

de manera sencilla mediante una pequeña abertura de acoplamiento en los tabiques situados entre los resonadores 1° y 6° y entre los resonadores 2° y 5°. La figura 9b) muestra la construcción del filtro.

Antena

Si se conectan varios transmisores y receptores a la misma antena, las frecuencias adyacentes del plan de frecuencias de 11 GHz deben transmitirse y recibirse con polarizaciones ortogonales. Por esta razón se utiliza una antena Cassegrain que asegura una alta eficiencia y un aislamiento de polarización de, al menos, 30 dB (Fig. 10a). El aislamiento de polarización se logra por la estructura simétrica axial de esta antena. Las señales se llevan a través del filtro de polarización, al guiaondas circular fijado a la parte posterior de la antena. Este guiaondas sobresale a través del reflector primario. Enfrente del mismo está situado un reflector hiperbólico que actúa como segundo reflector y refleja la energía de la señal en el reflector parabólico primario. Un reflector parabólico de 3 m proporciona una ganancia de 48 dB.

Esta forma de construcción tiene también la ventaja de que el radiador con el reflector hiperbólico pueden insertarse o extraerse desde la parte posterior, en un reflector parabólico ya ensamblado [6]. La figura 10b) muestra un diagrama de radiación direccional para la antena Cassegrain de 11 GHz.

Resultados de las medidas

Se han realizado numerosas medidas para evaluar las características de transmisión de un radioenlace de 11 GHz para la transmisión de telefonía y TV. En esta sección se da los resultados típicos que se han obtenido de acuerdo con las regulaciones de la Administración Federal Alemana y algunas medidas suplementarias propias.

Los principales parámetros necesarios para valuar la capacidad de un sistema son: ruido armónico, retardo de grupo, ganancia diferencial y característica de frecuencia de la banda base.

Factor de mérito del sistema

Esta es una medida del ruido dependiente de la atenuación, para una potencia de transmisión y un factor de ruido del receptor dados; establece una correspondencia entre la relación señal a ruido y la longitud del radioenlace, que es ampliamente constante en regiones de alta atenuación del sistema. La relación entre el factor de mérito del sistema S, la relación señal/ruido R y la atenuación del sistema a_s (todo en dB) es:

$$S = R + a_s$$

El factor de mérito característico del sistema de 144,3 dB que ha sido obtenido para el equipo, es superior en unos 2 dB al valor exigido por la especificación de la Adminstración Federal Alemana (frecuencia de medida = 7600 kHz).

Medida del ruido de intermodulación

En el caso de telefonía multicanal, la relación señal a ruido de un radiocanal gobierna la calidad de un sistema. Esta relación se determina midiendo el ruido de intermodulación; la señal múltiplex se simula mediante ruido blanco y las contribuciones de ruido se miden en canales normalizados internacionalmente. La figura 11 muestra la relación señal a ruido medida en función de la carga equivalente. Las curvas muestran los resultados medidos para el modulador-demodulador (modem) y también para un radioenlace de hasta 4 vanos.

Para un nivel de modulación dado, la relación señal a ruido comienza a degradarse, con un aumento del ruido básico, a medida que aumenta la distorsión armónica. La relación señal a ruido óptima se logra con un nivel de modulación que está 3 dB por encima del nivel de modulación de funcionamiento normal. Esto muestra que el sistema

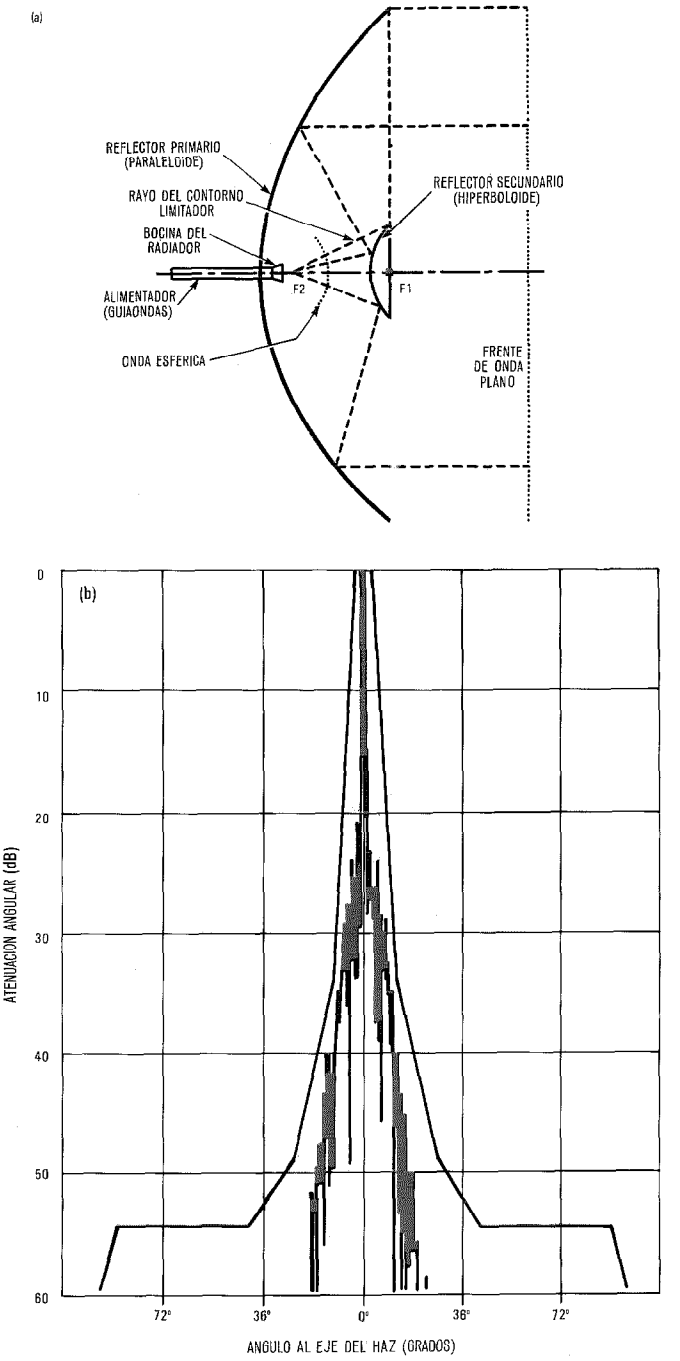


Fig. 10 Antena Cassegrain
a) diagrama funcional
b) diagrama direccional a 11,2 GHz.

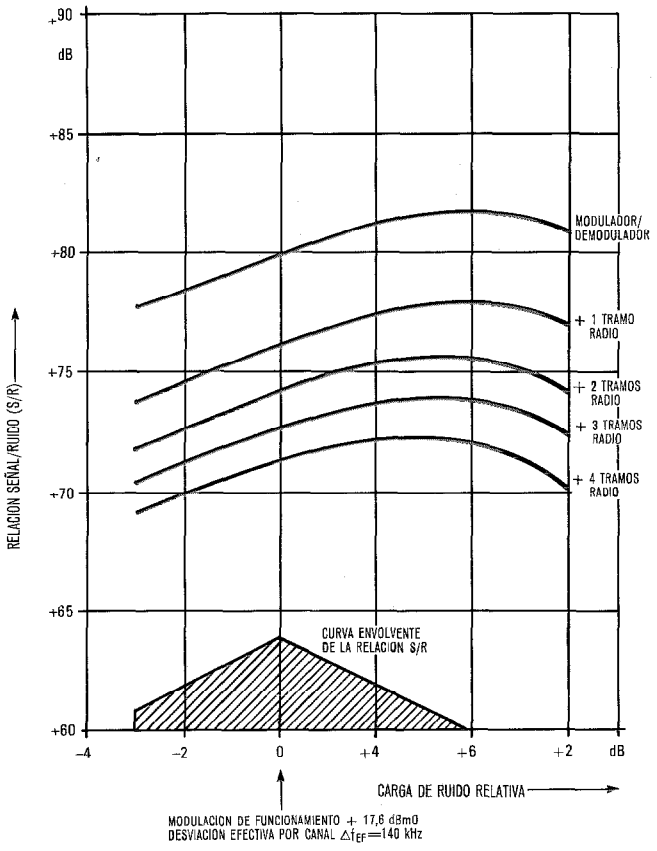


Fig. 11 Relación señal a ruido en función de la carga relativa de ruido en el canal de prueba de 9073 kHz.

está diseñado para una modulación 3 dB superior al nivel de modulación operacional normal, de acuerdo con el CCIR, y que existe un margen adecuado en comparación con el valor límite de 3 pW/km (la relación señal a ruido de 64 dB corresponde a 420 pW).

La tabla 3 resume los resultados de las medidas de ruido en los canales de medidas inferior, medio y superior para la modulación normal y para un nivel en exceso de 3 dB. La tabla está dividida en contribuciones de ruido para el modem y el equipo de radio, para un radioenlace de hasta 4 vanos.

Retardo de grupo, ganancia diferencial y respuesta frecuencia de la banda base

Para los altos valores de modulación del sistema requeridos, el ruido de intermodulación aumenta rápidamente a no ser que se provea la adecuada igualación de retardo de grupo y ganancia diferencial. Como se muestra en la figura 12, los vanos individuales se equilibran, con respecto a su retardo de grupo, dentro de 0,5 ns y con respecto a la ganancia diferencial, dentro del 0,5%, medidos en el margen de frecuencias de ± 12 MHz. Con la disposición en cascada de 4 vanos similares, la desviación de la respuesta de retardo de grupo permanece por debajo de 2 ns sin compensación adicional y la ganancia diferencial, medida a la frecuencia de prueba de 4,4 MHz, permanece por debajo del 2%. La evaluación de la distorsión residual, analizando los productos de intermodulación individuales, dio una buena correspondencia con los valores de ruido medidos.

Además de las variaciones del retardo de grupo y de la ganancia diferencial, la medida de la respuesta en frecuencia de la banda base proporciona un criterio adicional para la adecuada compensación de distorsión de un sistema. La figura 12 c) muestra la característica de atenuación de 4 vanos colocados en serie.

Márgenes de desvanecimiento (fading)

Mientras que en las radiofrecuencias por debajo de 10 GHz, la atenuación adicional en un radioenlace es producido, predominantemente, por fading, por encima de 10 GHz la lluvia es una preponderante causa de atenuación. Las medidas de propagación realizadas, han revelado que pueden ocurrir atenuaciones de hasta 10 dB el 0,1% del tiempo en un radioenlace de 35 km de longitud. A 11 GHz, esto corresponde a precipitaciones de unos 13 mm/h, que a su vez puede equipararse con una lluvia ge-

Tabla 3 - Niveles de potencia de ruido para un modem y equipo de radioenlace de hasta 4 vanos

Canales de medida		270 kHz			4715 kHz			9073 kHz		
Contribución de ruido para	Número de vanos	Ruido térmico (pW)	Ruido total (pW)	Ruido de inter-modulación (pW)	Ruido termico (pW)	Ruido total (pW)	Ruido de inter-modulación (pW)	Ruido térmico (pW)	Ruido total (pW)	Ruido de inter-modulación (pW)
Modulador-demodulador (a)		19	20	1	12	13	1	10	11	1
Equipo de radioenlace	1	2	3	1	11	12	1	13	14	1
	2	7	8	1	22	23	1	26	28	2
	3	9	10	1	30	33	3	36	44	8
	4	10	12	2	43	50	7	52	61	9
Modulador-demodulador (b)		19	24	5	12	15	3	10	14	4
Equipo de radioenlace	1	2	4	2	11	13	2	13	22	9
	2	7	9	2	22	27	5	26	41	15
	3	9	12	3	30	40	10	36	61	25
	4	10	14	4	43	67	25	52	111	59

(a) Modulación normal + 17,6 dB dBm0; atenuación del radioenlace 60 dB
(b) Modulación + 17,6 dBm0 + 3 dB; atenuación del radioenlace 60 dB

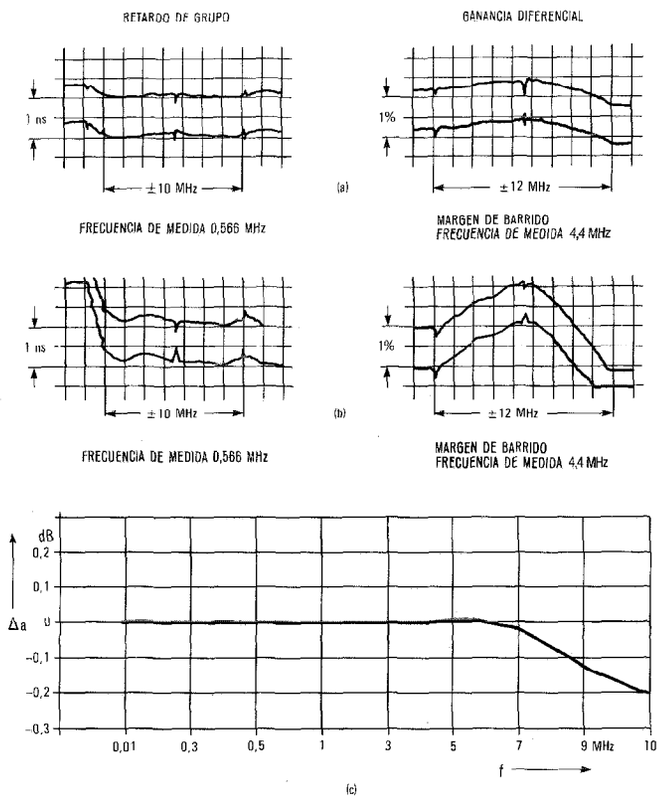


Fig. 12 Ganancia diferencial y retardo de grupo
a) para un solo vano
b) para 4 vanos después de ajuste individual
c) respuesta de frecuencia de la banda base para una etapa de modulación-demodulación sobre 4 vanos.

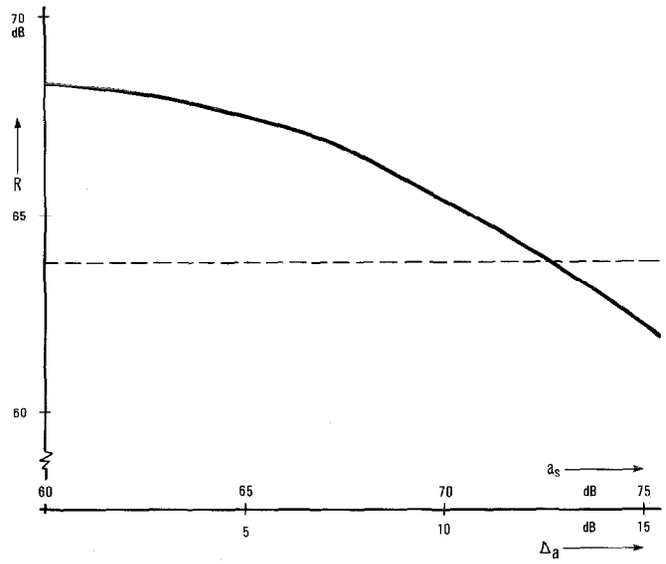


Fig. 13 Relación señal/ruido R de una sección de modulación con 4 vanos en función de la atenuación del sistema a_s y del fading simultáneo Δ_a.

neral moderada o con niebla muy fuerte. A partir de estas relaciones se deduce que durante la lluvia general más persistente, es posible que se produzcan atenuaciones adicionales simultáneas de hasta 10 dB en varios radioenlaces consecutivos.

Para facilitar la estimación de los márgenes disponibles en una sección de modulación con 4 vanos, se ha trazado la relación total señal/ruido del sistema en función del fading simultáneo en los 4 vanos (Fig. 13). Durante las medidas, se hizo trabajar al sistema con un nivel equivalente de 17,6 dBm0 +3 dB. Los resultados muestran que el límite de la relación señal/ruido requerida a 64 dB, correspondiente a 420 pW, sólo se alcanza en el caso de un fading simultáneo de 13 dB en todos los vanos. Por tanto, el sistema ofrece márgenes adecuados debido a la alta potencia del transmisor, bajo factor de ruido del receptor y la sumación favorable del ruido de intermodulación, incluso en condiciones desfavorables de propagación.

Perspectivas

El sistema de radioenlace FM 1800-TV/11200 ha pasado las pruebas técnicas necesarias para su introducción en la red de la Administración Federal Alemana. Desde mediados de 1978 se han fabricado y puesto en funcionamiento equipos para uso en esta red.

Este sistema es eminentemente adecuado como sistema de derivación en las rutas de banda ancha de 4 y 6 GHz, para uso en redes de distribución de TV y en conexión con servicios especiales de extensión en puntos de cruce y de unión de líneas de banda ancha. Además, puede utilizarse como sistema independiente en enlaces cortos.

Varias administraciones extranjeras han mostrado ya interés en este sistema. Puede anticiparse que en países donde ya existen radioenlaces de banda ancha, también pueden utilizarse los sistemas de 11 GHz debido a su compatibilidad con tales enlaces.

Referencias

[1] H. Carl: Richtfunkverbindungen: Stuttgart, Verlag Berliner Union, 1972.
[2] H. D. Brudy, H. K. Ligotky y A. Nessensohn: Una familia de sistemas de transmisión por radioenlaces de banda ancha, de alta potencia; Comunicaciones Eléctricas, 1973, volumen 48, n°s. 1 y 2, págs. 167–175.
[3] H. Brodhage y W. Hormuth: Planung und Berechnung von Richtfunkverbindungen; Siemens Aktiengesellschaft, Berlín y Munich, 1977.
[4] G. Lupke y H. F. Rupp: El nuevo sistema de Radioenlace FM 2700/6700; Comunicaciones Eléctricas, 1976, volumen 51, n° 3, págs. 158–168.
[5] H. Pranter: YH 1193, eine moderne Wanderfeldröhre für 11-GHz Breitband-Nachrichtenübertragung; Techn. Mitt. AEG-Telefunken, 1974, volumen 64, n° 7.
[6] S. F. J. de Melo: Rillenhornstrahler zur Ausleuchtung einer 3-m-Cassegrain-Antenne im 11-GHz-Bereich; NTG-Fachberichte: Antennen, Bd. 57, 1977, VDE-Verlag GmbH, págs. 91–96.

Hans-Dieter Brudy nació en Bruchsal, Alemania, en 1933. Estudió tecnología de comunicaciones en la Universidad Técnica de Karlsruhe graduándose como Ingeniero Diplomado en 1958. Al año siguiente ingresó en el laboratorio de tecnología de RF de SEL en Pforzheim como ingeniero de desarrollo, convirtiéndose en jefe de grupo para el desarrollo de conjuntos de RF en 1964. Desde 1971 ha sido responsable de la planificación de sistemas en el desarrollo de radioenlaces. Es también consultor de la Comisión de Estudios 9 del CCIR.

Klaus Dieter Hopf nació en 1945 en Karlsbad, Checoslovaquia. En 1970 obtuvo el grado de Ingeniero Diplomado en tecnología de comunicaciones en la Universidad Técnica de Karlsruhe. Después trabajó en SEL, Pforzheim, en el desarrollo sobre filtros de microondas, siendo luego jefe de proyecto para el desarrollo de radioenlaces de 11 GHz. Actualmente, trabaja como ingeniero de planificación de sistemas.

Sistema PCM-30 SC de concentradores de líneas de abonado

Los sistemas de portadoras para abonados constituyen un medio muy eficaz de proporcionar servicio telefónico de elevada calidad a abonados situados a distancia mayor de unos 6 a 10 km de la central local. El nuevo sistema PCM 30 SC de concentradores de líneas de abonado del tipo imagen incorpora concentración electrónica con puntos de cruce MOS y múltiplex PCM (MIC) por división en el tiempo.

P. GIRARD
Laboratoire Central de Télécommunications, Vélizy, Francia
P. C. ULRICH
ITTE Transmission System Engineering Center, Stuttgart, República Federal de Alemania
A. WIDMAIER
Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, República Federal de Alemania

Introducción

La utilización de sistemas de portadoras para abonados permite aumentar la capacidad de tráfico de una línea de abonado empleando métodos de multiplexación por división de frecuencia o de tiempo, o métodos de concentración, tales como concentradores electromecánicos, matrices de división espacial o vías (buses) de división de tiempo. Sin embargo en el caso de la concentración es preciso que el tráfico originado por cada abonado sea suficientemente bajo. Para muchas administraciones es típico el valor de 0,08 E para el tráfico total por abonado, tanto para abonados rurales como para muchos abonados suburbanos residenciales.

Como tienen que trabajar con centrales analógicas convencionales, los sistemas de portadoras para abonados son del tipo imagen, lo que quiere decir que al proceso de multiplexación (concentración en el extremo del abonado) corresponde otro de demultiplexación (expansión en el extremo de la central), y viceversa. Estos sistemas pueden considerarse como transparentes entre el abonado y la central. El volumen de equipo necesario en el extremo de la central puede reducirse en centrales analógicas con control por programa almacenado en memoria y aún más en centrales con conmutación temporal.

Los sistemas PCM (MIC) de portadoras para abonados son básicamente de 3 tipos:

- PCM 30 S, sistema convencional de 30 canales ya desarrollado por varias compañías europeas de ITT.
- PCM 30 SC, sistema que emplea una red de concentración espacial seguida de múltiplex PCM (MIC).
- PCM 30 SCM, variante del PCM 30 SC con segregación múltiple en que se pueden segregar grupos de abonados en diferentes puntos a lo largo de la vía de transmisión PCM.

Descripción del sistema

El sistema PCM 30 SC consta de un terminal distante, dos enlaces de transmisión PCM y un terminal en la central que realiza la mayor parte de las funciones de control del sistema. El terminal distante se instala en pequeñas comunidades alejadas de la central donde puedan concentrarse hasta 240 líneas de abonado. Puede montarse en casetas al aire libre resistentes a la intemperie, en armarios portátiles o en la sala de equipo telefónico de un cliente. El terminal de la central se instala en la propia central local o en sus proximidades. Ambos terminales están conectados entre sí por dos enlaces PCM de 2,048 Mbit/s que proporcionan hasta 60 canales de frecuencia vocal más 4 canales para control, alarmas y pruebas.

En el equipo se emplean profusamente circuitos integrados en pequeña y gran escala. Gracias a la utilización de la técnica del control por programa almacenado con microprocesadores, el sistema concentrador presenta gran flexibilidad para una amplia gama de aplicaciones de portadoras para abonados. Debido a la variedad de tipos existentes de conexión entre los aparatos telefónicos y las centrales locales, es necesario disponer de unidades especiales de adaptación a la central y de los correspondientes circuitos de línea de abonado a fin de proporcionar el tipo de servicio requerido.

Estructura del sistema

La figura 1 muestra la estructura del sistema PCM 30 SC, y en ella puede verse que los terminales distante y de central tienen la misma configuración. En el extremo distante se equipan circuitos de línea para 240 abonados, en los cuales se suministra corriente de alimentación y corriente de llamada a las líneas de abonado; también hay circuitos que detectan el estado del bucle y otras condiciones de las líneas. Se explora el estado del bucle y se convierte a formato digital. Las señales de FV pasan a través del circuito de línea a la etapa de concentración, en que se realiza esta función en una red a dos etapas con puntos de cruce n – MOS en circuito integrado hecho de encargo. La red de concentración – expansión conmuta 240 entradas sobre 60 salidas a dos hilos.

Dos multiplexores PCM de 30 canales reciben las señales vocales analógicas de las 60 salidas del concentrador y las transforman en señales digitales que se transmiten por dos vías PCM de 2,048 Mbit/s. Se necesitan cuatro pares de hilos para transmitir y recibir las señales PCM de los 60 canales de FV a y del terminal de central. Toda la información de exploración y distribución necesaria para el establecimiento de las llamadas en ambos sentidos, así como la información de marcaje de la etapa concentradora, se transmite por el canal 16 de cada enlace PCM. La información contenida en estos canales se separa del resto de los canales y se pasa a través de un interfaz digital especial a la unidad de control distante, donde está el microprocesador y su memoria asociada.

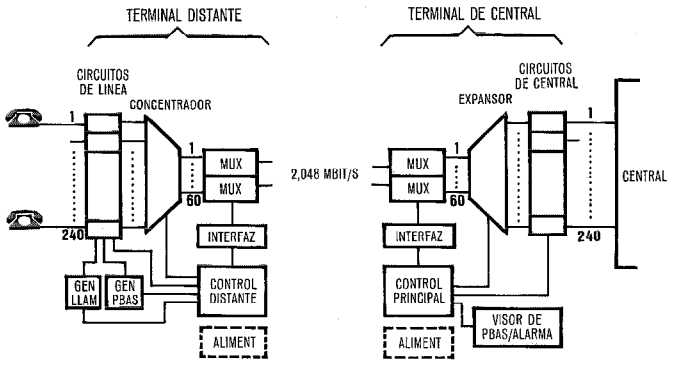


Fig. 1 Diagrama de bloques del sistema PCM 30 SC con los terminales de central y distante tipo imagen.

La unidad de control distante, que contiene la inteligencia del terminal distante, procesa los datos procedentes del terminal de central y de las placas de circuitos de línea, realiza el marcaje de la etapa de concentración y da las órdenes adecuadas para controlar las funciones de distribución sobre los circuitos de línea. La unidad de control realiza también las funciones de supervisión efectuando pruebas internas de la red de concentración. En caso de fallo se envía una alarma a la central y puede entonces pasarse desde la central bajo control remoto un programa de diagnóstico para analizar y localizar el defecto.

El terminal de central, que es en principio una imagen del terminal distante, recibe las señales digitales por las dos vías PCM desde el extremo distante, las convierte en analógicas para los 60 canales y las hace pasar por la etapa de expansión al circuito de la central correspondiente a la conexión de abonado adecuada. Las señales de datos se extraen del canal 16 y se pasan a la unidad de control principal, que constituye el cerebro de todo el sistema. Con su microprocesador y sus programas en memoria controla los dos terminales del sistema PCM 30 SC, supervisando los canales de transmisión libres y asignándolos a las entradas/salidas del concentrador por las que va a establecerse una llamada. La unidad de control del terminal de central juega un papel importante en la supervisión del funcionamiento del sistema y en la detección, análisis y localización de bloques funcionales en fallo. Como el terminal de central puede conectarse también a la cadena de pruebas, el personal de la central puede determinar fácilmente qué parte del sistema presenta un fallo o qué línea de abonado está fuera de servicio.

En correspondencia con los 240 circuitos de línea del terminal distante hay hasta 240 circuitos de central, uno por cada línea de abonado, en el terminal de central. Estos circuitos de central incluyen todas las funciones necesarias para detectar el estado del bucle y otras señales de entrada a la central con objeto de establecer, mantener y reponer las llamadas telefónicas y proporcionar el grado de servicio exigido.

Tipos de abonados

La versión normal del sistema PCM 30 SC permite la conexión de líneas de abonados regulares. Opcionalmente, pueden conectarse líneas de abonados compartidos, centralitas privadas y aparatos de previo pago. Como el número de puntos de exploración y distribución de cada circuito de línea es limitado, la conexión de aparatos de previo pago y centralitas privadas, que requieren más puntos de exploración y distribución, reduce el número de abonados que se pueden conectar. Además, tanto unos como otros, especialmente las centralitas privadas, cursan un tráfico ya concentrado y no deben sufrir una segunda concentración en su conexión al sistema PCM 30 SC; sin embargo, se les puede asignar un canal fijo.

Las líneas de abonado cuya resistencia de bucle (línea más aparato telefónico) no sobrepasa los 2000 Ω tienen una terminación equilibrada. La resistencia de aislamiento entre hilos o entre un hilo y tierra no debe ser inferior a 20 kΩ. Los circuitos de detección de las placas de línea admitirán tensiones longitudinales de hasta 65 V y 16⅔ Hz ó 50/60 Hz que cumplan todos los requisitos. Al sistema pueden conectarse aparatos ordinarios de disco y aparatos de teclado multifrecuencia normalizados (sin señales de CC adicionales).

Práctica de equipo

El sistema PCM 30 SC emplea bastidores de 19 pulgadas montados en armarios de 2000 mm de altura, 600 mm de anchura y 400 mm de profundidad. Un bastidor puede alojar un máximo de 7 cuadros para la capacidad de 240 abonados. En la figura 2 se muestra la distribución del bastidor del terminal distante; igual distribución se usa en el terminal de central.

La figura 3 muestra el prototipo del terminal distante, que tiene 8 cuadros porque los dos equipos múltiplex PCM de 30 canales ocuparon dos cuadros.

Ambos terminales utilizan alimentación de −48 V CC.

Realización del sistema

Circuito de línea

Como es imposible en los sistemas de conmutación electrónica transmitir la corriente continua de alimentación y la corriente de llamada directamente a través de los puntos de cruce, ha habido que cambiar drásticamente la arquitectura clásica de conmutación descentralizando las funciones de alimentación, supervisión de bucle y envío de corriente de llamada, llevándolas a nivel de cada línea. El compromiso de realización entre estas diferentes funciones, que se resuelve de forma económica en la centralización, es más difícil de conseguir con un equipo individual por línea que ahora debe realizar las funciones que antes efectuaba un enlace.

Para el sistema PCM 30 SC se ha desarrollado un circuito de línea de abonado regular que utiliza un circuito de detección del tipo puente y que cuenta con un filtro de paso bajo conmutable para la detección de impulsos de disco y del bucle. Los requisitos de la administración a la que se entregó el sistema prototipo eran muy exigentes por dos razones. En primer lugar, la corriente de alimentación de la línea es elevada (100 mA a 50 V CC), lo que implica una reducida resistencia de alimentación de 180 Ω, bobinas de alimentación voluminosas (dos por línea) y, en caso de cortocircuito en el hilo *a*, gran disipación de potencia en éste. En segundo lugar, la velocidad del disco puede llegar

a 14 impulsos por segundo, mientras que la corriente de llamada tiene una frecuencia de 25 Hz. Por tanto, el filtro paso bajo utilizado para la detección del corte de corriente de llamada debe eliminarse al detectar el descuelgue. No obstante, pudo desarrollarse un circuito de línea con un buen equilibrio longitudinal.

También se han previsto otros circuitos de línea para diferentes necesidades de alimentación y llamada y para funciones más complejas (por ejemplo cómputo, aparatos de previo pago, centralitas privadas, etc).

Red de conmutación

La red de conmutación consta de 2 etapas, A y B, con puntos de cruce electrónicos. Puede tener hasta 256 entradas y 64 salidas, con una relación teórica de concentración de 4. En la práctica, sin embargo, sólo se emplean 240 entradas y 60 salidas (este número de salidas corresponde a los 2 × 30 canales vocales del enlace PCM). Las etapas A y

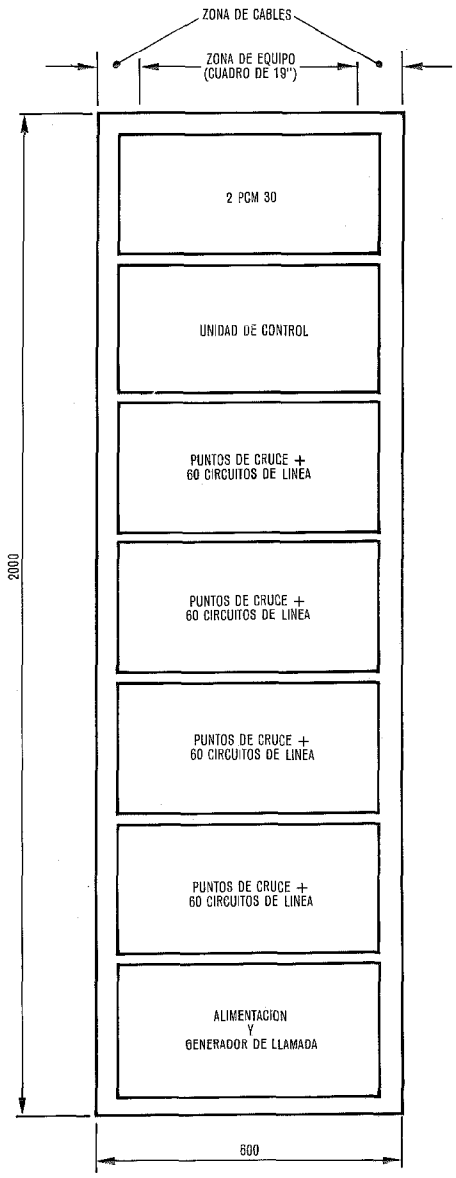


Fig. 2 Composición del bastidor del terminal distante.

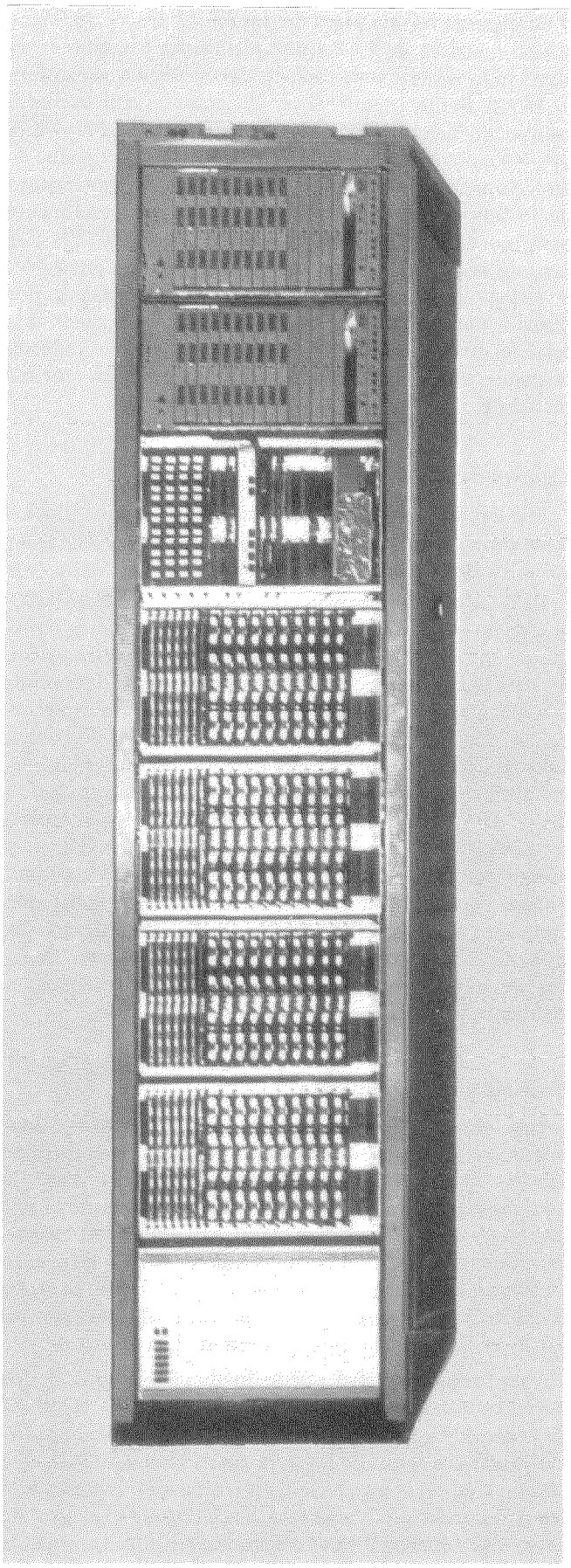


Fig. 3 Prototipo de terminal distante. A diferencia del bastidor de la figura 2, lleva dos cuadros con equipos múltiplex PCM de 30 canales.

B emplean la misma placa de puntos de cruce, que tiene cuatro matrices de 4 × 8; multiplando las 8 salidas en el alambrado posterior de cada cuadro se obtiene una placa de 16 × 8, lo que permite tener 256 entradas con 16 placas iguales. La matriz básica de estas placas es una matriz MOS de 4 × 4 a dos hilos en tecnología de canal *n* con sistema de direccionado serie que emplea registro de desplazamiento de 16 bitios. Esta matriz fue desarrollada especialmente para las centrales privadas automáticas UNIMAT*. Por razones de seguridad y por no tener amplificación de FV, la red de conmutación está galvánicamente aislada por transformadores. Estos transformadores, que tienen una relación de transformación de impedancia de 2 a 1 reducen la atenuación de inserción de los puntos de cruce a menos de 0,2 dB.

Control del sistema

Los circuitos de control comprenden 3 grupos funcionales principales: la unidad central de proceso (UCP), los circuitos de comunicación y la memoria.

La UCP comprende el microprocesador, el reloj y la lógica de interrupción. Los circuitos de comunicación constan de un bus de 8 bitios (dividido en dos), interfaces con los periféricos (por ejemplo la memoria), la red de conmutación, circuitos de línea o de central y el interfaz con el canal 16. La memoria es de dos tipos: memoria de lectura sólo (ROM) para almacenamiento de los programas, y memoria de acceso aleatorio (RAM) para almacenamiento de los datos. Estos dos tipos de memoria tienen el mismo formato (4 k × 1) y, como son compatibles terminal a terminal, permiten que la unidad de control pueda constituirse y depurarse con gran facilidad. Pueden mezclarse en una misma placa y, si es preciso, pueden reemplazarse un tipo por el otro sin problemas. Esta subdivisión en unidades funcionales permite que la unidad de control sea especialmente flexible.

Pruebas y mantenimiento

Los fallos que pueden presentarse durante el funcionamiento se clasifican en principales cuando queda fuera de servicio el sistema y secundarios cuando sólo afectan a equipos aislados u órganos comunes no esenciales. Estas dos clases de fallos originan alarmas urgentes y no urgentes, respectivamente. A fin de establecer rutinas de prueba y categorías de alarma, el sistema está subdividido en cierto número de subsistemas que se supervisan continuamente o mediante una prueba rutinaria ejecutada a petición.

Para fines de pruebas puede dividirse el sistema en dos partes principales: los órganos de conversación y la unidad de control. La primera puede subdividirse en equipos individuales (circuitos de línea, líneas de abonado) y equipo común (red de conmutación), mientras que la unidad de control puede subdividirse en la UCP (unidad central de proceso), memoria y equipo de interconexión. La filosofía de pruebas que se sigue en estos subsistemas queda resumida en la tabla 1.

* Marca registrada del sistema ITT.

Tabla 1 – Rutinas de prueba y categorías de las alarmas

Unidad supervisada	Supervisión continua	Prueba rutinaria a petición	Alarmas	
			Urgente	No urgente
Unidad de alimentación	X		X	
Reloj central	X		X	
Unidad central	X		X	
Memoria		X		X
Canal 16	X	X	X	
Línea de abonado		X		X
Equipo de abonado		X		X
Puntos de cruce	X	X		X
Equipo múltiplex PCM	X		X	

Como ya se ha indicado, las alarmas se clasifican en dos categorías: urgentes y no urgentes. Las primeras son alarmas del equipo que provocan los circuitos de supervisión de éste y se transmiten al otro terminal por el canal de alarma PCM. Las alarmas no urgentes son tratadas básicamente por la programación y se transmiten con códigos especiales por el canal 16.

Todos los fallos detectados provocan la activación de un diodo luminiscente en la placa defectuosa; opcionalmente, está prevista la posibilidad de concentrar las indicaciones de fallo en un panel.

No pueden detallarse aquí todos los procedimientos de prueba, pero se describe como ejemplo la prueba de las líneas de abonado, que se hace bajo control del circuito de conexión de pruebas (CCP). Esta unidad está situada en el terminal de central y se conecta a la red de pruebas existente a través de un selector de grupo de pruebas. Puede disponerse opcionalmente un interfaz hombre-máquina para seguir directamente el proceso de la prueba. El CCP se comunica con el terminal distante por el canal 16. En el terminal distante se puede tomar una línea de abonado mediante un relé y un bus de pruebas y medir todos los parámetros de interés con un par físico de pruebas. Como alternativa, un equipo opcional de pruebas a distancia en el terminal remoto puede realizar éstas y transmitir los resultados al CCP. En la figura 4 se muestra este método de pruebas de línea.

Aplicación

La aplicación básica del sistema PCM 30 SC es el ahorro de pares. Puede utilizarse en todos los casos en que el número de abonados conectados a un cable de pares está a punto de sobrepasar la capacidad del cable. Ocupando sólo 4 pares del cable pueden conectarse 240 abonados más a la central local. Si es imprescindible tender un nuevo cable, éste puede tener un número de pares mucho menor (aunque hay que tener en cuenta las limitaciones por diafonía).

Además, puede emplearse el sistema PCM 30 SC para ahorrar cobre eliminando la necesidad de cables de abonados, de grueso calibre. Esto se debe a que el PCM funcionará con una distancia razonable de regeneración con cables de 0,6 mm, y el cable de distribución entre el terminal remoto y los abonados puede ser incluso más delgado.

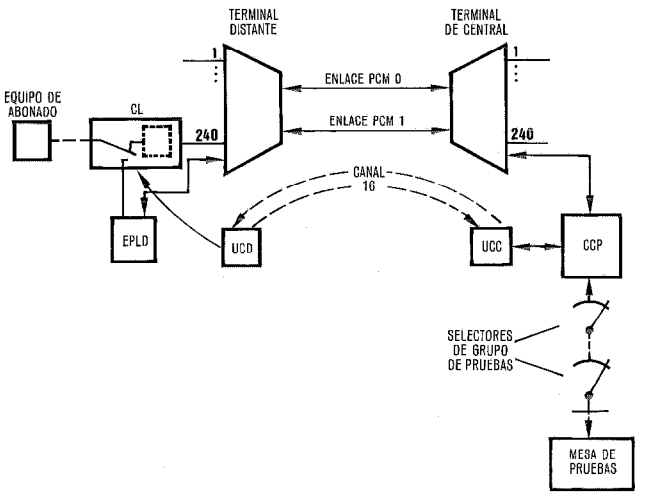


Fig. 4 Pruebas de línea con el equipo de prueba de líneas distante.
CCP - Circuito de conexión de prueba
CL - Circuito de línea
EPLD - Equipo de prueba de línea distante
UCC - Unidad de control de la central
UCD - Unidad de control distante

También puede usarse el PCM en combinación con sistemas de radioenlaces, y los circuitos de línea, la red de conmutación y la unidad de control pueden emplearse con sistemas múltiplex por división de frecuencia (FDM).

Conexión a centrales inteligentes

Se ha destacado anteriormente que la conexión a centrales inteligentes analógicas o digitales permitirá ahorrar equipo de portadoras para abonados (aunque a costa de añadir programas y/o equipo en la central). A continuación se hace una descripción más detallada.

Por tratarse de un sistema del tipo imagen, el PCM 30 SC puede conectarse simplemente a una central analógica convencional de igual forma que las líneas de abonados normales. Sin embargo, las centrales que tienen control por procesador pueden programarse para utilizar parte de su capacidad de proceso en tratar algunas de sus conexiones de entrada (ya sean analógicas o digitales) teniendo en cuenta que por ellas se cursa tráfico concentrado. El problema básico es la definición adecuada de la señalización de control por el canal 16 del sistema PCM. De esta forma el terminal remoto de portadoras de abonado actúa como concentrador de tráfico supervisado por la central.

Si el sistema PCM 30 SC se conecta a una central analógica con control por programa almacenado, ya no es necesaria la expansión. Así se reduce el número de circuitos de central del PCM 30 SC y el número de circuitos de línea de la central de 240 a 60, disminuyendo por tanto el volumen del equipo del terminal de central en un 40% aproximadamente. Por otra parte, en el caso de una central PCM pueden conectarse directamente los enlaces PCM, eliminándose el terminal de central. Consiguientemente, ya no se precisa en la central equipo individual de abonado.

Aspectos económicos

Los sistemas de portadoras PCM para abonados se enfrentan a la competencia del cable de pares, concentradores de líneas electromecánicos, sistemas de transmisión múltiplex por división de frecuencia con pequeño número de canales, sistemas de radio FDM y PCM, y centrales de pequeña capacidad. Además, el sistema PCM 30 SC tiene la competencia del PCM 30 S. El PCM 30 SC es un sistema muy competitivo basado en dos productos de ITT existentes, su sistema PCM de 30 canales y una red de 2 etapas con puntos de cruce *n*-MOS que se emplea en el sistema PABX electrónico UNIMAT. En términos generales los puntos de igualación de costes en la comparación del sistema con las alternativas anteriores resultan de la comparación del coste por canal para una distancia dada. En relación con los dos competidores principales, el cable de pares de abonados y el PCM 30 S, se realizaron comparaciones económicas sobre la base de rutas hipotéticas de 5, 10, 15 y 20 km. En la solución del cable se supuso que se tendía un nuevo cable, mientras que en los dos sistemas de portadora PCM se supuso que se empleaba un cable existente. Además, se añadió el coste de la caseta prefabricada para el terminal distante y el coste del terreno, así como los de la conexión a la red, la batería y el rectificador. Esta comparación tiende a favorecer a la solución del cable porque no se consideró el ahorro en el calibre del hilo en la distribución desde el terminal distante hasta los abonados.

En las figuras 5 y 6 se muestran los resultados de estas comparaciones. La figura 5 da el coste relativo por canal, incluyendo la instalación, tanto para el sistema PCM 30 SC como para el PCM 30 S, para 60, 120 y 240 abonados. Se tomó el coste del cable como referencia del 100% para cada una de las distancias de 5, 10, 15 y 20 km. El nú-

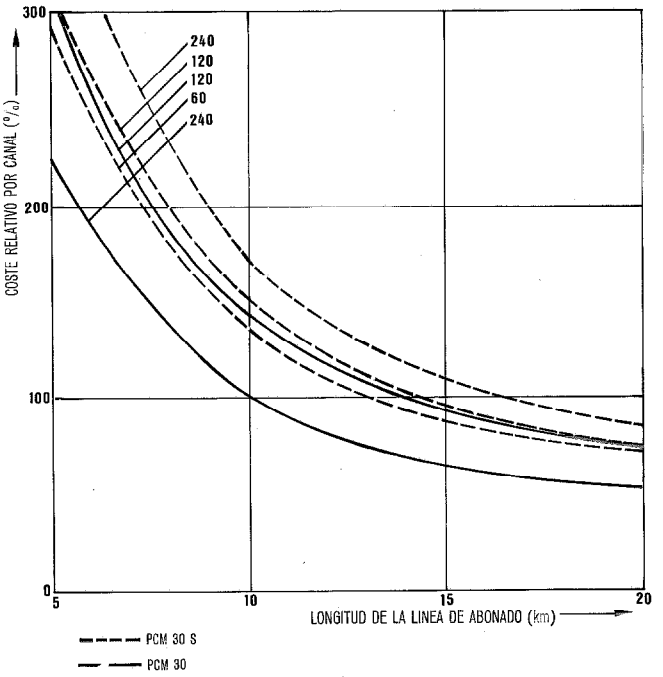


Fig. 5 Comparación económica de los sistemas PCM 30 S y PCM 30 SC con la solución que supone instalación de nuevo cable de abonados con el número de abonados como parámetro. Se toma como referencia del 100%, el coste relativo de cada solución equivalente con cable.

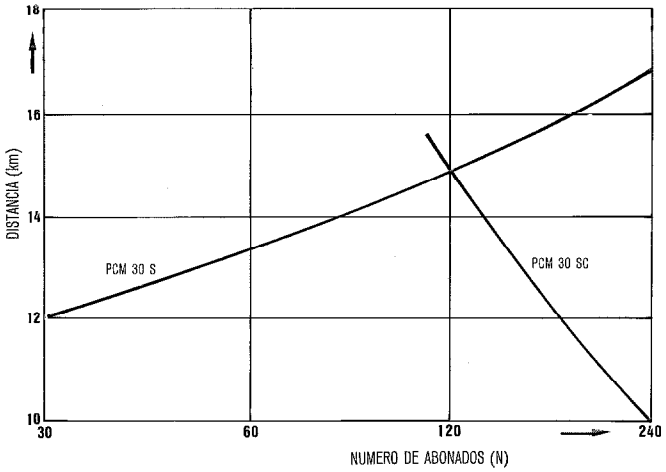


Fig. 6 Distancias de igualación de costes de los sistemas PCM 30 S, y PCM 30 SC en función del número de abonados conectados. La zona por debajo de las dos curvas representa la aplicación económica del cable de pares de abonados; por encima de las dos curvas la solución con sistemas PCM es siempre más barata.

mero de abonados conectados se usó como parámetro. Puede verse que el PCM 30 SC, representado por las líneas continuas, presenta una ventaja económica sobre el cable de pares si la distancia entre los terminales remoto y la central supera los 10 km y hay 240 abonados conectados, mientras que un sistema que atiende a 120 abonados tiene el punto de igualación para 14 km. El sistema PCM 30 S, representado por las líneas a trazos, presenta distancias de igualación de costes de 13 km para 60 abonados, 14,5 km para 120 abonados y 16,5 km para 240 abonados. En la comparación del PCM 30 S con el PCM 30 SC, este último resulta más ventajoso económicamente para más de 120 abonados.

Estos resultados pueden verse en la figura 6, que muestra la distancia de igualación de costes en función del número de abonados conectados. La zona por debajo de las dos curvas representa las condiciones en que el cable de pares de abonados es la solución más económica; por encima de las curvas el sistema PCM de portadora para abonados es siempre la solución más barata. El punto de cruce de ambas curvas indica que el sistema PCM 30 SC es más económico que el PCM 30 S normal si hay más de 120 abonados conectados.

Los resultados no son válidos para todos los países porque los costes de mano de obra, cables y equipo electrónico pueden diferir sustancialmente de unos a otros, pero probablemente no serán muy diferentes. También hay que hacer notar que un cálculo efectuado para una aplicación real (el lugar de las pruebas de campo) dio un punto de igualación de costes para el PCM 30 SC frente al cable de pares de menos de 8 km, principalmente a causa de los ahorros en la distribución de los abonados.

Conclusiones

Los cálculos realizados sobre la base del coste por canal demuestran que en muchos casos el sistema PCM 30 SC es un medio de conexión de abonados a centrales más económico que el cable de pares o el sistema PCM 30 S.

El sistema PCM 30 SC fue desarrollado en estrecha colaboración entre el Transmission System Engineering Center (TSEC) de ITT Europa, el Laboratoire Central de Télécommunications (LCT) y Standard Elektrik Lorenz (SEL).

Pierre Girard nació en París en 1930. Estudió electrónica en el Conservatoire National des Arts et Métiers. Ingresó en LCT en 1955 dedicándose al desarrollo de sistemas de conmutación electrónica (analógicos) para la Armada francesa, sistemas de conmutación digital (codificadores y repetidores PCM) para el Ejército francés, y la nueva PABX electrónica UNIMAT. Trabaja actualmente en el diseño de circuitos LSI de encargo.

Peter C. Ulrich nació en Stuttgart, Alemania, en 1941. Estudió ingeniería de comunicaciones en la Universidad de Stuttgart, graduándose en ingeniería. En 1969 ingresó en SEL donde se ocupó de estudios de sistemas y del diseño y desarrollo de equipo de comunicaciones, especializándose en sistemas TDMA para comunicaciones por satélite. De 1973 a 1975 trabajó en métodos de reducción de redundancia para señales de TV y en el diseño y realización de un modelo experimental de digitalización de TV de SEL.

Desde 1976 el Sr. Ulrich ha desempeñado funciones de planificación y coordinación en el Transmission System Engineering Center de ITT Europa en Stuttgart, cubriendo el campo de conmutación y transmisión integradas y especializándose en sistemas PCM de portadoras para abonados.

Albrecht Widmaier nació en Stuttgart, Alemania, en 1940. Estudió física técnica en la Fachhochschule de Ravensburg, graduándose en ingeniería. En 1967 ingresó en el laboratorio de transmisión analógica de SEL donde trabajó en una cápsula receptora mejorada para aparatos de abonado. En 1970 pasó al laboratorio de transmisión digital y se ocupó del desarrollo del sistema PCM de 30 canales de SEL. En 1976 fue promocionado a ingeniero de proyecto, supervisando varios desarrollos de sistemas de transmisión, incluido el PCM 30 SC.

Desarrollo de la Central TXE4A

Tomando como base la arquitectura del sistema TXE4, se emprendió el desarrollo del TXE4 A con el objetivo de mejorar sus posibilidades y reducir sus costes. Ha sido puesto al día desde el punto de vista tecnológico, se ha aumentado su potencia de procesamiento y se han introducido memorias modificables eléctricamente para los datos de abonado.

D. G. BRYAN
S. F. SMITH
Standard Telephones and Cables Limited, Londres, Reino Unido

Introducción

El sistema TXE4, adoptado por el British Post Office (BPO) en 1972 como el medio principal de modernizar la red de telecomunicaciones de Gran Bretaña, ya ha sido bien documentado [1] y en este artículo no se intentará describir el sistema en detalle. En 1980 habrá con toda probabilidad bastante más de un millón de líneas de TXE4 instaladas.

Cuando hace unos 10 años se estableció la arquitectura del sistema, se tuvo en cuenta que la tecnología avanzaba mucho más rápidamente que en el pasado y que todo sistema de conmutación futuro necesitaría proporcionar prestaciones nuevas más sofisticadas. En consecuencia, el sistema TXE4 se diseñó para utilizar un número relativamente pequeño de subsistemas simples (según las normas modernas) tanto en circuitos como en programación. Estos subsistemas podían combinarse en una disposición modular y obtenerse las configuraciones de sistema necesarias para centrales locales medianas y grandes. Se fijó como objetivo el que la arquitectura del sistema básico fuera duradera, pero que dentro de unos límites generales el sistema pudiera evolucionar tanto en lo referente a configuraciones (y por tanto a prestaciones) como en lo referente al detalle de los subsistemas individuales. De esta manera se propiciaba el poder usar para amplicación o sustitución la tecnología más apropiada disponible en cada momento.

A partir de estos antecedentes el desarrollo del TXE4 A se concibió inicialmente como un estudio para identificar las posibilidades de reducción de costes.

Durante 1972 y 1973 se llevó a cabo un estudio de amplio alcance para identificar todas las posibilidades de reducción de costes. Estas posibilidades se evaluaron en términos de sus beneficios potenciales en coste en relación con los recursos de desarrollo necesarios. Durante 1973 y 1974 se realizó otro estudio para definir el alcance y principios de un desarrollo más avanzado del TXE4, denominado ahora TXE4 A. Se exigió a este desarrollo el conservar la arquitectura del sistema existente y mantener una compatibilidad eléctrica y mecánica total con el TXE4 ya existente. La intención fue lograr una reducción del coste y una mejora de las prestaciones tanto para el mercado nacional como para el de exportación.

A partir de este estudio se negociaron exigencias contractuales detalladas y el BPO adjudicó oficialmente a STC el contrato de desarrollo del TXE4 A en marzo de 1975. Este contrato abarcaba todos los trabajos de diseño necesarios y las pruebas de evaluación de los prototipos.

Tabla de abreviaturas

BPO	- British Post Office
DTL	- lógica diodo-transistor
ES	- enlace de salida
IMA	- impresor de mensajes de averías
MD	– memoria de datos
MEL	- memoria de estado de línea
MOS	- semiconductor óxido-metal
MUX	- equipo múltiplex
OSC	- observación del servicio centralizado
RAM	- memoria de acceso aleatorio
REG	- registro
R/D	- registro de desplazamiento
REPROM	- ROM reprogramable
ROM	- memoria de sólo lectura
TTL	- lógica transistor-transistor
UPO	- unidad procesadora de operaciones
UPP	- unidad procesadora principal
UPS	- unidad procesadora de supervisión

Desarrollo

Los objetivos principales del desarrollo de reducir costes en comparación con el sistema TXE4 existente y de facilitar la posibilidad de mejoras futuras, conservando la arquitectura del sistema básico, se alcanzaron de la siguiente manera:

- puesta al día de la tecnología para aprovechar los avances recientes en el desarrollo de componentes tanto para la lógica como para la memoria,
- introducción de memoria modificable eléctricamente para los datos de abonado,
- aumento de la potencia de procesamiento para tener una capacidad global en la unidad de procesamiento similar a la de la red de conmutación,
- introducción de puntos de acceso para la interconexión futura con otros sistemas con vistas a obtener la centralización de facilidades tales como mantenimiento y gestión de red.

La incorporación de estas propuestas no implicó un rediseño de todo el sistema. La red de conmutación y los periféricos permanecen básicamente sin cambios, como se ve en la figura 1, mientras que el equipo de control se ha rediseñado usando tecnología moderna. Se ha añadido nuevo equipo para el interfaz hombre-máquina y también un interfaz para la futura conexión a un procesador remoto.

La lógica general, que en el sistema TXE4 usaba predominantemente componentes discretos, está realizada ahora en el sistema TXE4 A con circuitos integrados TTL

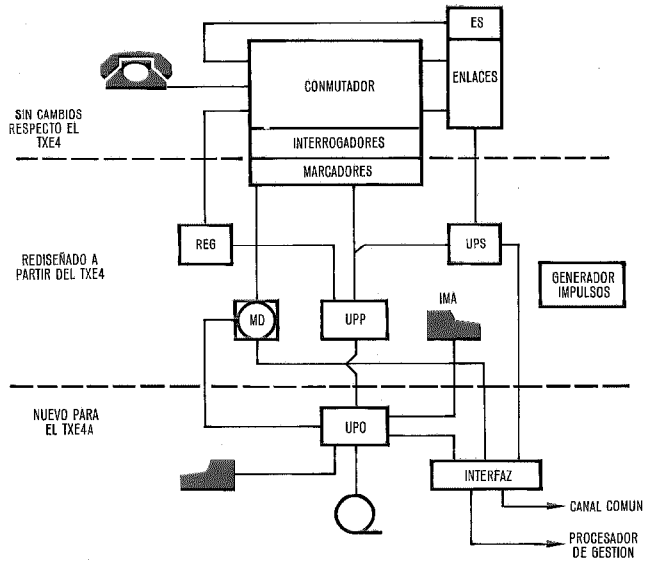


Fig. 1 Diagrama de bloques del sistema TXE4 A mostrando qué unidades son las mismas que en el TXE4, cuáles han sido rediseñadas y las nuevas características.

estándar o con TTL Schottky de baja potencia, utilizando niveles de lógica de 5 V. La interconexión con la red de conmutación se realiza con circuitos activadores de relés realizados en MOS de diseño especial, junto con juegos de resistencias de película gruesa. Las vías de datos internos se sirven de emisores y receptores integrados.

Una característica del sistema es su funcionamiento síncrono controlado por un generador central de impulsos, de alta seguridad. Al emplearse circuitos integrados en el TXE4 A resulta más económico el generar funciones subsidiarias de temporización dentro de cada subsistema en sincronismo con relativamente pocas fuentes de impulsos generados centralmente. En consecuencia, el generador de impulsos es más sencillo que en el TXE4.

La tecnología de los circuitos integrados ha permitido aumentar asimismo la velocidad de señalización de datos entre subsistemas. A través del TXE4 A se usa generalmente señalización en serie a 1,5 Mbit/s con código binario más paridad, mientras que en el TXE4 se usaban señales codificadas 2 entre 5 sobre vías en paralelo a una velocidad de 83 kbit/s.

Procesadores principales

En el TXE4 cada unidad procesadora principal (UPP) controla 16 registros, con lo que puede tratar hasta 36 llamadas simultáneas, explorando sucesivamente cada una con objeto de ver si es necesario procesamiento para hacer progresar una llamada. Las funciones de la UPP están controladas por un programa de aproximadamente 5000 palabras, de 8 dígitos decimales cada una, almacenadas en memorias de sólo lectura del tipo de arrollamientos sobre anillos Dimond. Los datos de trabajo, incluyendo los dígitos marcados, se mantienen en memoria de ferrita. Cuando el programa necesita datos de los módulos de memorias de datos se dispone de un circuito comparador y mientas se realiza una búsqueda de esta naturaleza se tiene que suspender cualquier otro procesamiento. La figura 2 representa un diagrama de bloques de la UPP.

Los cambios realizados en el diseño de los registros (que se describen a continuación) permiten que cada procesador principal del TXE4 A controle 96 de los nuevos registros, por lo que se necesitará un número menor de UPP para un tráfico determinado. Como el sistema continúa estando diseñado para un máximo de 20 UPP, la capacidad del sistema se ha visto incrementada hasta 500.000 intentos de llamada en la hora cargada.

La memoria de ferrita de la UPP del TXE4 se sustituye en el TXE4 A por una memoria semiconductora de acceso aleatorio (RAM) del tipo 2102 A de 1 kbit, disponiéndose de 2 kbit para la memoria principal de trabajo, junto con 2 kbit por registro.

Se ha introducido un segundo circuito comparador para que cuando se realiza una búsqueda de un dato específico, pueda proseguir al tratamiento de una segunda llamada dentro de la UPP.

La memoria de programa del TXE4 A consiste en 8 kbitios de memoria reprogramable con borrado ultravioleta, sólo de lectura (ROM) del tipo 2708. En la actualidad el programa se compone de aproximadamente 10.000 palabras de 16 bitios organizadas en forma de 30 módulos de software en dos placas de circuito impreso enchufables. Según las facilidades que se necesiten pueden equiparse hasta un total de 4 unidades para alcanzar una capacidad de programa de 32.000 palabras en 50 módulos.

Al utilizar memoria no volátil para el almacenamiento de programas se logra una seguridad completa frente a la corrupción accidental o maliciosa del programa. No es necesario efectuar cambios frecuentes en este programa ya que los parámetros de naturaleza variable se encuentran en la memoria de datos (memoria cíclica) con acceso a través de teclado. Cuando se necesitan cambios en el programa pueden realizarse retirando la unidad de memoria de programa adecuada y volviéndola a escribir fuera de línea usando equipo de programación controlado por cinta.

Normalmente esta cinta se habrá preparado por medio de ordenador a partir de software escrito en un lenguaje de nivel ensamblador, pero se dispone también de medios para realizar cambios pequeños en forma manual.

Registros

En el TXE4, a causa del empleo de tecnología de componentes discretos, la lógica de registro se había mantenido lo más sencilla posible. Solamente realiza dos funciones de control de una manera autónoma, funciones éstas que son necesarias cuando un suceso detectado por el registro exige una respuesta más rápida que la que pueda proporcionar la UPP. Todos los procesos de cuenta y temporización de los impulsos transmitidos y recibidos son realizados por la UPP y las señales de control que envía la UPP se reciben en forma decodificada. El registro propiamente dicho no contiene almacenamiento de dígitos.

Sin embargo en el TXE4 A se introducen microprocesadores en los registros, lo que permite realizar los procesos de cuenta y temporización necesarios para la detección de los dígitos marcados y para el envío de impulsos a través de los enlaces, descargando de esta manera a la UPP de una

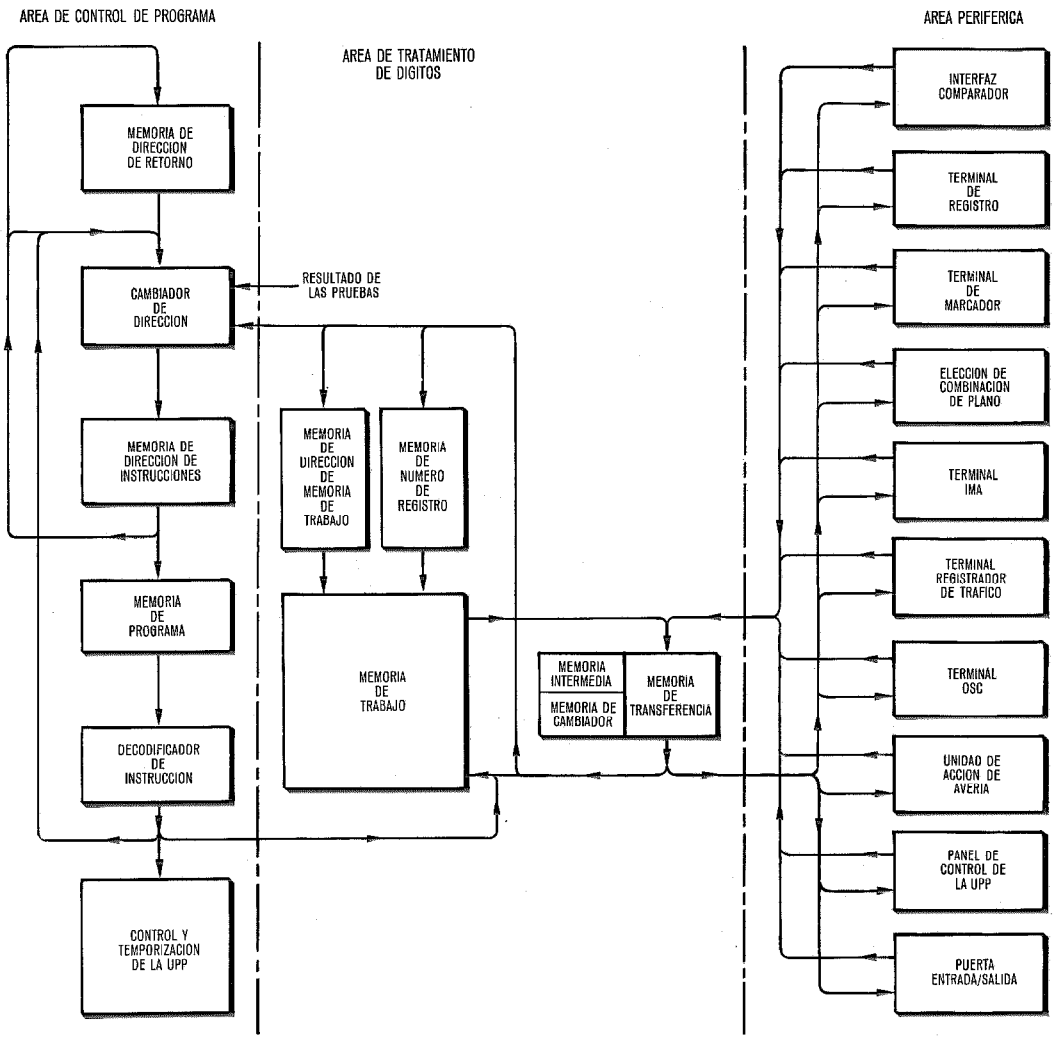


Fig. 2 Diagrama de bloques de la unidad procesadora principal.

parte sustancial de su trabajo de procesamiento. El microprocesador que se eligió para la función de registro (ver Fig. 3) proporciona memoria de trabajo y de datos con amplitud y posee 32 puertas de entrada-salida de bitio único que pueden activarse, desactivarse y probarse en forma individual por medio del programa del microprocesador.

En el diseño del registro con microprocesador se usan 29 de las líneas de entrada-salida y la interconexión con la UPP se realiza utilizando la lógica externa. El programa

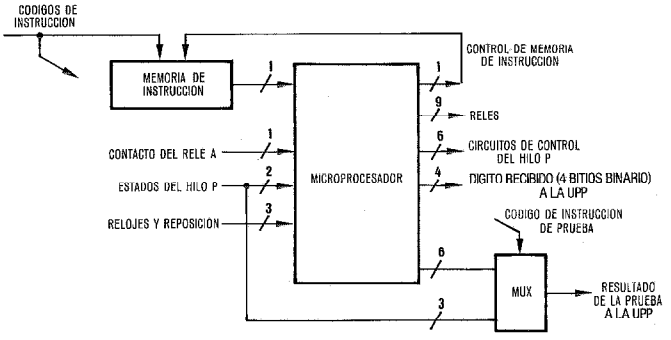


Fig. 3 Control por microprocesador del registro.

del microprocesador, que consta de unas 350 instrucciones de 12 bitios, lleva a cabo una serie de tareas no relacionadas en un orden secuencial que se inicia por medio del contador de reloj de tiempo real cada 1⅔ ms.

Se prueba el estado de la línea y se compara con una memoria interna que contiene el estado confirmado previamente de la línea que llama (por ejemplo, reposo o trabajo). Toda transición de reposo a trabajo confirmada se cuenta para identificar el número marcado por la línea que llama. Se usa una temporización de 150 ms para determinar cuando se ha completado la recepción del dígito. A continuación la cuenta de transiciones reposo a trabajo se transmite a 4 líneas de salida del microprocesador, mientras se activa una quinta línea par indicar que se ha recibido un dígito completo. La UPP prueba esta línea y lee a continuación el dígito en su memoria de trabajo. La figura 4 representa el diagrama de tiempos de la confirmación de estado del bucle que llama.

El envío de los impulsos de los dígitos a los enlaces se controla por medio de un segundo programa independiente de temporización y cuenta. Se recibe de la UPP una instrucción que contiene el dígito a enviar y el programa cuenta el número de impulsos enviados y temporiza la du-

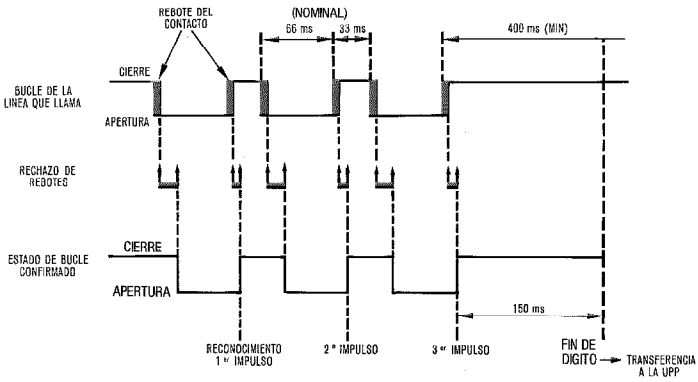


Fig. 4 Diagrama de tiempos de la confirmación de estado del bucle que llama.

ración de cada período de reposo y de trabajo y del espacio entre dígitos.

Cuando la rutina de establecimiento de la llamada está a punto de completarse, pero antes de que se haya liberado el registro, se realiza una conexión directa entre la línea que llama y la línea llamada a través de la red de conmutación. Esta conexión se realiza a través de un circuito de enlace en el cual los hilos de conversación no se conectan hasta que no se haya recibido un impulso desde el registro. Este impulso es el resultado de una instrucción de la UPP con una temporización de 8⅓ ms a cargo del programa del microprocesador.

El registro lleva también a cabo determinadas funciones con independencia de la UPP y como respuesta a cambios de condiciones en los dos lados del registro. El programa del microprocesador comprueba el estado de los hilos P cada 1⅔ ms, almacena el estado de las líneas para transferirlo a la UPP y, si procede, lleva a cabo la función que se necesite.

Pueden suministrarse otras versiones del registro, entre las que se incluyen una para el sistema de señalización SSMF6 del BPO (CCITT R2). Esta versión utiliza memorias externas para conservar las señales en código 2 entre 6 que se reciben de un enlace MF6 o que deben enviarse a uno de dichos enlaces. El microprocesador realiza la conversión a código binario de 4 bitios o viceversa y supervisa la línea de llegada o la de salida de la misma manera que en los registros de desconexión de bucle. Se adopta una solución similar para realizar registros que traten la señalización de teléfonos de teclado MF4.

Procesador de operaciones

Los circuitos de la unidad procesadora de operaciones (UPO) son idénticos a los de la unidad procesadora principal (UPP) estando dotada la UPO de interfaces adicionales para teleimpresor, memoria de datos y cinta de reserva. La finalidad primordial de la UPO es la de controlar la comunicación hombre-máquina con la memoria de datos cíclica, pero también descarga a los procesadores principales de las funciones de mantenimiento que realizan en el TXE4.

Los principios de software son idénticos a los usados en los procesadores principales. Sin embargo, el programa de aplicación especial es un poco menor, quedando en aproximadamente 9 kpalabras, dado que la UPO no cursa tráfico real, aunque puede organizarse para cursarlo en centrales pequeñas dotándola de los programas adicionales.

Entre las prestaciones que proporciona se incluye una posibilidad de recarga para transferir datos desde la cinta magnética de reserva a la memoria de datos cíclica. Se cuenta asimismo con una posibilidad de puesta al día para buscar y representar, modificar o borrar contenidos seleccionados de los archivos de la memoria principal de datos y para transferir información a la cinta magnética.

La UPO controla también los elementos de prueba rutinarios, que era una tarea realizada anteriormente por la UPP. Puede usarse en combinación con el equipo de prueba de mantenimiento para dirigir llamadas a través de partes del sistema seleccionadas para ayudar en la localización de averías.

Algunas funciones tales como el arranque son automáticas mientras que otras, tales como los informes diarios y la autocomprobación están controladas por reloj, aunque con la posibilidad de control manual opcional a través del teclado del teleimpresor.

Memoria de datos cíclica

La memoria de datos existente en el TXE4 consiste en una memoria de sólo lectura del tipo de arrollamientos sobre anillos Dimond, que se explora en forma cíclica regular y los datos almacenados se envían en un orden prefijado a todos los procesadores a través de las vías internas. Por razones de compatibilidad con este sistema en todo diseño nuevo sus datos deben enviarse en los mismos instantes.

En contraste con esto, la memoria de datos del TXE4A utiliza un registro de desplazamiento como medio de almacenamiento con datos recirculantes. Esto permite la puesta al día de la memoria desde un teclado en combinación con la UPO, según se ha descrito anteriormente.

Como quiera que el número de intervalos de tiempo utilizados por el diseño TXE4 original no coincide con el tamaño de ningún registro de desplazamiento estándar, se ha usado un diseño especial por encargo. Las terminaciones y sus arrollamientos de memoria de datos de la central TXE4 se exploran a tres velocidades diferentes dependiendo de su función: 156, 36 y 12 ms. Se combinan doce cuadros de equipo para formar una memoria de datos completa "triset" dentro de la cual puede generarse simultáneamente en cada exploración información relacionada con una terminación (Fig. 5). A cada línea de abonado se le

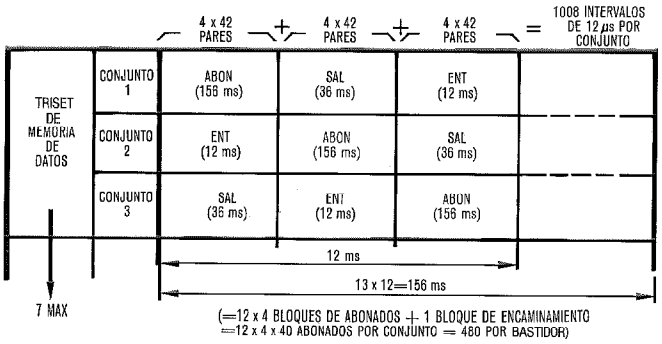


Fig. 5 Exploración de la memoria de datos del TXE4.

adjudica un par de intervalos de tiempo de 12 μs. Las líneas se agrupan en bloques de 40 y se dedican dos parejas de intervalos de tiempo a señales de marcaje de bloque. Se tienen así múltiplos básicos de 42 y a todas las otras terminaciones se las adjudica intervalos de tiempo en grupos de 42 para permitir entremezclar las tres exploraciones. En cada período de 12 ms se exploran 12 bloques de 42 pares, dando un total de 1008 intervalos de tiempo. Los períodos de 36 y 156 ms contienen múltiplos de 1008, el cual ha sido por lo tanto seleccionado como el tamaño básico del registro de desplazamiento del TXE4 A.

Cadenas de 3 y 13 registros de 1008 bitios proporcionan un bitio por intervalo de tiempo para las exploraciones de 36 y 156 ms, respectivamente. Cada intervalo de tiempo contiene datos en forma de 9 dígitos más un dígito de paridad. Cada dígito consta de 5 bitios (4 binarios más uno de paridad), por lo que se necesita un total de 50 cadenas por exploración, es decir, $50 \times (1 + 3 + 13) = 850$ registros de 1008 bitios para cada uno de los archivos de datos, como se representa en la figura 6.

Con cada memoria de datos se encuentra asociada una memoria de estado de las líneas de abonado (ELA) que en el TXE4 está formada por una memoria de ferritas. Esta memoria solamente necesita registrar una vez la información para cada par de intervalos de tiempo de la memoria de datos (es decir, 6552 bitios). En el TXE4 A está convenientemente constituida por seis y medio registros de desplazamiento de 1008 bitios, activados a mitad de la velocidad de los archivos principales de datos.

Para tener en cuenta estos dos casos, la pastilla de registro de desplazamiento ha sido diseñada como un registro doble de 1008 bitios con una entrada extra en la posición del bitio número 504 (es decir en el punto medio del registro de desplazamiento) en solamente un registro. En la pastilla se utiliza tecnología de puerta de silicio de canal n, con una estructura celular dinámica multiplexada de dos fases. Las entradas y salidas de datos son compatibles con TTL y las líneas de reloj no llevan almacenamiento intermedio con objeto de reducir la disipación de potencia en la pastilla.

Por razones de seguridad se duplican los archivos de datos de los registros de desplazamiento y se usa codificación de paridad para permitir la detección y corrección de errores simples sin afectar para nada al funcionamiento de la central. El registro de desplazamiento es, sin embargo, una memoria volátil y si se produce un fallo total de alimentación perdería los datos almacenados en ella. Se dispone por lo tanto de una memoria de reserva, constituida por una cinta magnética que usa una unidad de cinta de la serie SE 8000. Los datos necesarios para una central de capacidad máxima que utiliza 7 módulos de memoria de datos, pueden acomodarse en un sólo carrete de cinta. Esta unidad de cinta está controlada por medio de la UPO y se actualiza a intervalos regulares a partir de los archivos principales de datos. Si se produce una avería que cause pérdida de información en los archivos de datos, estos archivos se recargan automáticamente a partir de la cinta. La figura 7 muestra la memoria de datos durante su prueba en el laboratorio.

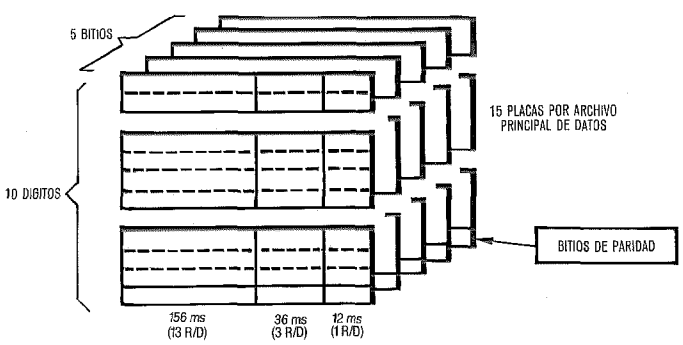


Fig. 6 Archivo de la memoria de datos del TXE4 A.

Marcadores y procesadores de supervisión

En el sistema TXE4 las unidades procesadoras de supervisión (UPS) se encuentran asociadas con los marcadores en planos alternados. Cada marcador da servicio a un máximo de cinco subunidades de conmutación y se dispone de un mínimo de dos UPS por cada plano impar (es decir, para una central de 16 unidades y 8 planos, se necesitarían

Fig. 7 Prueba de la memoria de datos del TXE4 A en el laboratorio.

16 UPS). En el TXE4 A, sin embargo, las UPS son independientes de los marcadores y se encuentran triplicadas por razones de seguridad. Cada conjunto triplicado puede controlar hasta 6144 conexiones simultáneamente y da servicio a 16 unidades de conmutación (es decir 128 subunidades en una central de 8 planos). Las UPS obtienen directamente datos relativos a cada conexión mediante la supervisión de las vías entre marcador y UPP, en lugar de depender del marcador para esta información, como sucedía en el TXE4.

En el TXE4 A se ha reemplazado la lógica cableada de la UPS del TXE4 que usaba componentes discretos con algunos circuitos integrados DTL, por control por programa, utilizando REPROM de la misma manera que en los procesadores principales. El programa es mucho más sencillo y consta de tan sólo unas 2500 palabras por UPS. No se han realizado cambios fundamentales en los marcadores, aunque se han rediseñado usando circuitos integrados TTL para la nueva señalización de datos generada por los procesadores principales y para eliminar la función de señalización con los procesadores de supervisión.

Práctica de equipo

No se cambia la práctica de equipo básica utilizada para el TXE4, aunque se han hecho necesarias algunas modificaciones a causa de los cambios tecnológicos. La lógica en circuitos integrados está montada en tarjetas de 343 mm de circuito impreso de doble cara con taladros metalizados, en lugar de las placas de 457 mm sin metalizar, de una sola cara, usadas en el TXE4.

A los cuadros que contienen lógica de circuito integrado se les ajustan paneles posteriores realizados en circuito impreso para lograr un retorno de tierra de baja impedancia con la necesaria inmunidad frente al ruido. En forma análoga, la distribución de las bajas tensiones a lo largo de los cuadros se realiza por medio de barras laminadas que evitan cualquier problema que pudiera derivarse de caídas de voltaje inaceptables.

Estado actual

En el estado actual del desarrollo de TXE4 A se ha completado el diseño básico y se ha probado en el laboratorio el prototipo de la central. Además, se ha construido para el BPO una central de preserie de fabricación para pruebas, la cual está siendo totalmente evaluada antes de llevar a cabo una prueba a pleno tráfico en 1979.

Además del contrato de desarrollo, el BPO ha concertado otro contrato más con STC para comenzar la fabricación del TXE4 A. Se está fabricando ahora la primera central de serie que será instalada durante 1979 en Belgrave, Leicestershire, estando prevista su puesta en servicio durante 1980. A partir de aquí, la producción aumentará progresivamente de tal forma que dentro de 3 años todos los pedidos serán entregados en versión TXE4 A.

Potencial futuro

Como se ha mostrado, el TXE4 fue diseñado como un sistema modular capaz de evolucionar dentro de una estructura de sistema duradera. Con el desarrollo del TXE4 A esta capacidad de evolución ha quedado demostrada y no existe ninguna duda de que este proceso puede continuar en el futuro para aprovechar los desarrollos de la tecnología, a medida que los componentes actuales se queden anticuados.

El TXE4 A proporciona asimismo puntos de acceso en las distintas partes del equipo de control para permitir la transferencia de datos a un procesador de gestión de red y viceversa (Fig. 8). El diseño de este procesador no formó parte del desarrollo del TXE4 A, pero si se añade en el

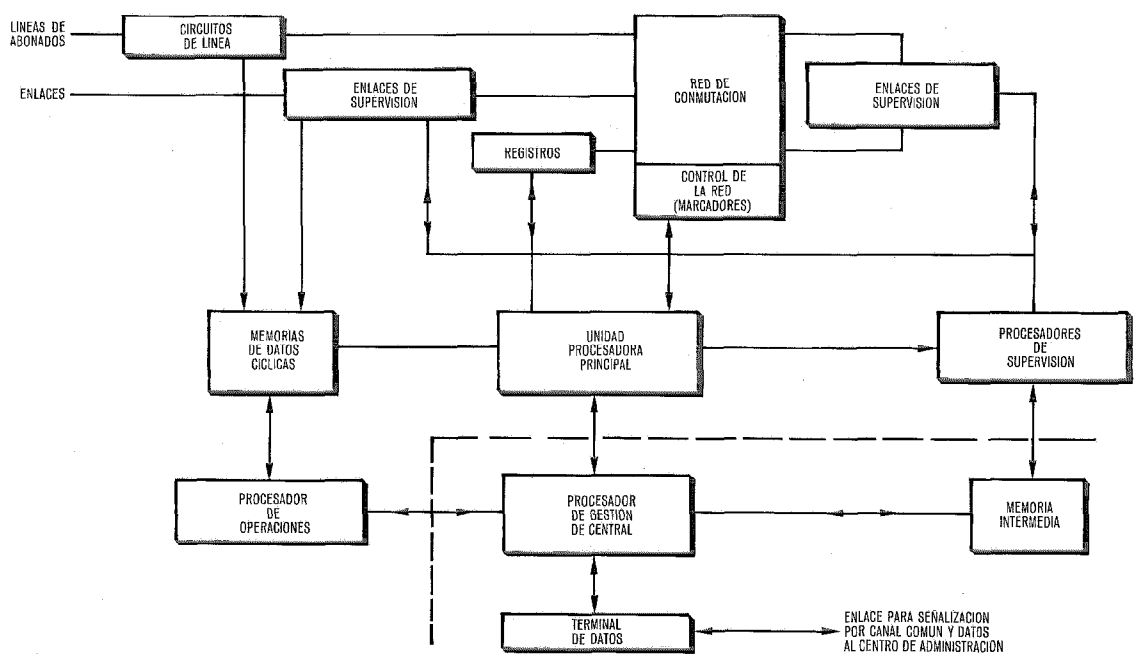


Fig. 8 Diagrama de bloques del TXE4 A mostrando las posibilidades de futuras mejoras.

futuro proporcionará muchas posibilidades adicionales, incluido el uso de señalización por canal común. Además permitiría el control centralizado del sistema en lo que se refiere a información de encaminamiento y datos de los abonados, etc., así como el análisis centralizado de la información del tipo informes de averías, registros de tráfico y datos de tarificación con fines de mantenimiento y operación.

Conclusiones

En este artículo se ha descrito la forma en que se había estructurado el TXE4 como un sistema modular, que proporcionaba todas las ventajas del control por programa almacenado, a base de control por multiprocesadores distribuidos, al mismo tiempo que conservaba una concepción de funcionamiento básicamente sencilla, especialmente en lo relativo al software del sistema.

El TXE4A está concebido para poder evolucionar, lo que le permite integrarse con los sistemas de la próxima generación en lo que sin la menor duda va a ser un ámbito primordialmente digital.

Referencia

[1] S. B. Marsh y otros: Conjunto de 6 artículos sobre el sistema de Conmutación Telefónica TXE4; Comunicaciones Eléctricas, 1976, volumen 51, nº 4, págs. 228–258.

David G. Bryan nació en Beckenham, Kent, Reino Unido, en 1932. Obtuvo su diploma en ingeniería eléctrica en el Faraday House Engineering College, en Londres. Se incorporó a STC en 1955. Sus primeros trabajos estuvieron relacionados con la central experimental TDM PAM en Highgate Wood y fue responsable después del diseño de los elementos de control de la central electrónica de gran capacidad TXE3, a relés "reed". En 1966 fue nombrado jefe de diseño del sistema TXE4 y más tarde jefe de proyecto para el desarrollo de la versión 11B del sistema META-CONTA*.

El Sr. Bryan es en la actualidad responsable de la totalidad del desarrollo TXE4, incluyendo el programa TXE4A. Es miembro de la Institución de Ingenieros Eléctricos, habiendo prestado sus servicios en el Comité del Grupo Profesional dedicado a sistemas y redes de telecomunicación.

Sydney F. Smith nació en Londres en 1930 y se graduó en 1952 con un grado de B. Sc. (Eng), en la Universidad de Londres. Sus primeros trabajos estuvieron relacionados con el diseño de sistemas de conmutación electromecánicos y con señalización a frequencia vocal. En 1963 pasó a ser profesor de telecomunicaciones en la Universidad, con dedicación completa, hasta 1970, en que se incorporó a STC.

El Sr. Smith fue responsable de organizar los cursos y equipos para los técnicos de mantenimiento del TXE4 y fue jefe de diseño y tecnología durante la etapa más importante del proyecto TXE4A. En la actualidad es jefe de Investicación de Mercados y Proyectos de Exportación en la División de Centrales de Conmutación de STC. Es miembro de la Institución de Ingenieros Eléctricos y presta en la actualidad sus servicios en el Comité del Grupo Profesional que se dedica a sistemas y redes de telecomunicación. Dicta asimismo lecciones, como profesor visitante, en la Universidad de Aston, en Birmingham.

* Marca registrada del sistema ITT.

Sustitutos electrónicos de relés

Para determinadas aplicaciones concretas, existen actualmente disponibles dispositivos de estado sólido que pueden realizar las tareas que antes desarrollaban los relés electromecánicos, siendo su principal ventaja una vida útil más larga. Sin embargo, hasta ahora no hay disponible ningún dispositivo sencillo con la misma versatilidad de los relés convencionales.

A. W. SWEET
Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Reino Unido

Introducción

Los relés electromagnéticos se han venido utilizando desde hace muchos años y, a pesar de los recientes avances en la tecnología electrónica, parece que aún les queda un papel importante que representar en el futuro. Básicamente, el relé es un conmutador que puede estar diseñado para satisfacer cualquier característica de carga que se necesite; un devanado de control, totalmente aislado, permite hacer funcionar al relé a partir de casi cualquier fuente de baja potencia totalmente independiente del circuito que se está conmutando. Su versatilidad es tal, que relés de diseño especial se pueden emplear como detectores de señales eléctricas, accionando el contacto o contactos cuando la corriente en la bobina del relé sobrepasa al umbral previsto para el dispositivo; este umbral de funcionamiento se puede controlar de una manera muy exacta. La principal desventaja del relé es su naturaleza mecánica, es decir, que el desgaste limita su vida útil. La erosión del material de los contactos producida por los chispazos también introduce un problema de fiabilidad. Si se pudiera encontrar un sustituto adecuado de estado sólido, tanto la vida útil como la fiabilidad serían considerablemente mejores.

Antes de estudiar los disposivos que le pueden sustituir, será útil resumir las características correspondientes al relé electromecánico. Estas son:

- Aislamiento eléctrico total entre los terminales de control (el devanado) y los contactos.
- Pueden diseñarse para trabajar prácticamente a partir de cualquier fuente de alimentación de CC o CA, utilizando un devanado adecuado.
- Se puede emplear como dispositivo de conmutación puro (actuador) o como dispositivo de detección con un control muy exacto sobre sus márgenes de funcionamiento.
- Un único relé puede proporcionar una multiplicidad de funciones de contacto aisladas entre sí.
- La función de conmutación es extremadamente buena con resistencias de contacto del orden de los mΩ y resistencias en circuito abierto que vienen fijadas por las características del aire (o gas) entre los contactos abiertos y la calidad del aislante utilizado en el montaje de los contactos.
- Los contactos se pueden calcular para cualquier valor de corriente y tensión que se necesite, son insensibles a las polaridades del circuito, y pueden conmutar cargas en CA o CC.

No sorprende en absoluto que, reuniendo una gama tan amplia de propiedades en un solo dispositivo, el relé siga manteniéndose en una posición tan sólida.

Actuador o detector

Los relés se utilizan principalmente para dos funciones importantes: como actuadores o como detectores. Trabajando como actuador, el devanado del relé suele ser excitado por una señal lógica procedente del sistema de control y los contactos del relé conmutan una carga de salida del sistema, tal como una lámpara indicadora o un motor eléctrico. Sin embargo trabajando como detector, la bobina del relé se excita como resultado de una señal de entrada o acción que el sistema está controlando y los contactos del relé proporcionan una entrada lógica al sistema de control. Estas dos utilizaciones diferentes están representadas en la figura 1 que muestra parte de un sistema que necesita conectarse a una línea telefónica, tal como un contestador te-

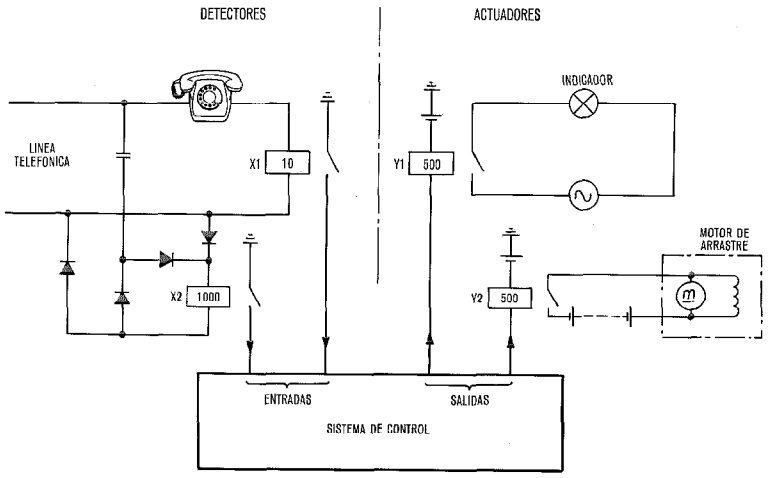


Fig. 1 Empleo de un relé convencional como actuador y como detector.

lefónico automático o parte de un modem de datos o de facsímil. Los relés designados por la letra X son detectores: X 1 controla el estado del circuito de microteléfono (colgado o descolgado) y X2 detecta la presencia de corriente de llamada en la línea que señaliza una llamada entrante. Los relés designados por la letra Y son actuadores en los que el relé actúa puramente como un conmutador controlado por una fuente de baja potencia.

Algunas veces es necesario realizar un análisis cuidadoso para determinar la función exacta de un relé en un circuito. Esto es particularmente cierto en el caso de sistemas en los que aparecen detectores, actuadores y algún otro nivel de lógica de relés en los que los relés empleados son ostensiblemente del mismo tipo, por ejemplo, los circuitos de enlace de conmutación telefónica que se encuentran en muchas centrales telefónicas electromecánicas y semielectrónicas. En general, se necesitan montajes electrónicos completamente diferentes para sustituir relés utilizados como actuadores de aquellos que son necesarios para la sustitución de relés utilizados como detectores.

Semiconductores como conmutadores

La tecnología de los semiconductores ha producido una serie de dispositivos capaces de actuar como conmutadores con valores interesantes de corriente y tensión pero, en comparación con los contactos de relé, inmediatamente se descubren dos desventajas. En primer lugar los conmutadores de semiconductores tienen una impedancia finita en circuito abierto (que puede ser de varios cientos de kΩ en los semiconductores bipolares y algo más alta para los FET). En segundo lugar son sensibles a la polaridad. Además la resistencia de los conmutadores semiconductores en el estado de conducción es considerablemente más alta que la de un contacto de relé y normalmente existe una diferencia de potencial fija a través del dispositivo. Esta diferencia de potencial es del orden de 0,5 a 1,5 V y aunque no afecte al funcionamiento del sistema tiene el inconveniente de originar una disipación de potencia en el dispositivo de conmutación. Los dispositivos a base de tiristores presentan problemas adicionales en la desconexión de circuitos de CC y de conexión con picos de ruido de alta velocidad sobre las barras de carga o de alimentación.

Sin embargo, en muchas aplicaciones estos inconveniento no tienen importancia y, en tales casos, los dispositivos semiconductores pueden ser preferibles por razones de velocidad y fiabilidad. Una vez decidido utilizar un dispositivo de estado sólido, el siguiente problema a resolver es si se necesita o no una conducción aislada desde la salida del sistema de control hasta el conmutador a semiconductores. Si se necesita este aislamiento, se puede conseguir mediante el empleo de un dispositivo gobernado ópticamente o de un dispositivo controlado por transformador de impulsos.

Acopladores ópticos

Este dispositivo consiste en un diodo emisor de luz (LED, Light Emitting Diode) y montado en estrecha asociación (pero aislados eléctricamente entre sí) con un fototransistor que es gobernado por la luz emitida por el diodo. Entre el circuito del diodo y el del transistor se consigue un aislamiento típico del orden de 1,5 kV. Se han hecho intentos de utilizar los acopladores ópticos como dispositivos detectores, pero es muy difícil obtener un umbral de conmutación controlado con precisión ya que la relación de transferencia de corrientes (relación de la corriente en el LED a la corriente del colector del fototransistor) se deteriora con el tiempo de servicio del dispositivo. La velocidad de deterioro depende de la magnitud de la corriente directa en el diodo y de la temperatura ambiente, correspondiendo la peor característica de vida a corrientes y temperaturas altas. Resulta evidente que si con estas características el dispositivo se utiliza como detector, el umbral de funcionamiento se degradará a lo largo de la vida del dispositivo lo que dará lugar a unas exigencias inaceptables de pruebas y sustituciones periódicas de dispositivos para asegurar un funcionamiento satisfactorio del sistema.

No obstante, los acopladores ópticos se pueden emplear de una manera eficaz como actuadores y en la figura 2 se dan algunos de los posibles esquemas. Se puede obtener una vida adcuada de trabajo limitando la corriente a través del LED y reduciendo el ciclo de trabajo. También son eficaces como actuadores los acoplamientos ópticos a base de tiristores y triacs.

Aislamiento por transformador de impulsos

Esta técnica se utiliza para proporcionar un control aislado para actuadores basados en tiristores o triacs y su principio de funcionamiento se representa en la figura 3. El transformador de impulsos se utiliza junto con un transis-

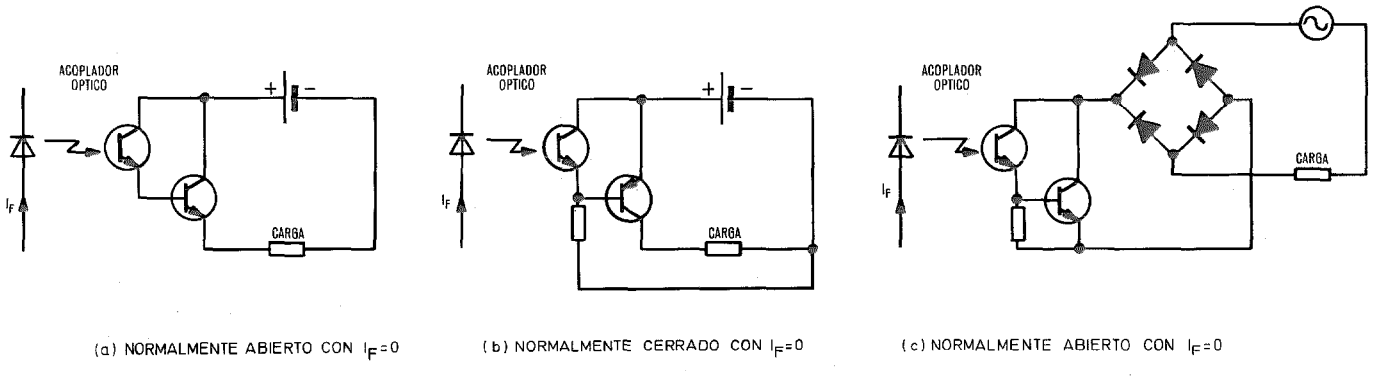


Fig. 2 Tres maneras posibles en que un acoplador óptico se puede utilizar como actuador.

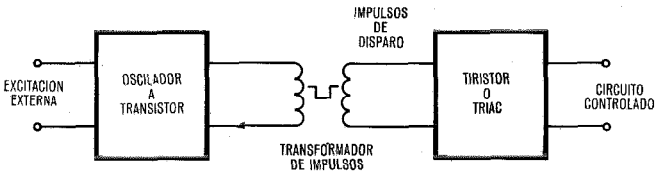


Fig. 3 Esquema mostrando como se puede utilizar un transformador de impulsos para proporcionar un control aislado eléctricamente para actuadores a base de tiristores o triacs.

tor de control para formar un oscilador que arranca cuando se aplica la excitación de control de CC. Otro devanado del transformador de impulsos proporciona los impulsos de salida a la puerta del tiristor o triac controlado para conectar el dispositivo. Cuando la excitación de control desaparece, el oscilador deja de funcionar y se detiene el suministro de impulsos de disparo, evitando de una manera eficaz que el tiristor o triac se vuelva a disparar. Evidentemente el dispositivo es más adecuado para controlar corrientes alternas que para controlar corrientes continuas para las que sería necesario un impulso de reposición del tiristor. Sin embargo, existen disponibles relés de estado sólido basados en esta técnica y el grado de aislamiento obtenido depende principalmente del diseño del transformador de impulsos.

Detectores de efecto Hall

Este detector se basa en un dispositivo de efecto Hall montado en el entrehierro de un núcleo magnético. La señal eléctrica a detectar origina una corriente que fluye por un devanado de este núcleo magnético y por consiguiente genera un flujo magnético que es detectado por el dispositivo de efecto Hall y sus circuitos asociados. Para obtener un nivel útil de señal a partir de la baja tensión Hall de salida (de 10 a 100 mV) se necesitan circuitos electrónicos adicionales. En la figura 4 se muestra el dispositivo y sus características. Como el dispositivo está acoplado magnéticamente, se puede conseguir un buen aislamiento eléctrico (mayor de 4 kV) entre el devanado detector y el circuito electrónico de efecto Hall.

ITT Components Group está fabricando una serie de detectores de efecto Hall con circuitos magnéticos adecuados para una gran variedad de aplicaciones diferentes [1, 2, 3].

La salida por efecto Hall es lineal hasta que se produce la saturación del núcleo, pero normalmente existe un ligero desplazamiento AT_0 en la curva característica; esto es debido principalmente a pequeñas imperfecciones geométricas en la fabricación y posicionado de los contactos en la pastilla de efecto Hall y falta de homogeneidad en el material de la pastilla. Es esencial que una corriente I_s fluya a través de la pastilla antes de que se pueda observar la tensión por efecto Hall. Esta tensión es directamente proporcional al producto de la densidad de flujo B perpendicular a la pastilla por I_s. De hecho, la tensión Hall V_H esta dada por

$$V_H = \frac{B \cdot I_s}{n \cdot e \cdot d}$$

donde:

n – concentración de portadores en el material semiconductor de la pastilla
e – carga del electrón
d – espesor de la pastilla.

Una expresión más útil para la tensión Hall en función de los amperios-vuelta de la bobina es:

$$V_H = S_H \cdot I_s \cdot (I_c N \pm AT_0)$$

en la que:

I_c – corriente en la bobina
N – número de espiras de la bobina
S_H – sensibilidad Hall en un circuito magnético dado
AT_0 – desplazamiento de la pastilla en amperios-vuelta

En contraste con un relé detector equivalente, la corriente de pastilla dá lugar a un consumo de energía cuando el detector se encuentra en estado de reposo o inactivo. Sin embargo, siempre que la corriente de pastilla se pueda mantener suficientemente pequeña o muestreada a intervalos por los circuitos asociados, este consumo no originará una pérdida significativa de energía.

Dispositivo adecuado de efecto Hall

Como la pastilla Hall está basada en el efecto global en la pastilla de un material semiconductor en el que solamente se necesitan contactos óhmicos, la estabilidad a largo plazo

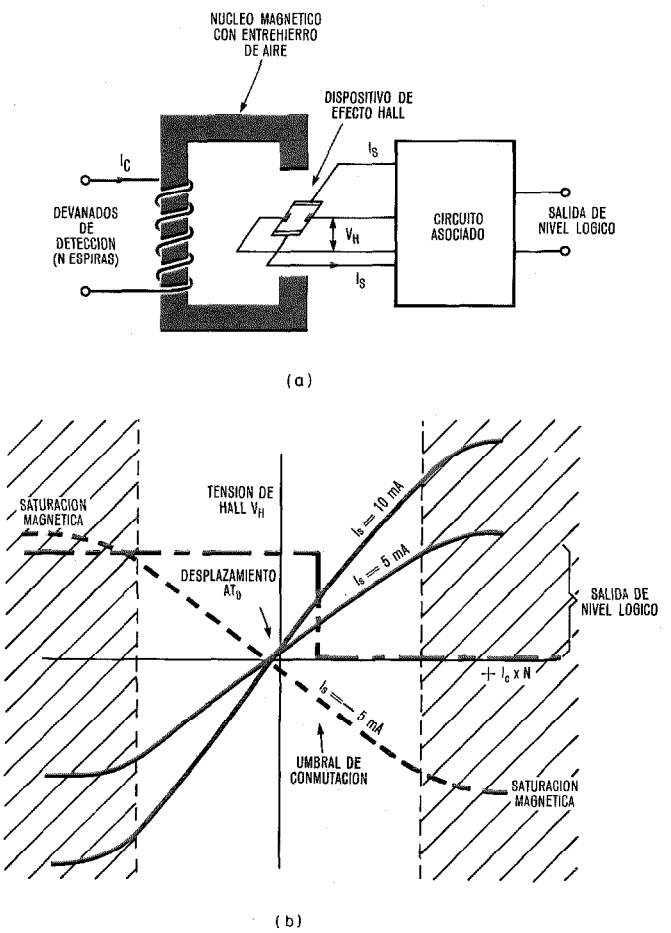


Fig. 4 Detector de efecto Hall desarrollado en STL.
a) principio
b) característica del dispositivo.

de sus características se puede garantizar mediante su encapsulado hermético adecuado. El establecimiento de un umbral preciso de detección dentro del circuito electrónico asociado, depende de que el dispositivo Hall tenga una característica estable con la temperatura. A lo largo de los últimos 4 años, un programa de trabajo de STL ha culminado en el diseño de un dispositivo de efecto Hall basado en tecnología de semiconductores de silicio que reune estas propiedades buscadas (Fig. 5). También se ha desarrollado una cápsula hermética ultradelgada con un espesor de 0,8 mm; tiene una tapadera magnética que proporciona un entrehierro eficaz de aire de solamente 0,5 mm. Esta cápsula permite utilizar el dispositivo en circuitos magnéticos de buen rendimiento alcanzando una buena sensibilidad total y una adecuada inductancia de la bobina en el caso de que sea necesaria para la aplicación.

Circuitos asociados de los detectores de efecto Hall

La moderna tecnología permite que los circuitos electrónicos de soporte para el detector de efecto Hall se obtengan económicamente. En la figura 6 se representan dos posibles esquemas. El primero de ellos, el correspondiente a la figura 6a, se basa en una pastilla amplificadora operacional doble en la cual uno de los amplificadores operacionales se utiliza como un amplificador diferencial para la tensión Hall y el otro como un comparador para proporciona una señal de nivel lógico que cambia el estado cuando la corriente de bobina supera el umbral fijado para el detector. Este umbral se puede establecer en cualquier valor que se desee variando la resistencia R_T en serie con el detector de efecto Hall. Como la caída de tensión en la resistencia se

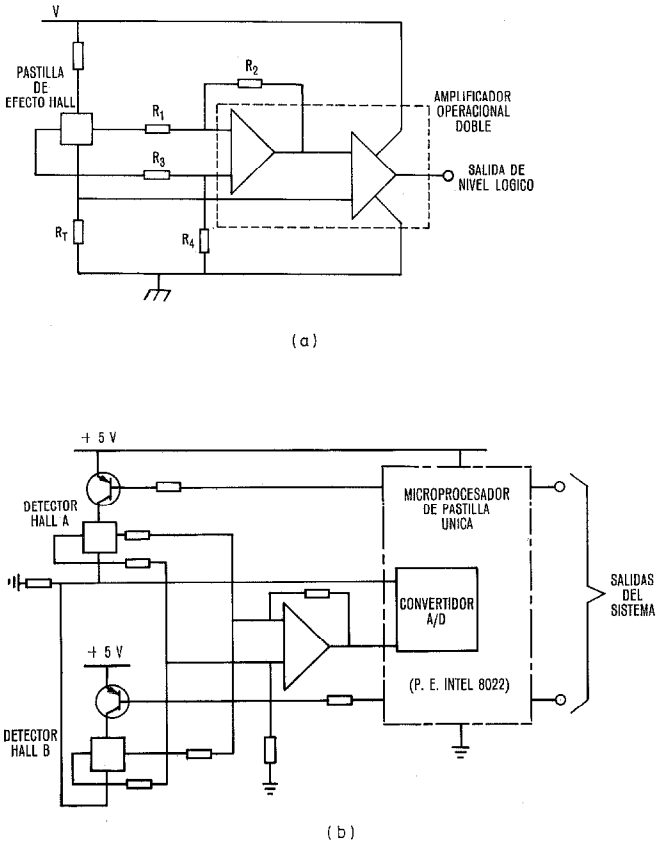


Fig. 6 Posibles circuitos electrónicos para usar conjuntamente con el detector de efecto Hall:
a) circuito fundamental basado en dos amplificadores operacionales
b) configuración basada en un microprocesador para uso con un grupo de detectores.

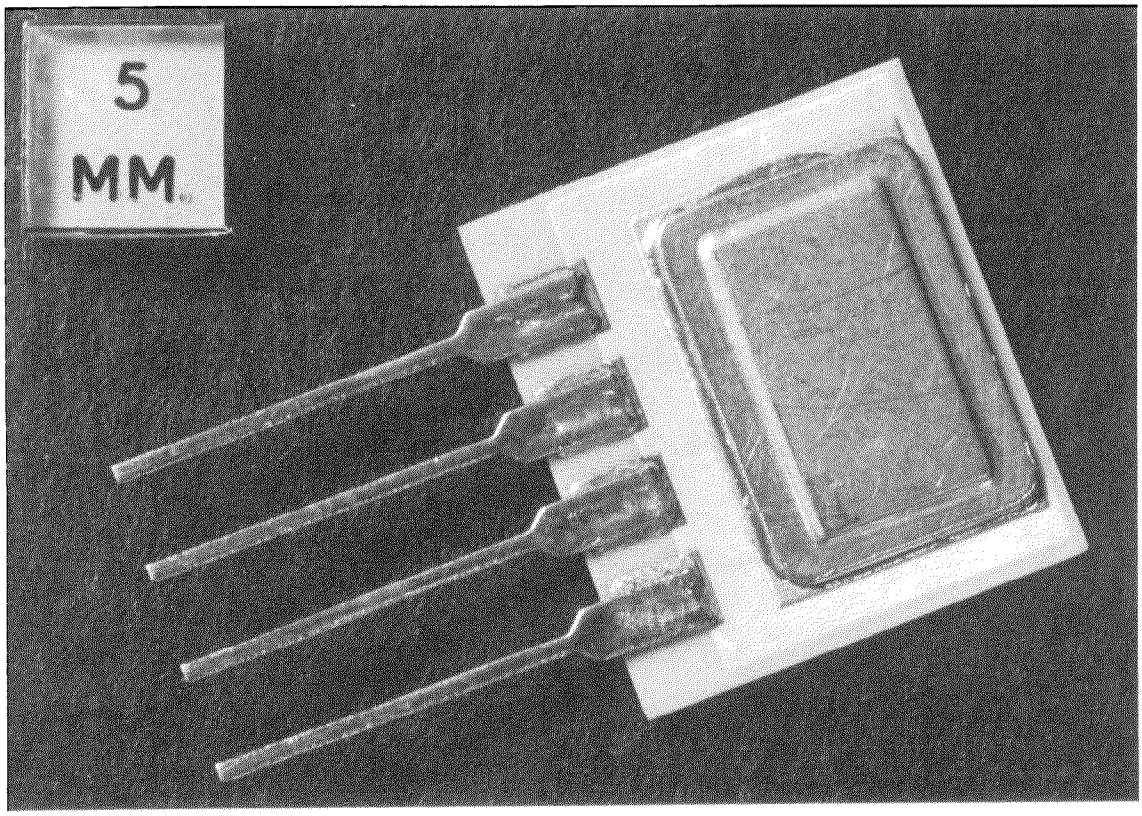


Fig. 5 Vista del nuevo detector de efecto Hall.

envía a la etapa comparadora, el comparador controla la diferencia entre ambas tensiones, que son directamente proporcionales a la corriente que circula por la pastilla de efecto Hall. De esta manera el umbral del detector es independiente de la corriente en la pastilla y por consiguiente no hay necesidad de desarrollar técnicas para mantener constante esta corriente ya sea porque la resistencia de la pastilla varie con la temperatura o porque se regule la tensión en los circuitos electrónicos. Las resistencias se pueden hacer con técnica híbrida de película gruesa para economizar superficie de placa impresa. Si es necesario, el circuito básico principal se puede ampliar para proporcionar dos o más umbrales de detección. El umbral de detección AT_T en amperios-vuelta está dado por:

$AT_T = R_T R_1 (R_2 S_H)^{-1} \pm AT_0 \pm$ errores del amplificador operacional $\times (I_s \cdot S_H)^{-1}$

despreciando los efectos de la histéresis magnética.

La alternativa que se representa en la figura 6b es particularmente atractiva cuando el sistema de control incorpora un grupo de detectores de efecto Hall. Se basa en el empleo de una sola pastilla de microprocesador y una pastilla convertidora analógica/digital o una pastilla única en la que se incorporan ambas funciones, tal como el INTEL 8022 que se encuentra disponible desde fecha muy reciente. Este procedimiento permite determinar los umbrales de detección, por el programa del microprocesador, el cual compensa automáticamente factores tales como los errores del amplifacador operacional y puede incorporar cualquier secuencia lógica adicional y características de temporización necesarias para el sistema de control.

Conclusiones

No parece que exista un tipo sencillo de dispositivo que se pueda utilizar como un sustituto electrónico de un relé. No obstante, están surgiendo una serie de dispositivos electrónicos que se pueden utilizar bien como detectores o bien como actuadores con limitaciones distintas en la carga conmutada o en el aislamiento proporcionado. En particular, los acopladores ópticos no dan muy buen resultado cuando se utilizan como detectores debido a sus características de envejecimiento, pero pueden resultar eficaces como actuadores con la debida reducción del ciclo de trabajo para garantizar una vida suficiente y una adecuada fiabilidad. Un dispositivo de efecto Hall con un circuito electrónico adecuado constituye un detector muy atractivo con un buen aislamiento y fiabilidad, sin degradación del umbral de detección con el uso.

Agradecimiento

El autor desea expresar su agradecimiento al trabajo de su colega en STL, Dr. G. D. Pitt, quien fue responsable de resolver los problemas en la fabricación del dispositivo de efecto Hall de STL.

Referencias

[1] A. H. Marchant: Hall Effect Switching Devices; New Electronics, 17 mayo 1977, volumen 10, n° 10.

[2] A. H. Marchant: The Hall Effect Device in an Industrial Application; New Electronics, 13 junio 1978, volumen 11, n° 12, págs. 30–33.

[3] R. W. Lomax y A. H. Marchant: Designing for the Future; Electronics Weekly, 9 agosto 1978, n° 933, págs. 15–18.

A. W. Sweet nació en Londres, el año 1939. Ingresó en la División de Conmutación Telefónica de STC en 1955 como estudiante en prácticas, y en 1962 se le otorgó un Higher National Diploma en ingeniería eléctrica. Mr. Sweet pasó en 1969 a STL, donde ahora es un Ingeniero Principal de Investigación en la División de Planificación de Sistemas. Durante los últimos 4 años ha trabajado en estrecha colaboración con el Grupo de Componentes de ITT, Harlow, en el diseño y aplicación de detectores de efecto Hall en la conmutación telefónica.

Lenguaje de programación orientado al problema para los programas de pruebas funcionales del sistema EWS

Los lenguajes de programación orientados al problema desarrollados específicamente para el sistema electrónico de conmutación EWS permite que los ingenieros de circuitos escriban los programas de pruebas funcionales. Esta facilidad reduce el esfuerzo necesario para desarrollar los programas y el tiempo de pruebas, a la vez que favorece la estandarización, simplifica la documentación y asegura la flexibilidad.

M. FELDMANN
Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, República Federal de Alemania

Introducción

Un objetivo primario de las administraciones telefónicas consiste en asegurar una alta calidad de servicio y de operación en la red. En el propio centro de conmutación, la calidad de servicio y de operación dependen de la fiabilidad del equipo y de la programación y, en particular, de los métodos de corrección que se empleen con las averías de los circuitos y con los defectos de la programación.

Una de las principales características de los sistemas de conmutación con control por programa almacenado (SPC) consiste en que los procedimientos de operación y mantenimiento son mucho más simples que para los sistemas mecánicos ya que pueden emplearse programas para probar los circuitos. En el sistema EWS, como en otros sistemas de conmutación SPC, los programas de pruebas funcionales se usan para probar el equipo.

Para desarrollar dichos programas de pruebas funcionales, es esencial tanto conocer las técnicas de programación como estar familiarizado con los circuitos a probar. La persona que mejor puede aportar este tipo de conocimientos es el ingeniero de desarrollo de circuitos. Una vez establecido esto, hay dos métodos factibles de desarrollar los programas de pruebas:

- Los programas de prueba funcionales deben ser escritos por ingenieros de programación que estén familiarizados con los circuitos a probar.
- Los programas de prueba funcionales deben ser escritos por ingenieros de circuitos que han sido puestos al corriente de las herramientas de programación.

El último método fue el elegido para desarrollar los programas de pruebas funcionales del EWS. Para simplificar los procedimientos de programación de cara a los ingenieros de circuitos, se ha definido un lenguaje de programación orientado al problema basado en macroinstrucciones, a la vez que se han desarrollado los programas de supervisión necesarios. La experiencia obtenida durante el desarrollo de los programas de pruebas funcionales para la versión de conmutación local EWSO y para la versión de conmutación para larga distancia EWSF ha demostrado que este procedimiento constituye una manera económica de solucionar los problemas relacionados con la programación.

A continuación se describe el método de programación, si bien previamente se incluye un esbozo de la estructura del sistema EWS y de las estrategias de detección de defectos.

Tabla de abreviaturas

APRE	- circuito automático de pruebas
APRE:KN	- circuito automático de pruebas para red de conmutación
APRE:SL	- circuito automático de pruebas para circuitos periféricos y líneas
AST	- unidad de control de sección
BPL	- consola de operador
CCITT	- Comité Consultivo Internacional Telegráfico y Telefónico
DTU	- unidad de intercambio de datos
E:AST	- unidad de control de sección en reserva
EDU	- unidad de comunicaciones de canal único
EN	- marcador
EPOL	- lenguaje de programación orientado al problema del sistema EWS
ESE:VST	- unidad de intercambio del centro de conmutación
ID	- identificador de línea de abonado
KGABST	- unidad de control AB del elemento de conmutación
KN	- red de conmutación
KVRCST	- unidad de control C de la serie de matrices de conmutación
LSYPN	- sistema periférico de barras ómnibus (bus)
LSYZN	- sistema central de barras ómnibus (bus)
MML	- lenguaje hombre-máquina
PEF	- periférico
PRE:AST	- circuito automático de pruebas para la unidad de control de sección
SP	- unidad de almacenamiento (memoria)
SPC	- control por programa almacenado
VS	- circuito de conmutación
WS	- circuito de recepción de dígitos
ZST	- unidad de control central
ZZK	- canal común de señalización

Niveles del sistema EWS

La estructura del sistema EWS puede desglosarse en tres niveles, dependiendo de las funciones y su grado de centralización:

- Nivel central, que consta de la unidad de control central que incluye procesadores duplicados y unidades de almacenamiento trabajando en sincronismo, además de la consola del operador.
- Nivel intermedio, que comprende las unidades de control de sección, las unidades de intercambio de datos para los canales de señalización y los generadores de corriente de llamada y señalización. La unidad de control de sección actúa como un eslabón entre la rápida circuitería del nivel central y los circuitos relativamente lentos del nivel periférico.

– El nivel periférico, que incluye la red de conmutación con sus marcadores e identificadores, los circuitos de recepción de dígitos, los circuitos de conmutación, los circuitos de línea de abonado, las unidades de comunicación de canal único y los circuitos automáticos de pruebas.

La figura 1 muestra la estructura de la versión local del sistema EWS.

Dos sistemas de barras ómnibus para intercambio de información (buses) – un bus central y otro periférico – interconcectan unidades de diferentes niveles. Por motivos de fiabilidad estos sistemas de buses incorporan facilidades de reconfiguración automática que aislan las unidades defectuosas y provocan la entrada en servicio del equipo en reserva sin interrupción alguna del procesamiento de llamadas.

Facilidades de los circuitos para la prueba del equipo

Los defectos de los circuitos pueden detectarse de tres maneras:

– Mediante circuitos de supervisión dedicados que supervisan continuamente los equipos. Estos circuitos están incorporados a las unidades funcionales.
– Circuitos de pruebas que solamente están activos durante la ejecución de ciertas funciones en el equipo. Estos circuitos también forman parte de las unidades funcionales.
– Unidades especiales de pruebas, conocidas como circuitos automáticos de prueba, que se emplean en secuencias de prueba ejecutadas periódicamente. Estos elementos se controlan mediante los programas de pruebas funcionales que supervisan las pruebas de las diferentes funciones.

La figura 2 muestra los circuitos automáticos de pruebas más importantes que, en combinación con los programas de pruebas funcionales, verifican las unidades operacionales y de supervisión de los niveles periférico e intermedio.

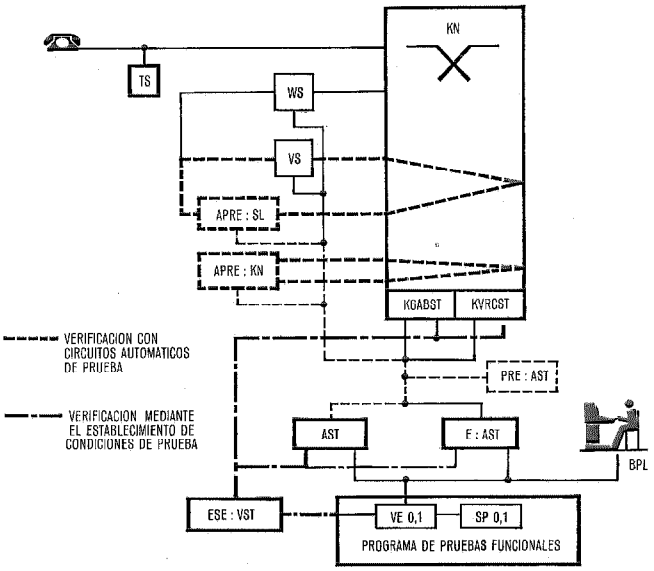


Fig. 2 Circuitos automáticos de prueba para funciones operacionales y de supervisión de equipo que emplean programas de pruebas funcionales.

Programas de pruebas funcionales

Estos programas son parte del paquete de seguridad dentro de la programación del sistema EWS (Fig. 3) que se ejecuta en la unidad central de control. Este paquete de programas de seguridad ha sido desarrollado para supervisar las diversas unidades del sistema, así como para detección y localización de defectos. Los programas de pruebas funcionales efectúan verificaciones globales de todas las funciones de los circuitos: se interrelacionan con los circuitos automáticos de pruebas y obtienen la información necesaria sobre las unidades a probar a través de los sistemas de bus.

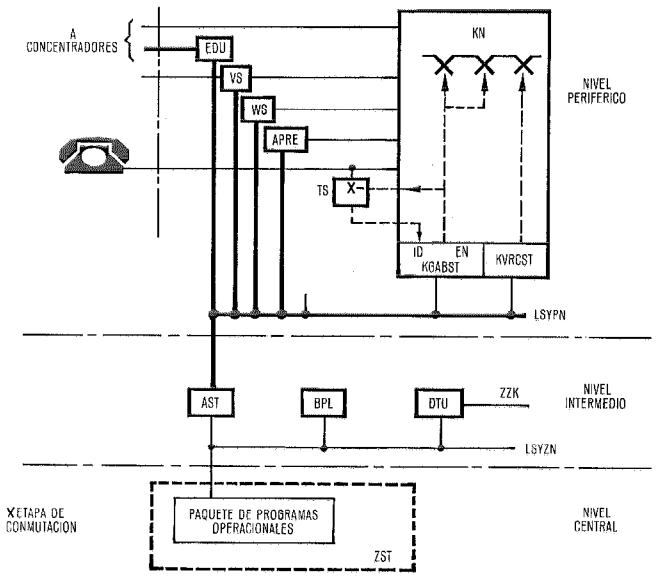


Fig. 1 Estructura de la versión local EWSO del sistema electrónico de conmutación EWS.

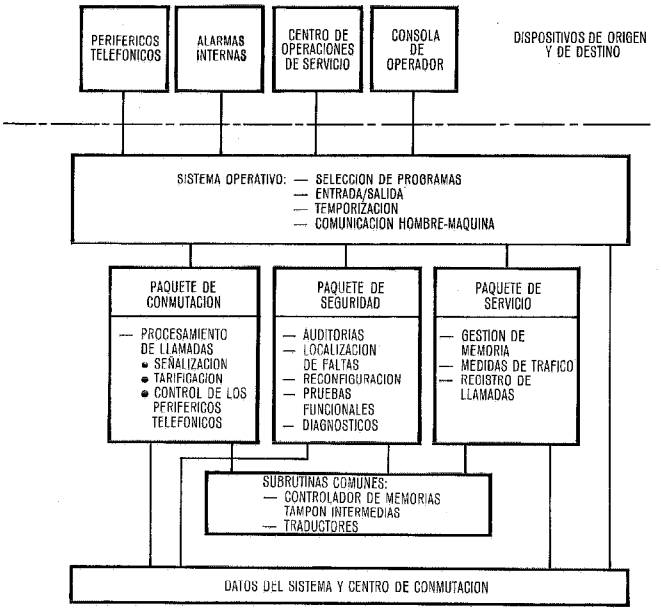


Fig. 3 Estructura de programación del sistema EWS.

Los programas de pruebas funcionales están concebidos de manera que concuerdan con los circuitos, lo que quiere decir que cada unidad del sistema dispone de su propio programa.

El programa se arranca mediante datos de entrada sobre el sistema, parametrizados y flexibles, escritos en el lenguaje de comunicación hombre-máquina (MML) del sistema EWS en conformidad con las recomendaciones existentes del CCITT. Los informes donde se recogen los resultados de las pruebas se comunican al personal de operación y mantenimiento a través del teleimpresor en el lenguaje hombre-máquina del sistema o a través del centro operacional de servicio en un lenguaje formulario (Fig. 4). Los programas trabajan en un entorno de procesamiento activo de llamadas y están organizados como programas no residentes.

Estructura de los programas de pruebas funcionales

Un programa de prueba funcional orientado a los circuitos consta de dos partes. La primera, son las secuencias de pruebas específicas del tipo de equipo a probar. Estas están integradas por macroinstrucciones orientadas al problema, que pertenecen al lenguaje de programación orientado al problema del EWS (EPOL). En combinación con el paquete informático de soporte, cada instrucción EPOL genera un campo de constantes. La segunda parte incluye un sistema de programas de supervisión que consta de un conjunto de módulos de supervisión. Estos módulos están escritos en lenguaje ensamblador del sistema EWS y comprenden todas las partes comunes de los programas de pruebas funcionales para arranque, finalización y control de las pruebas, así como para la interpretación y ejecución de las secuencias de pruebas específicas.

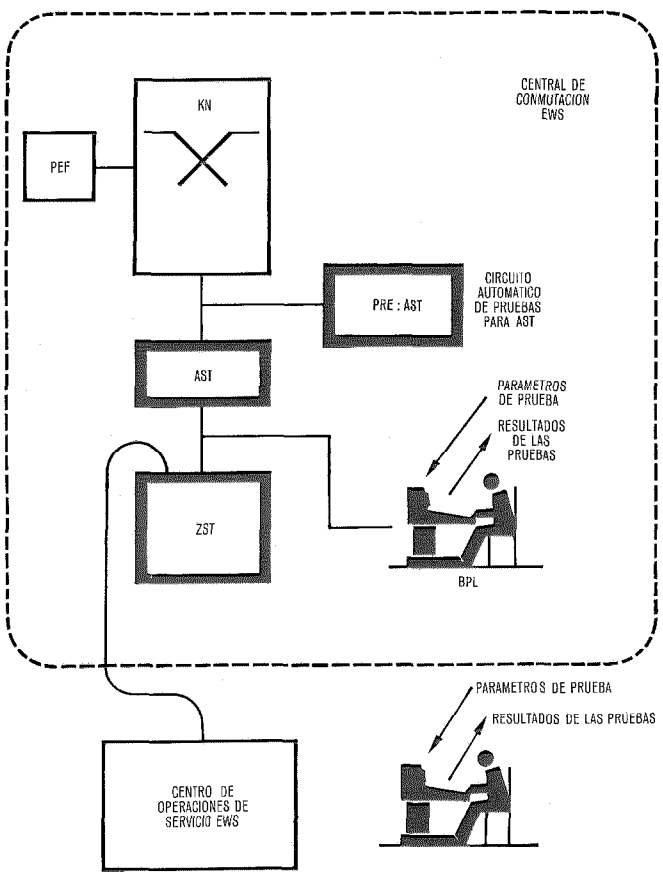


Fig. 4 Diálogo hombre-máquina empleando programas de pruebas funcionales.

Por razones económicas se ha incluido un sistema de programas de supervisión que es común para varios programas de pruebas funcionales; por ejemplo, todos los programas de pruebas funcionales para el equipo de nivel intermedio del sistema tienen un sistema común de programas de supervisión.

En la figura 5 aparece la estructura de un programa de pruebas funcionales e indica el proceso de funcionamiento conjunto del sistema de programas de supervisión y de los programas codificados en EPOL. Las secuencias de pruebas escritas en EPOL están constituidas esencialmente por series de macroinstrucciones que se transforman mediante un traductor (macroensamblador EWS) en un conjunto de parámetros de pruebas, las denominadas órdenes EPOL.

La rutina de control para el sistema de programas de supervisión que es común para todos los programas de pruebas funcionales, lee consecutivamente las órdenes EPOL y las envía a la rutina de ejecución para su posterior procesamiento. De esta manera las órdenes EPOL en los diferentes bloques de pruebas, que representan una subdivisión de las secuencias de prueba, controlan las secuencias de operación dentro de las rutinas de macroejecución, de una manera similar a los parámetros de las subrutinas.

La siguiente relación incluye las funciones de los módulos del supervisor principal:

- Bifurcación: interconexión con los programas operativos y de procesamiento de llamadas del sistema EWS; bifurcación de acuerdo con los datos intercambiados.
- Comienzo de rutina: verificación de la disponibilidad de las unidades a probar; inicio de la carga del programa EPOL, si es necesario; generación de la tabla de secuencias de prueba de acuerdo con los datos de partida (datos de entrada en lenguaje hombre-máquina); establecimiento de la configuración de pruebas.
- Rutina de control: comienzo de la ejecución de la siguiente instrucción EPOL (lectura del seudo-código de operación del campo de constantes de la secuencia de pruebas y salto a la rutina de macroejecución apropiada); registro del número de instrucciones ejecutadas dinámicamente y suspensión del programa cuando se alcanza el límite.
- Rutina de macroejecución: órdenes de ejecución EPOL; interfuncionamiento con otros módulos de programas del sistema EWS por medio de subrutinas internas.
- Tareas comunes (subrutinas internas de supervisión): interfuncionamiento con los programas del sistema EWS; ejecución de tareas comunes tales como establecimiento de temporizaciones.
- Fin de rutina: reposición de los elementos involucrados en la configuración de prueba; arranque de la impresión en formato de lenguaje hombre-máquina del sistema EWS; interrupción del programa de control.

Esta subdivisión de los programas de pruebas funcionales en un sistema de programas de supervisión y en unas secuencias de pruebas (programas EPOL), posibilita el que se puedan cumplir todos los requisitos y convenios exigidos por las modernas técnicas de programación, tales

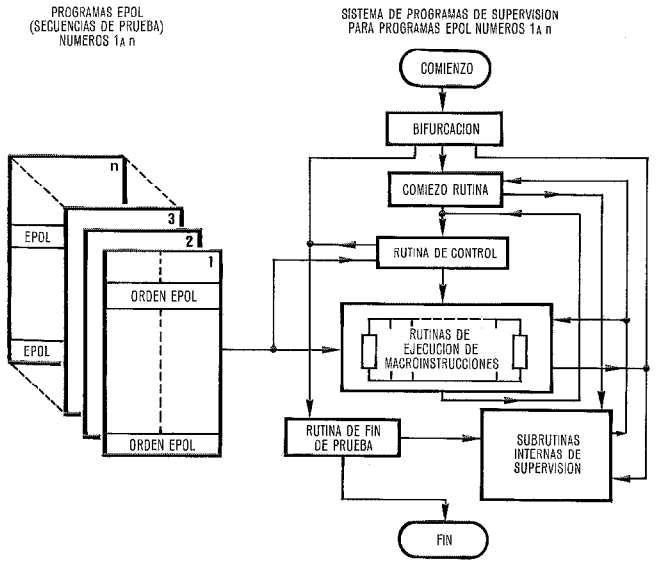


Fig. 5 Estructura de un programa de pruebas funcionales.

como requerimientos de interfaz y registro; asimismo se pueden establecer temporizaciones de supervisión en el programa de supervisión central. También puede incluirse en el programa de supervisión central métodos de supervisión de accesos no permitidos a almacenamientos de datos.

Este tipo de métodos de supervisión es muy eficaz, ya que todas las operaciones se controlan por medio de programas EPOL, que a su vez son ejecutadas por módulos del sistema de programas de supervisión.

Características del EPOL

Al contrario que el lenguaje ensamblador del sistema EWS, que está concebido desde el punto de vista de la máquina, el lenguaje EPOL es un lenguaje orientado al problema constituido por elementos que se denominan instrucciones EPOL. Los programas EPOL constan esencialmente de una serie de macroinstrucciones que son transformadas por un traductor (macroensamblador EWS) en un conjunto de órdenes EPOL (parámetros de pruebas).

Las macroinstrucciones EPOL, definidas en el lenguaje macroensamblador del sistema EWS, son secuencias de instrucciones de ensamble a las que se les asigna un nombre, un indicador. Los campos en que se subdivide cada macroinstrucción EPOL son:

- campo de indicador o nombre,
- campo de operación,
- campo de comentarios y operación.

La figura 6 muestra los campos en que se subdivide una instrucción EPOL. La operación de la macroinstrucción depende del contenido de los campos en que se subdivide dicha macroinstrucción. El indicador identifica la instrucción en particular. El nombre de la operación contenido en el campo de operación tiene que satisfacer los convenios de las abreviaturas mnemotécnicas.

Los operandos pueden ser direcciones simbólicas, constantes o valores simbólicos. Están separados por comas, y se debe hacer una distinción entre los operandos obligatorios y no obligatorios. Las constantes definen parámetros tales como valor de una temporización o longitud de una secuencia predeterminada de bitios. Los valores simbólicos están compuestos por caracteres alfanuméricos.

La figura 7 muestra el formato de una orden EPOL. Cada seudo-código de operación tiene una rutina de macroejecución específica que forma parte del sistema de programas de supervisión. Los datos de control para la orden EPOL se generan a partir de las constantes y de los valores simbólicos de la instrucción EPOL.

El número de macroinstrucciones EPOL ha sido reducido a un mínimo para facilitar el aprendizaje del lenguaje. Las macroinstrucciones se basan en un concepto flexible que permite la ampliación de este lenguaje a nuevas aplicaciones cuando sea necesario. En algunos casos especiales, se puede codificar algún trozo de programa en lenguaje ensamblador EWS.

Las macroinstrucciones se pueden agrupar de acuerdo con las funciones que realizan:

- carga y almacenamiento de direcciones y constantes,
- ejecución de operaciones aritméticas y lógicas,
- comparación con las constantes de una secuencia patrón de bitios,
- ejecución de saltos condicionales e incondicionales,
- envío y recepción de información desde y hacia el nivel intermedio y la periferia,
- preparar y determinar el almacenamiento,
- configuración del sistema de conmutación de acuerdo con un modelo predeterminado,

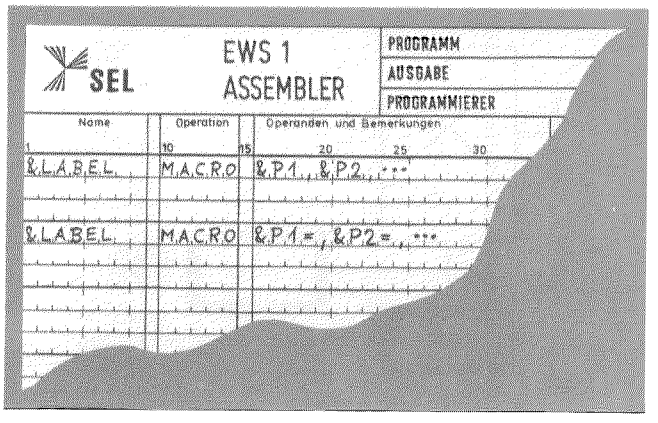


Fig. 6 Campos de instrucción EPOL.

Seudo-código de operación	Octeto 1	Parte fija de una orden EPOL
Longitud del campo de constantes	Octeto 2	
Dirección "1"	Octeto 3	Parte variable de una orden EPOL
Dirección "n"		
Datos de control		

Fig. 7 Formato de una orden EPOL.

– cambio a empleo del lenguaje ensamblador EWS.

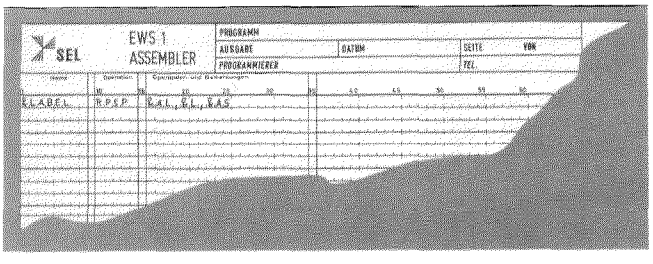
Las figuras 8 y 9 muestran dos macroinstrucciones EPOL.

Ejemplo de la ejecución de una prueba

Los pasos generales de la ejecución de una prueba controlada por un programa de pruebas funcionales son los siguientes

- carga del programa de supervisión en la zona de memoria reservada para programas no residentes: este programa es común a un cierto tipo de programas de pruebas funcionales,
- comienzo de la entrada de datos: por medio del lenguaje hombre-máquina del EWS; los datos de entrada al sistema se dividen en bloques que identifican la función y el tipo de equipo,
- arranque del programa de supervisión,
- preparación de la zona de almacenamiento de datos dedicada a la prueba en curso,
- carga del módulo que contiene todas las secuencias de prueba específicas del programa de pruebas funcional que se va a emplear.
- establecimiento de la configuración de pruebas,
- preparación de los datos necesarios para la prueba, en su caso,
- comienzo de la ejecución de las secuencias de prueba en cooperación con el programa de supervisión,
- terminación de la prueba (programa de supervisión de finalización de la prueba): liberación de los elementos implicados en la configuración de prueba, impresión de los resultados de la prueba en lenguaje hombre-máquina EWS, y borrado de la zona de almacenamiento de datos empleada.

Instrucción EPOL:



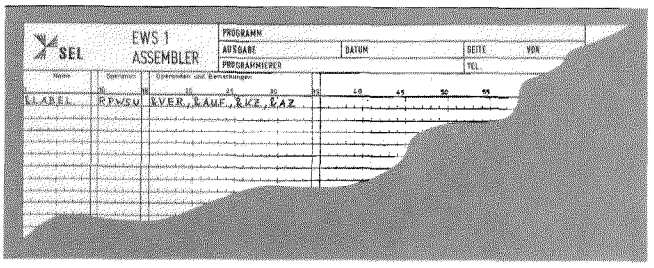
Función: Zona de almacenamiento de datos
Operandos: &AL Dirección de comienzo de la zona de datos
&L Longitud de la zona de datos
&AS Nueva dirección de la zona de datos

Orden EPOL:

	Número de octetos
Seudo-código de operación = "Ø4"	1
Longitud = Ø7	1
Dirección de carga AL	2
Longitud de la zona de datos L	1
Dirección de almacenamiento AS	2

Fig. 8 Instrucción EPOL "zona de almacenamiento de datos".

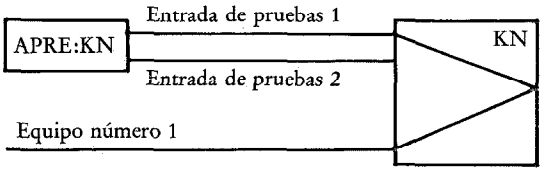
Instrucción EPOL:



Función:
La selección de caminos y su marcaje se inicia de acuerdo con la figuración definida, mediante el operando VER.

Operandos:
&VER Modelo de configuración (parámetro obligatorio)

Ejemplo: VER = 1 indica:



Entrada de pruebas 1 del circuito automático de pruebas (APRE:KN) hacia la red de conmutación (KN) para conectarse al equipo número "1"

&AUF Descripción de la secuencia (operando obligatorio)
Ejemplo: AUF = 2 indica selección de camino y marcaje, incluyendo respuesta del marcador

&KZ Número de secuencia (no obligatorio)

&AZ Dirección a la que hay que dirigirse en caso de no completarse la selección de camino por cualquier motivo (obligatorio)

Orden EPOL:

	Número de octetos
Seudo-código de operación = "15"	1
Longitud = Ø7	1
VER	1
AUF	1
KZ respectivamente "ØØ"	1
AZ	2

Fig. 9 Instrucción EPOL "selección de caminos y marcaje".

La figura 10 muestra parte de un bloque típico de pruebas del programa de pruebas funcionales RID para la prueba del identificador de línea de abonado (ID). Los significados de las instrucciones EPOL que aparecen en la figura citada son los siguientes: RPANF genera la dirección de comienzo de la secuencia de pruebas *1* que es utilizada por el sistema de programas de supervisión. RPSLR provoca un salto de programa a la macrosubrutina UPNID. Esta macrosubrutina, escrita por el programador EPOL, inicia la simulación del descuelgue del abonado (Fig. 11). En el siguiente paso (RPALA), el identificador de línea a

```
*****************************************************************
*
*
*          PRUEFBLOCK1:SIMULATION DES ALARMES E01
*
*
        RPANF 1
*
        RPSLR UPNID,1              IDENT.DES PTS
*
        RPALA KGSTA,3,2,4,MPESPE   ID WIRD GESPERRT
*
*                                  AENDERUNG DES BEWERTUNGSFELDES1
*
        RPVBW 1,KGSTA,3,X008000,X0F8000,KGSTA,1,X018000,X0F8000,KGSTA,*
              2,X028000,X0F8000,KGSTA,2,X038000,X0F8000,KGSTA,4,X08800*
              0,X088000,KGSTA,4,X048000,X0C8000,KGSTA,4,X000000,X00800*
              0,APRKN,2,X00000000,X00000000
*
        RPSP  HISEM1,3,HISEM5      SOLLINF.LADEN FUER E01
*
        RPSP  MPMASK1,3,HISEM6     MASKE LADEN FUER E01
*
        RPSP  MPERP1,4,HISAM1      BEFEHL LADEN FUER SIMUL. E01
*
        RPSP  MPTEXT1,8,HISTEXT    TEXT LADEN FUER FEHLEREINTRAG
*
        RPSLR UPEN,3               EIN/AUSGABEVORGANG
*
          *
          *
          *
*
        RPEND
*
```

Fig. 10 Parte de un bloque de pruebas típico perteneciente al programa de pruebas funcional RID del identificador de línea de abonado ID.

```
*****************************************************************
*
*
*        MAKROUNTERPROGRAMM FUER NORMALIDENTIFIZIERUNG
*
*
UPNID   RPSLR UPTSID,1             ERDE AN A-ADER
*
        RPSLR UPVERS,2             VERSORGUNG MIT DATEN:PTS-IDENT.
*
        RPSP  MPTEXT11,8,HISTEXT   TEXT FUER FEHLEREINTRAG LADEN
*
        RPSLR UPTKS,3              T-KONTAKTE SCHLIESSEN
*
        RPSLR UPEIN,4              WARTEN AUF IDENTIF.
*
        RPRSP
*
*
*****************************************************************
*
*
*          MAKROUNTERPROGRAMM FUER RID-STOP
*
*
UPSTOP  RPVK  HISMERK1,1,X02       VERGLEICHE, OB MELDUNG GEKOMMEN IST
*
        RPSPR UPSTOP1,2,X01        SPRINGE, WENN MELDUNG GEKOMMEN IST
*
        RPEIF 3,1,,8,HISTEXT       FEHLEREINTRAG
*
        RPSPK HISSTOP,1,X02        SETZEN EINES STOPBITS
*
UPSTOP1 RPRSP
*
*
        EJECT
*****************************************************************
```

Fig. 11 Subrutina EPOL – UPNID empleada para la simulación del descuelgue del abonado.

probar es ocupado para pruebas y la RPVBW especifica toda la información de circuitos necesaria. La primera RPSP prepara la información a enviar a la unidad en prueba. La RPEND cierra el bloque de prueba y provoca el salto de regreso a la rutina de control del sistema de programas de supervisión.

Herramientas de soporte para el desarrollo de los programas EPOL

Los programas de soporte empleados para producir programas EPOL pueden ser procesados en un procesador comercial o en la unidad de control central del sistema EWS. Estos programas suministran las siguientes herramientas para el desarrollo.

Macroensamblador EWS. Este paquete traduce los programas EPOL, que constan de una serie de macroinstrucciones, en un conjunto de órdenes EPOL. Dentro de la fase de traducción, se ejecutan las siguientes verificaciones de sintaxis:

- contenido completo de los campos de instrucción,
- direccionamiento con autorización de lectura y escritura o de solamente lectura,
- direcciones admisibles,
- verificación de que todos los operandos obligatorios existen y que son formalmente correctos,
- ausencia de modificaciones en las direcciones.

En el caso de presentarse una avería se generan una impresión MNOTE y una orden EPOL de 6 bitios (por ejemplo, para inserción de un salto a una posición de memoria en donde se encuentra una corrección en el programa, "patch").

Simulador para programas EPOL. Este módulo independiente, perteneciente al conjunto de módulos de supervisión, posibilita las siguientes facilidades para efectuar las pruebas:

- establecimiento de la condición de parada,
- inserción de parámetros de prueba después de la ejecución de cada orden EPOL,
- seguimiento de los saltos de programación,
- impresión de las condiciones establecidas por las macroinstrucciones,
- vaciado de la memoria a través de la impresora,
- impresión de los registros de avería.

Los medios de ayuda al desarrollo se complementan con una documentación detallada que describe los medios de soporte para programación. Dicha documentación incluye capítulos especiales con ejemplos de aplicaciones EPOL. Por último se dispone además de material para un curso de entrenamiento de tres días de duración.

Conclusiones

En comparación con conceptos anteriores (empleo de lenguaje ensamblador EWS en la codificación de programas de pruebas funcionales), la experiencia obtenida con la aplicación del lenguaje EPOL orientado al problema, a los programas de pruebas funcionales del sistema EWS, en sus niveles intermedio y periférico, ha demostrado lo siguiente:

- Es económicamente rentable que ingenieros con experiencia en circuitos hayan producido los programas de pruebas, ya que ha evitado el tener que realizar una amplia transferencia de conocimientos desde el área de circuitos al área de programación. Esto es particularmente cierto para la generación de secuencias de prueba. Un requisito previo muy importante que debe cumplirse para poder emplear esta solución, es el poder disponer de un lenguaje orientado al problema muy eficaz y de unos medios eficaces de desarrollo.
- El esfuerzo de desarrollo requerido para estos tipos de programa puede reducirse a un 60% del esfuerzo anteriormente necesario.
- Pueden aprovecharse las ventajes de los lenguajes de programación de alto nivel. Por el empleo de estos lenguajes se generan estructuras claras y, en consecuencia, simplifica la escritura de los programas, reduce el número de errores de programación, mejora la legibilidad y la mantenibilidad, y permite modificar de una manera más fácil los programas.
- El tiempo de prueba en el modelo de laboratorio puede reducirse aproximadamente a un 50% en comparación con los métodos anteriores, gracias a la eficacia de los medios de soporte para el desarrollo. Básicamente, la prueba en un modelo de laboratorio se requiere solamente para eliminar los errores relacionados con los circuitos en las secuencias de prueba.
- La solución presentada facilita la estandarización de los programas y la producción económica de la documentación.
- Sólo es necesario emplear en contadas ocasiones el lenguaje ensamblador EWS, al que se pasa utilizando la secuencia de cambio citada, a pesar de que la lista de instrucciones EPOL se ha reducido a un mínimo para simplificar el aprendizaje del lenguaje.
- Los programas escritos en EPOL no requieren más capacidad de almacenamiento en memoria que los programas equivalentes escritos en lenguaje ensamblador. El tiempo de ejecución de los programas EPOL aumenta en una proporción de cuatro a uno, pero esto no es importante ya que no hay ninguna necesidad de que estos programas sean procesados a gran velocidad.
- El concepto empleado asegura la flexibilidad. La ampliación de los programas para equipos más recientemente desarrollados puede ser realizada simplemente por la adición de nuevas instrucciones EPOL y, en caso de que sea necesario, escribiendo las secuencias de prueba apropiadas. En el caso de que se modifique el equipo existente, se seguirían los mismos procedimientos descritos.

Hoy día, prácticamente todos los programas de pruebas funcionales para los niveles intermedios y periféricos de los sistemas EWS están escritos en EPOL. Se encuentran disponibles un total de 24 programas conteniendo 25.000 instrucciones EPOL, cada una de las cuales se traduce para ejecución en un campo de constantes con una longitud media de 8 octetos.

Las aplicaciones de este lenguaje orientado al problema no se limitan a los programas de pruebas funcionales. En otras áreas el lenguaje EPOL se está ya empleando para realizar programas de diagnóstico y se están llevando a cabo estudios para investigar su aplicabilidad a los programas de reconfiguración y tratamiento de alarmas.

La comparación entre los programas EPOL y los primitivos programas de pruebas funcionales escritos en lenguaje ensamblador EWS, demuestra que la aplicación del recientemente desarrollado lenguaje orientado al problema y el método adoptado para la producción de programas ofrecen considerables ventajas. La experiencia demuestra que las áreas de desarrollo no son las únicas que se beneficiarán de estas nuevas técnicas, sino que también se beneficiarán los clientes como consecuencia de las consiguientes mejoras en la eficacia de la operación y reducción en el esfuerzo de mantenimiento.

Referencias

[1] H. Kunze y G. Schneider: Leistungsmerkmale und Struktureller Aufbau des elektronisch gesteuerten Ortswählsystems 1 (EWSO 1); Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens 1971, volumen 22. Bad Windsheim, Verlag für Wissenschaft und Leben, Georg Heidecker, 1970, págs. 9–95.

[2] K. Schulz: Software im elektronischen Fernsprech-Wählsystem EWS 1; Der Fernmelde-Ingenieur, 1977, volumen 31, n° 11.

[3] G. Becker: Die technische Realisierung der mittleren Ebene EWS und Zusammenarbeit mit peripheren Einrichtungen; Der Ingenieur der Deutschen Bundespost, 1973, volumen 22, n° 4, págs. 11–120.

[4] D. Botsch y R. Fritz: Die Programm- und Datenorganisation im elektronischen Fernsprech-Wählsystem EWS; Telefon Report, 1976, volumen 12, n° 2, págs. 51–57.

[5] D. Miericke y H. Siegel: Circuito de línea de abonado e identificador de línea en el sistema de conmutación electrónica local EWSO; Comunicaciones Eléctricas, 1978, volumen 53, n° 1, págs. 89–93.

[6] M. Feldmann y W. Arndt: Aufgabe und Prüfung der Einrichtungen der mittleren und peripheren Ebene des Vermittlungssystems EWS; Der Ingenieur der Deutschen Bundespost, 1976, volumen 25, n° 4, págs. 129–132; n° 5, págs. 161–164.

[7] G. Altehage: Organización general del sistema de conmutación electrónica EWS; Comunicaciones Eléctricas, 1978, volumen 53, n° 1, págs. 85–88.

[8] K. Schulz: Das elektronisch gesteuerte Ortswählsystem (EWSO 1) der Deutschen Bundespost; Der Fernmelde-Ingenieur, 1973, volumen 27, n°s. 1, 2, 3.

Manfred Feldmann nació en Markdorf, Alemania, en marzo de 1943. Estudió ingeniería de telecomunicaciones en la Universidad de Stuttgart y se graduó como ingeniero en 1968. El mismo año se incorporó a la división de telefonía de SEL, en donde participó en el desarrollo de la circuitería del sistema METACONTA* 10C para conmutación télex. En septiembre de 1969 pasó al departamento de desarrollo de programas, y desde 1973 está a cargo del departamento de desarrollo de aplicaciones de ordenador en sistemas de conmutación a la vez que es el responsable de la producción de programas de ordenador para el sistema electrónico de conmutación EWS y para el sistema electrónico de conmutación de datos EDS.

El Sr. Feldmann es miembro del VDE/NTG y representa a SEL en el Grupo de Estudio del CCITT relacionado con técnicas de programación.

* Marca registrada del sistema ITT.

Diseño de redes mixtas de conmutación analógico-digitales*

La introducción de la conmutación digital y la señalización por canal común posibilita el empleo de encaminamiento conjugado en las redes de conmutación multicentral.

G. HARLAND
Standard Telephones and Cables Limited, Londres, Reino Unido

Introducción

Las redes de conmutación empleadas en los diseños de las centrales actuales están frecuentemente basadas en las unidades de selección de línea y de grupo, dos etapas de los sistemas de barras cruzadas, los cuales a su vez procedían de las técnicas de conmutación paso a paso y estaban considerablemente influenciados por ellas. Esta solución suministra módulos de central adecuados a partir de los cuales pueden realizarse sistemas de conmutación completos, lo que es válido desde los puntos de vista de fabricación, instalación, y posiblemente de ampliación. No obstante dicha solución parece haber impedido que las redes de conmutación se diseñen como un conjunto integrado.

El diseño de las redes de conmutación como una entidad completa debería llevar a configuraciones flexibles y económicas cuando se asocian con técnicas de control modernas, a la vez que se mantiene una buena modularidad.

El presente artículo describe una solución de este tipo al problema de diseñar redes de conmutación, así como su proyección a las redes multicentrales, particularmente cuando se emplean en un ambiente mixto en el que existen elementos de conmutación por división en el tiempo y por división en el espacio, lo cual parece que va a ser la situación normal durante los próximos años.

Fundamentos

La función esencial de una red de conmutación para telecomunicaciones es posibilitar que cualquier terminal de línea de abonado pueda ser conectado a cualquier otro. El dispositivo más simple que puede realizar esta función es una única matriz de puntos de cruce, pero esta solución es muy poco rentable cuando el número de abonados crece. Por lo tanto, su empleo se restringe a las pequeñas centrales automáticas privadas (PABX's) a las que aporta las ventajas inherentes a una accesibilidad sin bloqueo.

Las redes multietapa son necesarias para mantener el rendimiento de cada punto de cruce cuando el número de abonados aumenta. Sin embargo, el empleo de estas redes introduce la posibilidad de que aparezca congestión en las mallas entre las etapas de conmutación. Si se quiere alcanzar valores aceptables para la probabilidad de bloqueo, deben disponerse varios caminos alternativos para permitir conectar cualquier par de terminales de la red, de forma que el diseño de redes de conmutación eficaces depende mucho del empleo de un número de caminos adecuados y de su disposición.

Al considerar las características de tratamiento del tráfico de las redes de conmutación multietapa, es muy útil distinguir claramente entre dos funciones de conmutación fundamentales. La selección de línea es el medio de suministrar acceso, ya sea directamente o a través de otras etapas de conmutación, al terminal solicitado dentro de un grupo de terminales de las redes de conmutación. Las características de bloqueo solamente son afectadas de una manera indirecta por la función de selección de línea, en la que el número de terminales de la red afecta al de etapas de conmutación requeridas y también a la distribución de los estados de ocupación de las mallas de conexión entre etapas. La selección de grupo es el medio de suministrar acceso a un número adecuado de caminos a través de la red de conexión, cualquiera de los cuales puede ser seleccionado para comunicar entre sí una determinada pareja de terminales de red. Las características de bloqueo de una red de conmutación están en gran medida determinadas por la extensión y por la disposición de la función de selección de grupo.

Debe tenerse en cuenta, particularmente en sistemas de mallas en donde el encaminamiento es realmente bidireccional, que puede considerarse que los conmutadores realizan una función de conmutación particular con respecto a sus salidas y una similar o totalmente diferente con respecto a sus entradas. Así, los terminales de los conmutadores que llevan el tráfico hacia los terminales de la red de conmutación desde el núcleo de dicha red, están generalmente relacionados con la función de selección de línea. Los terminales de los conmutadores que dirigen el tráfico hacia el núcleo de la red de conmutación, están, por otro lado, generalmente relacionados con la función de selección de grupo.

Debe aclararse que los términos comúnmente empleados de unidad de selección de líneas y unidad de selección de grupo, a pesar de ser muy útiles en la práctica, son un poco equívocos. Una unidad de selección de líneas, por ejemplo, realiza una función de selección de grupo para el tráfico originado en los abonados.

En la figura 1 se propone una representación simbólica adecuada para representar dichas funciones de conmutación en diagramas de mallas simplificadas. Los conmutadores o etapas de conmutación se representan mediante puntos. Una línea oblícua por encima de la horizontal indica selección de línea (L), mientras que una línea oblícua por debajo de la horizontal simboliza la selección de grupo (G). Las indicaciones G y L son obviamente opcionales y pueden ser reemplazadas por indicaciones más útiles, como números indicativos del tamaño del acceso al conmutador o, en caso de una función combinada, por el número de grupos y el número de mallas por grupo. La figura 1(c) representa una disposición normal en cuatro etapas, en la cual los conmutadores B y C realizan una función combinada de selección de grupo y línea en uno de los lados del conmutador.

* Este trabajo fue originalmente presentado en el 8° Congreso Internacional de Teletráfico celebrado en Melbourne, Australia, en noviembre de 1976.

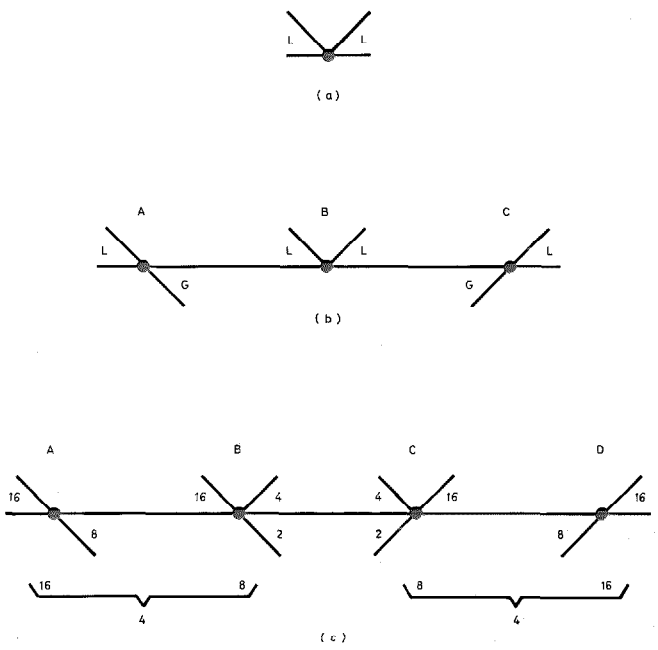


Fig. 1 Símbolos sugeridos para representación de funciones de conmutación.
a) red de una etapa
b) red de 3 etapas
c) red de 4 etapas.

Sistemas de mallas

Las redes sin bloqueo de C. Clos [1] son un tipo de redes que constituyen un adecuado punto de partida en el diseño de sistemas de mallas eficaces en la práctica. Otro importante tipo de redes, las redes sin bloqueo adaptables, pueden deducirse a partir de las configuraciones de Clos mediante la omisión de, en el caso de tres etapas, casi el 50% de los caminos y la misma proporción de puntos de cruce. Pueden obtenerse incluso mayores ahorros en puntos de cruce en redes con más de tres etapas, si bien es necesario emplear un control más complejo para adaptar las conexiones establecidas.

Las redes de conmutación económicas que se emplean para interconectar dos abonados cualesquiera en una red nacional normal, no pueden ser en su conjunto redes sin bloqueo. Las redes sin bloqueo, si es preciso utilizarlas, pueden solamente emplearse en una parte del conjunto de la red.

Con redes idénticas a las redes adaptables, pero sin la facilidad de redistribuir las conexiones establecidas, se pueden conseguir probabilidades de bloqueo aceptables con una carga por terminal de red razonablemente alta. Considerando una carga de tráfico por terminal mucho más baja, que es lo normal en terminales de líneas de abonados, el número de caminos que precisa la red puede reducirse aún más. La red resultante se aproxima algo a las redes eficaces de conmutación de abonados que tratamos de alcanzar en la práctica.

Tales redes, ya sean con probabilidad de bloqueo o sin bloqueo, presentan grafos de mallas simples serie-paralelo, como se muestra en las figuras 2(a) y 2(b). Determinado el tamaño óptimo de los conmutadores, la eficacia de los puntos de cruce de las redes de tres etapas o de su imagen plegada, no puede mejorarse dentro del margen de tamaño para el que una red de tres etapas es la solución mínima. Esto no es cierto, por el contrario, en redes con más de tres etapas ya que en estos casos existe una diferencia fundamental ente las redes sin bloqueo y sus derivadas con probabilidad de bloqueo.

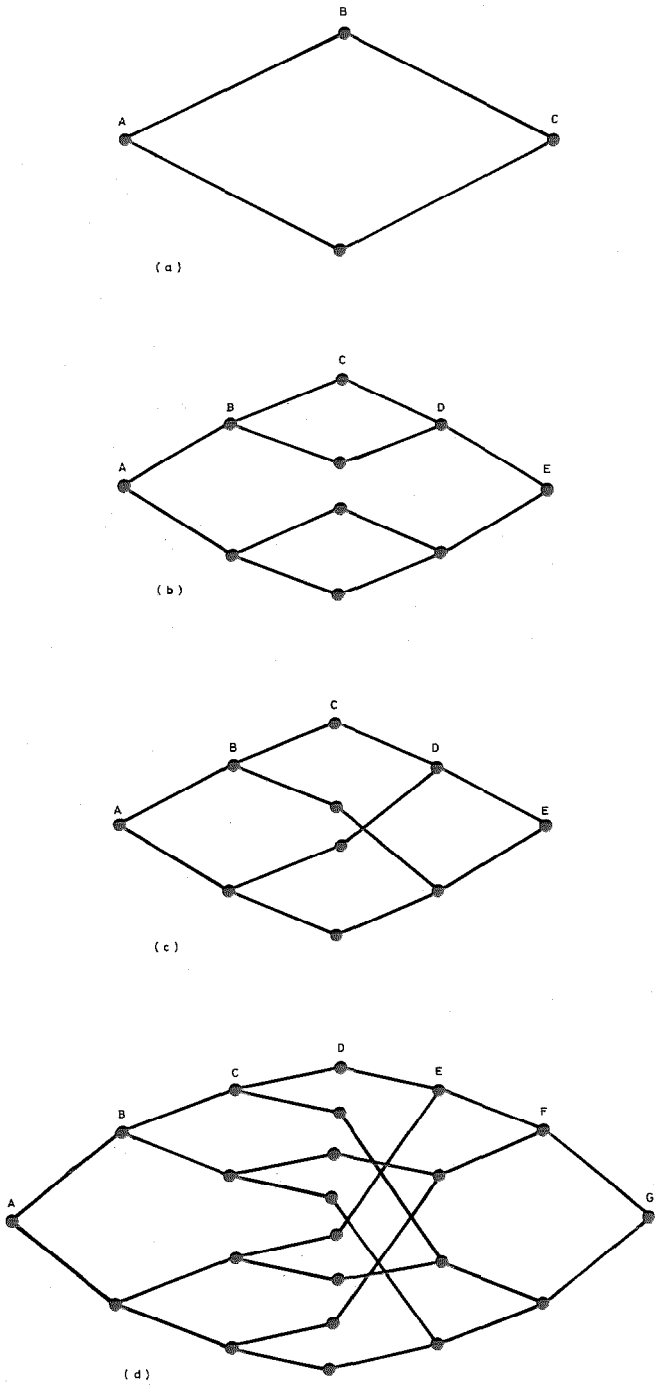


Fig. 2 Grafos de mallas de redes.
a) red de 3 etapas
b) red serie-paralelo de 5 etapas
c) red de 5 etapas interrelacionadas
d) red de 7 etapas interrelacionadas.

Efecto de la estructura de interconexión

Para que sea posible completar una comunicación en una red que tenga una estructura de interconexión serie-paralelo simple, a una malla libre en la primera etapa debe corresponderle otra malla libre equivalente en la etapa final. Dicha condición está garantizada en redes sin probabilidad de bloqueo. En redes con bloqueo, no obstante, la probabilidad de que las mallas libres existentes en la primera etapa no se correspondan con mallas libres en la etapa final, es considerablemente más alta que la probabilidad de que cualquiera de los conjuntos de mallas estén completamente indisponibles. Este efecto es también evidente aplicado al conjunto de mallas de la segunda y penúltima etapas en redes con más de 5 etapas.

Una segunda causa de ineficacia se presenta en las mallas adyacentes a las etapas centrales. Examinemos, por ejemplo, la red de 5 etapas que se representa en la figura 2(b). Los conmutadores de una sección de la segunda etapa, que constituyen un conjunto limitado, tienen todos acceso al pequeño grupo de conmutadores en la cuarta etapa. Esto se traduce en fuertes dependencias entre los estados de ocupación de las mallas de la segunda y la tercera etapas, con el consiguiente aumento de la probabilidad de bloqueo. Este efecto aparece también, aunque de una manera más imprecisa, en otras mallas de redes con más de 5 etapas.

Ambos efectos perjudiciales son una consecuencia de la falta de flexibilidad de las redes de conmutación serie-paralelo. Estos efectos pueden minimizarse realizando una elección adecuada de la estructura de interconexión de la etapa de conmutación situada en el centro de la red de conmutación. Este principio se representa en la figura 2(c), que muestra una estructura de encaminamiento completamente interrelacionada. Cada malla de la primera etapa tiene ahora acceso a todas las mallas de la etapa final, minimizando de esta manera el problema de la falta de correspondencia entre mallas libres. Al mismo tiempo, el tráfico generado en cada conmutador B se distribuye, en este caso, sobre un número mucho mayor de conmutadores D, con lo que se reducen a un mínimo las dependencias entre los estados de ocupación de las mallas. Esto no modifica las funciones realizadas por cada conmutador individual sino que mejora simplemente la función de selección de grupo dentro del conjunto de la red.

Este mismo principio puede ser ampliado fácilmente al caso de redes con más de 5 etapas, en donde las ventajas se hacen extensivas a las mallas de todas las etapas (Fig. 2(d)). Debe tenerse en cuenta que las ventajas se obtienen para la red completa, con independencia del número de etapas, solamente con la elección de una estructura de interconexión adecuada para la etapa central de la red. En el resto de dicha red puede conservarse la simplicidad de las redes serie-paralelo.

La figura 3 muestra las características de bloqueo, calculadas de manera aproximada, de las redes serie-paralelo de tres y cinco etapas y de redes de 5 etapas interrelacionadas, empleando un tamaño en el haz de mallas de acceso al conmutador de $k = 8$ en todas las etapas. Se ha supuesto que la carga por malla es idéntica para todas las etapas y que se comporta según distribuciones binomiales independientes.

Se ha comprobado en el cálculo que la red interrelacionada de 5 etapas puede cursar una carga de tráfico por malla un 25% más elevada que la que pueden cursar las redes serie-paralelo (incluidas las de 3 etapas), con una probabilidad de pérdida del 1%, esto excluido el efecto nocivo producido por la aparición de picos de tráfico, más acusados en las mallas adyacentes a la etapa central en las redes serie-paralelo. La contribución de estas mallas al bloqueo total, según se ha comprobado en el cálculo, es en cualquier caso despreciable para los pequeños valores de la carga de tráfico obtenible en ellas. Esto refleja la baja eficacia que se consigue con la utilización de los puntos de cruce y mallas al utilizar concentración en la primera etapa solamente.

La ejecución de la concentración en varias etapas permite alcanzar cargas por malla más eficaces en el centro de la red, mientras que las bajas cargas por malla en la primera etapa permiten reducir a un mínimo la probabilidad de pérdida en la ejecución de selecciones punto a grupo (y los retrasos correspondientes en el envío del tono de marcar).

Pueden ahora determinarse los factores que contribuyen a la consecución de una red de conmutación eficaz para la interconexión de abonados. En primer lugar, el grafo de mallas de la red debe abrirse en abanico tan rápidamente como sea posible desde los terminales de la red hacia los conmutadores de la etapa central, para permitir que se al-

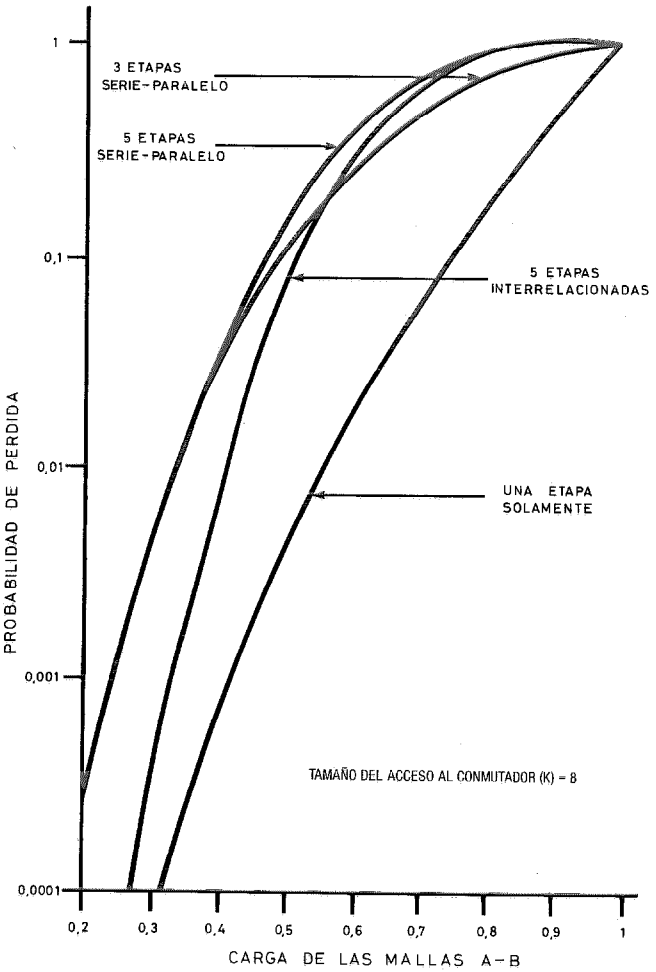


Fig. 3 Características de bloqueo de las redes serie-paralelo e interrelacionadas.

cance una carga por malla eficaz con una contribución razonable al bloqueo total. Esto implica que los conmutadores deben realizar solamente la función de selección de grupo sobre sus propios terminales, que no debe existir ningún cruce de malla en ninguna de las dos mitades del grafo de mallas, ni tampoco debe existir ningún paralelismo entre mallas. Las dos últimas consideraciones se traducen en lo que generalmente se conoce como alineamiento de mallas; es decir, en emplear un único camino desde cualquier conmutador individual de la etapa central a cualquier terminación individual de la red.

El segundo factor más importante en la mejora de la eficacia de la red de conmutación consiste en el empleo de una estructura de interconexión adecuada para relacionar las dos mitades del grafo de mallas, obteniendo así encaminamiento unificado como ya se ha dicho.

Extensión de la función de selección de grupo

Si los conmutadores solamente realizan una función de selección de grupo sobre sus propios terminales, el número de caminos disponibles aumenta rápidamente con el número de etapas y, por lo tanto, con el tamaño de la red. Este hecho puede explotarse parcialmente empleando unas cargas de tráfico por malla elevadas que vayan creciendo a medida que las mallas se encuentren más próximas al centro de la red. El efecto sobre las características de sobrecarga probablemente establece una limitación a la aplicación de esta técnica.

Una solución alternativa para grandes redes consiste en restringir la disponibilidad de las mallas después de las primeras etapas. De esta forma se obtiene el número necesario de caminos para alcanzar la probabilidad de pérdida requerida empleando un número mínimo de etapas, y este número de caminos permanece sustancialmente constante a lo largo del resto de la parte central de la red. La función de las etapas de concentración es en este caso doble. Además del establecimiento de unas cargas por malla eficaces, estas etapas preparan simultáneamente la accesibilidad a las mallas de manera que se puedan cursar estas cargas.

Para incrementar el número de terminales de red puede emplearse la redundancia en los terminales de los conmutadores, resultante de la restricción en la disponibilidad de las mallas. Los conmutadores afectados realizan en este caso una función de selección de línea a una función de selección combinada de línea y grupo sobre sus propios terminales.

Feiner y Kappel [2, 3] han descrito un método de obtener sistemas de mallas eficaces con y sin concentración de líneas, que guarda relación con el presente análisis. Habiendo llegado a la conclusión de que los tamaños de los conmutadores de acceso y las cargas por malla en las redes sin concentración debieran ser iguales en todas las etapas y depender solamente del coste asociado por malla, proponen un factor de acceso (A) definido de tal manera que se correlaciona razonablemente bien con la probabilidad de pérdida de cualquier red arbitraria, tanto en tamaño como en configuración.

El factor de acceso se define como

$$A = mq^s = k^s N^{-1} (1-a)^s$$

en donde

m – es el número de caminos accesibles que conectan cualquier par de terminaciones de entrada y salida
q – la probabilidad de encontrar una malla disponible $(1-a)$
a – ocupación media por malla
s – número de etapas de conmutación
k – tamaño del haz de acceso a cada conmutador individual
N – número de entradas de la red (y salidas).

La ampliación de lo expuesto para incluir los efectos de la *concentración de línea no afecta a las premisas básicas.*

La tabla 1 muestra la relación entre el tamaño óptimo del haz de acceso a los conmutadores k, la carga por malla a, y el coste por salida de conmutador n expresado en número de puntos de cruce [2]. Se incluye también un parámetro q^{-2}, que es el factor por el que debe multiplicarse el número de caminos m, para cada dos etapas añadidas a la red, con el fin de mantener constante el valor de A (y así mantener aproximadamente el valor de la probabilidad de pérdida).

Tabla 1 – Parámetros de redes optimizadas

n	k	a	q^{-2}
0	5,4	0,5	4,0
4	10	0,58	5,7
8	13,5	0,62	6,9
12	16	0,64	7,7
16	18,5	0,65	8,2

La adición de dos etapas a un sistema de mallas simétrico hace que el número de caminos se incremente en una proporción máxima igual al tamaño del haz de acceso a cada conmutador k. La tabla 1 indica que dicho parámetro toma un valor aproximadamente doble al que toma el factor q^{-2} requerido para mantener las características de bloqueo para los valores normales que toma n en la práctica ([2] sugiere unos valores de n entre 5 y 15). Por lo tanto, en la parte central de las grandes redes solamente es necesario emplear alrededor de la mitad de las etapas para realizar la función de selección de grupo. Las etapas restantes pueden emplearse para efectuar una función de selección de línea sobre ambos conjuntos de terminales.

Lo anteriormente dicho da una visión general de la manera en que las funciones de selección de línea y grupo pueden ser distribuidas de una manera eficaz en grandes sistemas de mallas. Todas las etapas realizan selección de línea sobre sus terminales salientes*, y las primeras y las últimas etapas realizan selección de grupo en sus terminales entrantes*. Unas pocas etapas situadas en el centro de la red también efectúan selección de línea sobre sus propios terminales de entrada.

Centrales terminales

Las redes de conmutación de las centrales terminales aisladas, generalmente no son lo bastante grandes para que

* Llamamos "entrantes" a los terminales por los que pasa tráfico entrante hacia el núcleo de la red de conmutación. Análogamente se define el concepto de terminal "saliente".

pueda establecerse claramente el modelo descrito en el apartado anterior y además hay otras varias razones por las que deberá evitarse en la práctica realizar selección de línea en los terminales entrantes de los conmutadores, en opinión del autor. En cada malla situada en el centro de la red de conmutación o adyacente a él, se sitúa frecuentemente algún tipo de enlace. Dicho enlace puede ser un enlace tipo puente de supervisión o simplemente un dispositivo para retención de todos los puntos de cruce del camino establecido. En ambos casos se produce un aumento del coste asociado a cada malla en esta parte de la red que justifica la realización de una concentración del tráfico para conseguir más altas ocupaciones de malla. Consecuentemente será necesario que la función de selección de grupo se continúe realizando en etapas posteriores, en el centro de la red.

Una red de conmutación en la que la función de selección de línea se realiza solamente en los terminales de salida de los conmutadores, es una red en la que el tráfico total que cursa pasa por su etapa central. Esto evita los problemas de desequilibrio de tráfico que pueden ocurrir cuando los módulos de la red de conmutación se interconectan mediante grupos de mallas separados.

Los grupos de mallas separados presentan además el problema de la ampliación y se ha dedicado un considerable esfuerzo de inventiva a simplificar el proceso de redistribución de mallas. Tal redistribución es necesaria solamente cuando la selección de línea se ejecuta sobre los terminales entrantes al conmutador y frecuentemente restringe la capacidad de ampliación de la propia red.

La disposición alternativa, que en su forma simétrica emplea siempre un número impar de etapas, permite las ampliaciones por adición de elementos en lugar de por redistribución. Si la solución más simple para efectuar la ampliación, que se muestra en la figura 4(a), requiere módulos de conmutación excesivamente grandes o proporciona un ritmo de crecimiento inadecuado, puede emplearse la solución alternativa de la figura 4(b).

Las líneas de abonado son generalmente terminaciones bidireccionales y en consecuencia necesitan ser conectadas simultáneamente a una entrada y a una salida del tipo de red de dos lados anteriormente estudiada. Debido a que la red es simétrica, las entradas y las salidas pueden tratarse de la misma forma, de manera que están disponibles dos

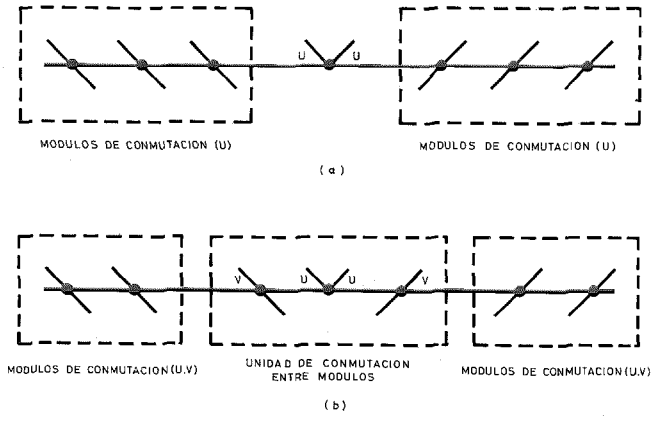


Fig. 4 Soluciones alternativas para ampliación de centrales.
a) etapa única de conmutación entre módulos
b) tres etapas de conmutación entre módulos.

conjuntos de m caminos para interconectar cualquier par de abonados, (excepto para conexiones entre abonados del mismo módulo). Esto constituye un uso claro de elementos redundantes ya que cada terminación de abonado tiene acceso a dos conjuntos de mallas de primera etapa. Los conmutadores de la primera etapa tienen, en consecuencia, un tamaño real doble al que aparentamente deberían tener, y se deben redimensionar en consecuencia.

Mediante la combinación de los conmutadores de la etapa final de una red simétrica con los de la primera etapa, la red puede ser reconfigurada como red con sólo un lado o red plegada. El patrón de interconexión de mallas en este caso se estudia para suministrar acceso desde cualquiera de las mallas de la primera etapa a solamente la mitad del total de mallas, pero podría ser ampliado para restablecer una completa interrelación.

Esta aproximación a base de redes plegadas demuestra que existe una afinidad muy marcada entre dichas redes plegadas y las redes de dos lados, e indica que las diferencias reales en la práctica dependen fundamentalmente de la ejecución física más que de diferencias básicas en los principios de encaminamiento.

Redes multicentral

Las redes de conmutación del tipo descrito en el último apartado pueden ser ampliadas a cualquier tamaño por la simple inclusión de etapas de conmutación adicionales. Feiner y Kappel [2] han demostrado que el tamaño óptimo del conmutador no depende del tamaño de la red de conmutación, sino que depende solamente del coste real por malla, por lo menos fuera de las etapas de concentración. Así, el procedimiento óptimo de ampliar una red de este tipo es el de aumentar el número de etapas de conmutación. Esta conclusión es de una importancia singular si se toman en consideración redes reales de conmutación que se extienden más allá de los confines de un simple enclave geográfico ya que las redes multicentrales presentan, de hecho, tamaños variables dependiendo del plan de encaminamiento de llamadas adoptado.

En teoría es posible ampliar y distribuir una red de este tipo para dar servicio a una gran ciudad o a un país completo, si bien existen factores adicionales que afectan considerablemente a la economía de dicha solución. En primer lugar, el coste por malla cobra una gran importancia y en segundo lugar, el interés común de tráfico entre abonados generalmente disminuye con la distancia. Estos dos factores provocan el que la solución de encaminar todo el tráfico a través de un único punto central sea muy poco rentable, y la mayor parte del tráfico debe volver hacia atrás después de un número limitado de etapas. De esta forma se llega al modelo usual con una estructura jerárquica de centrales, no concibiéndolo desde la perspectiva de las centrales individuales hacia arriba, sino partiendo desde un concepto de red global de conmutación hacia abajo.

Un ejemplo simple de un sistema de mallas multicentral es el representado por el grafo de mallas de la figura 2(d). Una central terminal consta de las etapas A, B y C, mientras que la otra tiene las etapas E, F y G. Las dos centrales terminales están conectadas entre sí y a otras centrales a través de la central de tránsito con una sola etapa de

conmutación formada por todos los conmutadores D. Este podría ser un procedimiento económico de interconectar un cierto número de pequeños concentradores de líneas, pero presenta grandes inconvenientes como solución para enlazar grandes centrales terminales.

En primer lugar, todo el tráfico es encaminado a través de la central de tránsito incluyendo el tráfico local que debe volver hacia atrás en la etapa D. Además, la central a la que se encuentra conectado el abonado llamado, necesitará señalizar con la central de origen para indicarle la identidad de todas las mallas libres existentes entre las etapas D y E que tengan acceso al abonado llamado, para que pueda seleccionarse un camino de abonado a abonado. Esta tarea de señalización probablemente representa una carga excesiva en los canales de señalización, excepto para configuraciones muy pequeñas. Finalmente, la capacidad del conmutador de tránsito a una sola etapa probablemente restringe el número de centrales terminales que pueden conectarse.

No obstante, de la figura 2(d) se deducen ventajas potenciales claras. Las centrales terminales sólo precisan realizar una función pura de selección de grupo entre el abonado y las mallas que conexionan la central con la de tránsito; de esta manera se simplifica la selección de caminos y se minimiza el número necesario de puntos de cruce. No obstante, la mayor ventaja se presenta en la central de tránsito en la que conmutadores independientes entre sí interconectan cada uno solamente una única malla de cada central terminal. Es evidente que, además de la simplificación en el control que se consigue con un dispositivo de este tipo, la cantidad de equipo de conmutación requerido es considerablemente menor que el necesario para una central de tránsito convencional en donde cada entrada necesita tener acceso a cada salida. Parece conveniente intentar aprovechar estas ventajas a nivel general.

El encaminamiento del propio tráfico de la central terminal a través de la central de tránsito, puede evitarse preparando elementos para que dicho tráfico se refleje en la etapa C (y en la etapa E). El grafo de mallas para el tráfico de la propia central es entonces como en la figura 2(c). Si el tráfico de la propia central representase una parte importante del total, no se podría justificar la cantidad de mallas entre centrales necesarias para mantener el grado de servicio requerido en las llamadas cursadas a través de la central de tránsito. Esta situación llegaría a ser extrema si se justificase, por razones de planificación de red, el establecimiento de rutas directas entre centrales terminales. Numerosas rutas serían, en este caso, demasiado pequeñas para formar parte de un sistema de mallas multicentral y precisarán terminar en la etapa A y ser tratadas de forma convencional.

La introducción de técnicas digitales integradas de conmutación y transmisión en las redes estudiadas facilitaría soluciones a los problemas mencionados en este apartado.

Redes digitales

Una ventaja muy importante que se espera obtener del uso generalizado de técnicas digitales integradas es una reducción en los desequilibrios de transmisión que aparecen en las llamadas de larga distancia. En particular, dichos desequilibrios llegarían a ser fundamentalmente independientes del número y longitud de los enlaces de transmisión que intervienen en la llamada. Sería interesante estudiar si, de manera análoga, pudiera conseguirse que las probabilidades de congestión fueran básicamente independientes del número de etapas de conmutación que intervienen en la llamada.

Las centrales terminales concentran el tráfico de un gran número de líneas de abonado sobre un número mucho menor de enlaces con otras centrales, por lo que es inevitable la aparición de algún bloqueo. Si el resto de la red pudiese integrarse en un sistema de mallas autónomo, no sería entonces necesario introducir ningún bloqueo adicional. No obstante en la práctica, como ya se indicó anteriormente, un cierto porcentaje del tráfico debe ser reflejado en cada nivel jerárquico de la red. Esto se traduce inevitablemente en un bloqueo adicional en cada paso jerárquico. Por lo tanto la probabilidad de bloqueo aumentará inevitablemente con el número de etapas de conmutación mientras que los costes asociados con la conmutación y transmisión no lleguen a ser despreciables.

La tendencia durante bastantes años ha sido una rápida reducción en los costes de transmisión, por lo menos para los grandes haces de circuitos, y probablemente continuará siéndolo con la introducción de técnicas integradas digitales. Este último hecho extenderá dicha tendencia a los costes de conmutación. Las consecuencias de cara al futuro parecen concretarse en la tendencia a encaminar más tráfico a través de los centros de conmutación principales y en una disminución del empleo de rutas directas, especialmente de las más pequeñas. Este hecho favorecerá el uso del concepto de sistema de mallas multicentral y podría justificar una reducción en el número de niveles jerárquicos de centrales, reduciendo por lo tanto la dispersión de la probabilidad de pérdida global. Debido al empleo de estructuras modulares y a consideraciones de seguridad de servicio, se equipará un número amplio de mallas entre centrales, lo que conllevará además una reducción en las probabilidades de bloqueo.

Una planificación adecuada de las redes digitales integradas puede hacer posible asegurar que el número de caminos disponible en un sistema de mallas multicentral aumenta con el número de etapas empleadas, como ya se indicó anteriormente. Esto nos llevaría al concepto de encaminamiento más simple, aunque no sea necesariamente el más económico ni el que conlleva un control más sencillo. Una hipótesis más razonable consiste en suponer que el número de caminos necesario para cursar el tráfico entre centrales con cargas eficaces, variará considerablemente de una parte a otra de la red. En resumen, el modelo de conexionado debe ser capaz de tratar esta variación y debería estar basado sobre un número mínimo razonable de caminos en todos los puntos de la red. La figura 5 muestra cómo podrían disponerse.

Una central terminal de mediano tamaño consta de las etapas de conmutación A1, B1, C1 y D1, y en ella el tráfico local y el tráfico dirigido a pequeñas rutas secundarias (si existen) se refleja en la etapa D1. Las mallas entre centrales se representan por líneas de puntos. En la citada figura aparecen representados tres niveles de la central de tránsito (T1, T2 y T3). El lado derecho de la figura 5(a) (etapas A2, B2 y C2), muestra la forma en que podría

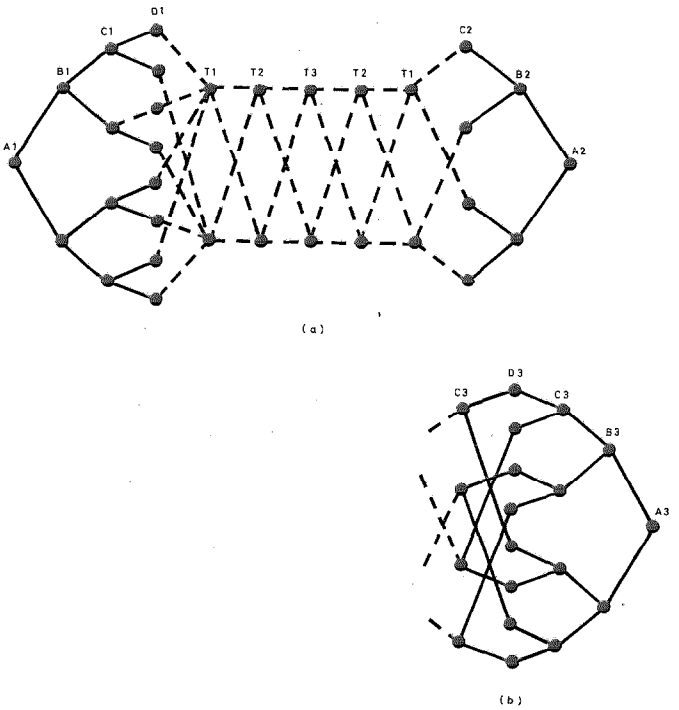


Fig. 5 Sistema de mallas multicentral.

conectarse una central terminal pequeña. Se ha supuesto que las centrales terminales emplean conmutación por división en el espacio (aunque no se ha excluido el uso de conmutación digital), mientras que se ha estimado que las centrales de tránsito emplean conmutación digital para interconexionar mallas de transmisión digital. La figura 5(b) muestra cómo podría conectarse una ruta bastante pequeña a una central terminal de tamaño mediano o grande.

Para permitir una amplia variación en el tamaño de las rutas de enlaces, una central de tránsito tiene, digamos, 6 u 8 secciones de red de conmutación, en cada una de las cuales termina un cierto número de circuitos procedentes de cada una de las centrales a las que está conectada. Esto va en contra del principio de un conmutador por circuito de los sistemas de mallas directas, y naturalmente emplea más puntos de cruce. Esto, no obstante, permite mantener en un valor pequeño la contribución al bloqueo producido en los enlaces entre centrales incluso cuando su número es menor que el número de caminos previstos en las centrales terminales. El número de secciones de tránsito se elige de manera que corresponda con el tamaño del acceso al conmutador de primera etapa que se emplee normalmente en las centrales terminales, si bien este valor no parece ser crítico. Las secciones de tránsito realizan, de esta manera, una función de encaminamiento similar a la ejecutada por los conmutadores B1 y C1 de la central terminal.

En cada sección de tránsito normalmente terminará al menos un sistema PCM de 30 canales desde cada central terminal conectada, y los canales individuales de distribuirán sobre los conmutadores D1 como se ha indicado. En el caso de enlaces con centrales terminales pequeñas y entre centrales de tránsito, puede ser necesario dividir algún sistema PCM (MIC) entre las secciones de tránsito. La manera de efectuar esta división está fuera del alcance de este artículo pero puede afectar al resultado económico global.

A pesar de que las secciones de tránsito se han representado como si se compusieran de un solo conmutador, en la práctica pueden ser redes multietapa sin bloqueo o casi sin bloqueo, las cuales pueden realizarse de una manera económica empleando técnicas de conmutación digital. De esta manera, las centrales de tránsito pueden aceptar la conexión y tratamiento del tráfico proveniente de un gran número de otras centrales. La economía de las técnicas de conmutación digital facilita el empleo de grandes conmutadores y es improbable que se necesiten más de 3 etapas para obtener unos resultados óptimos en la práctica.

La figura 6 compara las cantidades mínimas de puntos de cruce virtuales que se necesitan para centrales de tránsito de 8 secciones empleando una configuración temporal-espacial-temporal (T-S-T) con las que se requerirían para centrales no divididas en secciones de los tipos T-S-T- sin bloqueo y casi sin bloqueo. Los tamaños de los conmutadores temporales se han limitado a múltiplos de los 30 canales de entrada, tal como se refleja mediante las discontinuidades en las curvas. Ningún intento se ha hecho para tener en cuenta los costes asociados a las mallas o la relación de coste entre los puntos de cruce virtuales de conmutadores espacial y temporal.

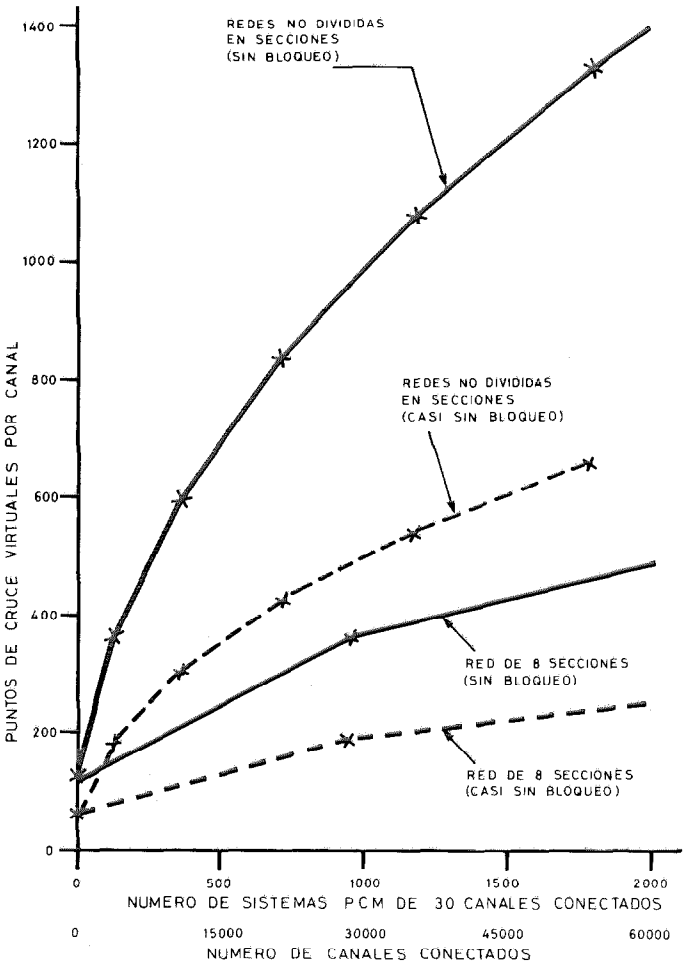


Fig. 6 Comparación entre las cantidades mínimas necesarias de puntos de cruce virtuales para redes de conmutación TST divididas en secciones y no divididas en secciones.

La reducción del número de puntos de cruce virtuales es sustancial si se consideran configuraciones sin bloqueo para ambos casos de red: dividida en secciones y no dividida en secciones. El mismo resultado se obtiene si pueden emplearse en ambos casos redes casi sin bloqueo. No se ha realizado todavía un estudio detallado de las redes divididas en secciones, sin embargo, un estudio de este tipo podría indicar la necesidad de emplear secciones completamente sin bloqueo, mientras que indicaría que se está aceptando cada vez más el empleo de redes casi sin bloqueo para centrales de tránsito digital no divididas en secciones. En estas circunstancias los ahorros en puntos de cruce de la solución con secciones se reducirán sustancialmente. Otros factores, tales como la seguridad contra los efectos de averías en el equipo puede, no obstante, pesar en favor de la solución con secciones.

Las discontinuidades en las curvas de las centrales digitales no divididas en secciones en la figura 6 indican un problema práctico de crecimiento que solamente aparece en la solución de red dividida en secciones para tamaños muy grandes. Esta tendencia conduce al uso de conmutadores temporales en las centrales, no divididas en secciones, que sean mayores que el valor óptimo que debieran tener para facilitar las ampliaciones a los tamaños más grandes.

La realización práctica de un sistema de mallas multicentral depende de la existencia de sistemas de señalización por canal común (CCS) interconectando los procesadores de control de las centrales del sistema. Si limitamos el número de secciones de la central de tránsito a unas 8, sólo es necesario señalizar el número de indicaciones de disponibilidad que correspondan al grupo de enlaces entre las centrales implicadas para poder efectuar la selección de enlaces. Estas indicaciones pueden ser fácilmente incluidas dentro de un único mensaje de señalización por canal común y por lo tanto contribuiría poco o nada, al tráfico adicional del enlace de datos de señalización por canal común.

Conclusiones

Se ha intentado describir algunos de los factores que deben tenerse en cuenta en el diseño de redes de conmutación eficaces. Se ha propuesto tratar la red de conmutación como una entidad completa, más que como un conjunto de elementos separados interconectados.

Se ha introducido el concepto de sistemas de mallas multicentrales como un método de proporcionar redes globales eficaces en un ambiente mixto analógico y digital. Solamente ha sido posible estudiar superficialmente este concepto y son necesarios posteriores estudios para poder evaluar completamente las implicaciones económicas de esta solución. Las tecnologías de transmisión y conmutación digital están evolucionando a gran ritmo y los resultados finales están lejos de vislumbrarse claramente. El concepto de la aplicación de los sistemas de mallas sin bloqueo y readaptables a estructuras tipo multicentral, en los que la naturaleza no expansiva de la configuración permitiría a las diversas etapas ocupar distintas localizaciones geográficas, es una fascinante posibilidad, si bien bastante improbable actualmente.

Referencias

[1] C. Clos: A Study of Non-Blocking Switching Networks; Bell System Technical Journal, marzo 1953, volumen 32, n° 2, págs. 406–424.

[2] A. Feiner y J. G. Kappel: A Method of Deriving Efficient Switching Network Configurations; proceedings of the National Electronics Conference, Chicago, 7 al 9 de diciembre 1970, volumen 26, págs. 818–823.

[3] J. G. Kappel: Design of Efficient Link Systems with Concentration Stages; proceedings of the 7th International Teletraffic Congress, 1973.

Geoff Harland nació en el norte de Inglaterra en 1936. Después de varios años de experiencia práctica principalmente con sistemas de transmisión en línea del British Post Office, estudió en la Universidad de Aston, en Birmingham, donde obtuvo el certificado de BSc en ingeniería eléctrica en 1965. El año siguiente se incorporó a STC en donde ha participado en el desarrollo del sistema de conmutación TXE4.

Después de poner en marcha un equipo de trabajo orientado a estudiar los aspectos de tráfico de los sistemas de conmutación, volvió a la Universidad de Aston en 1971 para obtener el certificado MSc en técnicas de telecomunicación. Desde entonces ha sido el responsable de los estudios de sistemas relacionados con la futura evolución de los sistemas de conmutación, y posteriormente se le ha asignado la coordinación de las actividades de teletráfico en ITT.

Familia de aparatos monedero de uso universal

Una familia de aparatos monedero de uso universal basada en una concepción modular hace posible proporcionar cualquier combinación de una amplia gama de servicios prefijados para cumplir las diversas exigencias de las Administraciones de diferentes países.

E. HEIRBAUT
L. DE MAEYER
D. MOURADIAN
Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes, Bélgica

Inroducción

Cuando se diseña un aparato monedero tanto para el mercado nacional como de exportación, uno de los principales problemas es que la mayoría de las Administraciones telefónicas exigen servicios diferentes, de manera que, en general, es necesario un diseño específico para proporcionar estos servicios particulares. Hasta ahora, las adaptaciones del diseño y la introducción de servicios distintos para una determinada Administración ha entrañado gastos considerables de ingeniería, fabricación y equipo de pruebas, además de necesitar un plazo considerable de tiempo tanto para el desarrollo de prototipos como para la puesta en marcha de las líneas de producción.

Para salvar estas dificultades, un primer objetivo a alcanzar por la familia de aparatos monedero de uso universal fue resolver el problema de adaptación rápida a bajo costo para cumplir diferentes especificaciones, mediante el empleo de módulos normalizados que, agrupados convenientemente, proporcionen cualquier combinación de servicios. Este concepto hace posible entregar prototipos casi inmediatamente y asegura un plazo corto de entrega de unidades de producción normal.

Como paso previo al desarrollo se efectuó una investigación del mercado para determinar qué tipos generales de aparatos monederos eran necesarios, dando como resultado la identificación de los tres tipos siguientes:

- aparato monedero para interiores, utilizado en posiciones atendidas, con posibilidad de llamadas locales y exclusión de llamadas interurbanas (Fig. 1),
- aparato monedero con ranura única, para exteriores, para llamadas locales e interurbanas (Fig. 2),
- aparato monedero de varias ranuras, para exteriores, para llamadas locales e interurbanas, y para llamadas internacionales e intercontinentales (Fig. 3).

Tecnología

Uno de los factores más importantes que influyen en la elección de tecnología es el método de alimentación de los aparatos monedero. En el caso de la familia de aparatos telefónicos monedero de uso universal los aparatos son alimentados por la línea telefónica, de manera que no son necesarias alimentaciones externas o baterías, y en consecuencia se eligió la tecnología CMOS.

Una ventaja importante de la alimentación por línea telefónica es que no se deben tomar precauciones para el caso de fallos en la alimentación, con lo que se reducen los costes. Además al carecer de baterías, se aumenta la fiabilidad, ya que el fallo en éstas es una de las principales averías que tiene lugar en aparatos monederos con este tipo de alimentación. Otra ventaja de la tecnología CMOS, que la hace especialmente útil para esta aplicación, es su gran inmunidad al ruido.

Tabla de abreviaturas

ACB	- botón de cobro y paso a conversación
BC	- botón de cobro por bloques
ECB	- botón de llamada de emergencia

Servicios

Las razones por las que es necesario realizar adaptaciones para cumplir peticiones específicas de las Administraciones se pueden dividir básicamente en dos categorías: el tratamiento de la moneda, y la explotación y conexión con sistemas ya existentes.

Las exigencias de tratamiento de las monedas varían dependiendo del tamaño de las mismas y de los materiales con los que están fabricadas, además de los valores relativos de las monedas entre sí y en relación con las tarifas. Como es muy poco probable que dos países coincidan en estos puntos, el sistema tuvo que ser diseñado para hacer frente al problema de adaptación, cambiando solamente parámetros bien conocidos y predeterminados, para cumplir con una amplia gama de exigencias.

Fig. 1 Teléfono monedero para interiores, para posiciones atendidas.

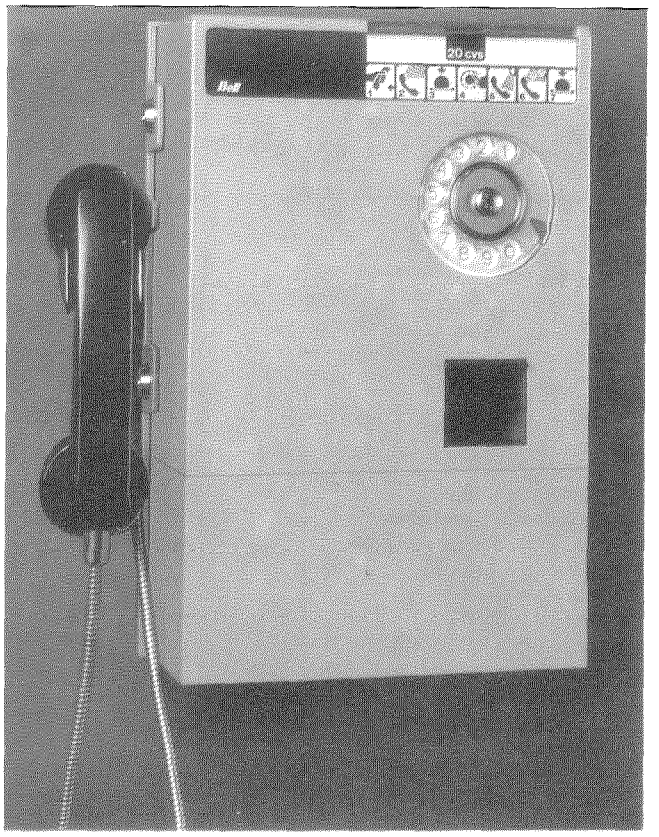


Fig. 2 Teléfono monedero, de ranura única, para exteriores, para llamadas locales e interurbanas.

Fig. 3 Teléfono monedero de varias ranuras para exteriores, para llamadas locales, interurbanas e internacionales.

Las exigencias relativas a la explotación y conexión con sistemas ya existentes son más amplias y presentan tantos aspectos que no es posible proporcionar todas las variaciones posibles con un solo sistema. En consecuencia se tuvo que hacer una selección teniendo en cuenta los servicios más importantes tanto desde el punto de vista de los usuarios como de las Administraciones. Las tablas 1 y 2 muestran los servicios más frecuentes previstos en la familia de aparatos monedero de uso universal.

La variedad de servicios diferentes y el elevado número de posibles combinaciones que pueden ser solicitados por las Administraciones hicieron necesario el diseño de un sistema modular. Los diferentes servicios son proporcionados por diferentes placas impresas, de tal manera que se puede obtener cualquier combinación sin perturbar su funcionamiento mutuo y sin modificar ningún circuito.

Concepto modular

Además de la flexibilidad que se obtiene con un sistema modular, éste también ofrece otras ventajas, tanto a las Administraciones como al fabricante.

En primer lugar, es posible producir rápidamente un prototipo que reuna todos los servicios pedidos, simplemente montando las placas impresas normalizadas que se necesiten. Para iniciar la producción con destino a un nuevo cliente, basta con realizar unos pocos dibujos de fabricación en los que se representen los parámetros previamente determinados de las monedas a utilizar y dar la lista de las placas impresas normalizadas correspondientes a los servicios solicitados. De esta manera los tiempos necesarios para la fabricación de diseños específicos se reducen a los tiempos necesarios para un producto completamente normalizado puesto que no son necesarias piezas o placas impresas especiales. Además, la cantidad mínima para la cual está económicamente justificado el poner en producción una serie, se reduce a unas 50 unidades.

La idea del sistema modular tiene la gran ventaja de que se pueden añadir nuevos servicios "in situ" a aparatos ya instalados, incluso en el caso en que hayan transcurrido varios años desde su instalación. Los costes que entraña la introducción de tales servicios son simplemente el coste del servicio adicional sin costes suplementarios de ingeniería o adaptación.

Desde el punto de vista de la fiabilidad, el sistema modular ha sido valorado en conjunto, ya que lo que se ha sometido a prueba exhaustiva ha sido el concepto completo.

La tabla 3 resume las ventajas del concepto en comparación con el equipo realizado bajo petición del cliente.

Diseño eléctrico

La figura 4 es un diagrama de bloques del nuevo teléfono monedero. Se conecta a la central por medio de los hilos *a* y *b*, siendo su conexión independiente de la polaridad excepto en el caso de cómputo por inversión de polaridad o

Tabla 1 – Características mecánicas de la familia de aparatos monedero de uso universal

Características	Versión para interiores	Versión para exteriores	
		Ranura única	Varias ranuras
Disco giratorio	X	X	X
Botonera de multifrecuencia	X	X	X
Botonera de marcado decimal	–	X	X
Botón de paso a línea directa	X	–	–
Compartimentos independientes abiertos por llaves distintas, para el compartimento técnico (mantenimiento) y para el compartimento de la caja de monedas (recolección de monedas)	–	X	X
Boton para:			
– cobro manual de paso a conversación al obtener respuesta	X	X	–
– cobro en bloques	–	–	X
– llamada de socorro	–	–	X
Instrucciones de manejo por pictogramas	X	X	X
Sistema de filtro de monedas:			
– dimensiones	X	X	X
– peso	–	X	X
– propiedades magnéticas	–	X	X
Placas impresas enchufables para introducir servicios	X	X	X

Tabla 2 – Características electrónicas

Características	Versión para interiores	Versión para exteriores	
		Ranura única	Varias ranuras
Para el usuario			
Petición de pago o indicación de crédito			
– tono de pago	X	X	X
– lámpara de aviso	–	X	X
– indicador de crédito	–	–	X
Indicación de fuera de servicio	–	X	X
Para la Administración			
Traductor de tarifas	–	–	X
Lógica de cobro ajustable según el valor de las monedas	–	–	X
Control de cobro real (Control de fraude)	–	X	X
Control de cifras	X	X	X
Senalización a la operadora:			
– monedas introducidas	–	X	X
– monedas cobradas	–	–	X
Detección de impulsos de cómputo:			
– por inversión de polaridad	X	X	X
– 25, 50 ó 60 Hz	X	X	X
– 12 ó 16 kHz	–	X	X
Control de llenado de la caja de monedas:			
– puesta fuera de servicio del aparato	–	X	X
– señalización a la central	–	–	X
al 75% de llenado	–	–	X
al 100 de llenado	–	–	X
Control de vandalismo	–	–	X
Contador de monedas	–	X	X
Contador de impulsos	–	X	X
Alimentación por la línea	X	X	X

Tabla 3 – Resumen de ventajas de la concepción modular

	Sistema modular	Diseño bajo petición del cliente
Disponibilidad de muestras	1 mes máximo	3 meses mínimo
Tiempo medio para editar información de fabricación	1 mes	6 meses
Tiempo de iniciación de la producción después de editar la información de fabricación	4 meses	6 meses
Cantidad mínima de pedido para cumplir los requisitos especificados	50	1000 mínimo
Posibilidad de introducir servicios adicionales una vez instalado el aparato	Posible a bajo coste	Imposible sin costes importantes
Fiabilidad del sistema	alta	media (sin justificación económica para realizar una valoración total)

señalización de alarma a la central. Se deberá conectar el hilo de tierra *E* si el cómputo es a 35/50/60 Hz o si existe señalización de alarma a la central.

El funcionamiento del aparato telefónico monedero es controlado por los circuitos lógicos que proporcionan la amplia gama de servicios descritos a continuación. En la tabla 4 se recogen otras características importantes del diseño eléctrico.

Tratamiento del crédito

Los teléfonos monedero funcionan en la forma de cobro directo. La detección de un impulso de cómputo se envía a los circuitos lógicos y, dependiendo del importe por impulso de cómputo y del valor de la moneda cobrada previamente, el impulso de cómputo es convertido en un impulso de cobro.

En la versión de varias ranuras, la monedas se cobran normalmente empezando por las de valor más bajo, aunque este orden se puede invertir a petición del cliente. El importe por impulso de cómputo se ajusta fácilmente en los circuitos lógicos por medio de puentes; los pasos de ajuste corresponden a una décima del valor más pequeño

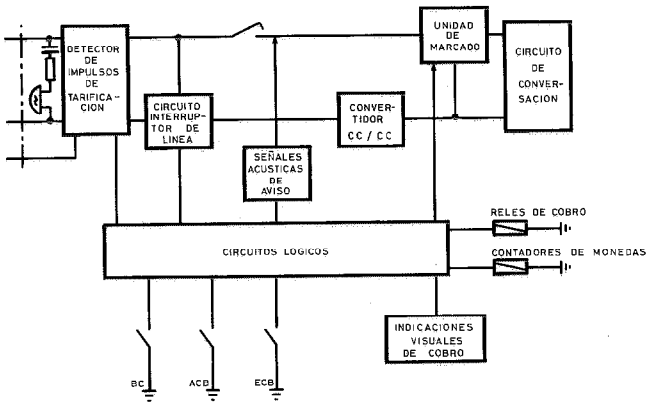


Fig. 4 Diagrama de bloques de la familia de aparatos monederos de uso universal.

Tabla 4 – Características importantes del diseño eléctrico

Llamadas entrantes
Para permitir llamadas entrantes se puede montar un timbre

Detección de los impulsos de tarificación
Las señales de impulsos de tarificación previstas para el sistema son:
- 12 kHz
- 16 kHz
- 25/50/60 Hz
- Inversión de polaridad

Reposición forzada
Un circuito especial provoca una interrupción de línea de 1 s, en el caso de manipulación fraudulenta del teléfono monedero.

Unidad de marcado
Las unidades de marcado que se pueden montar, son:
- disco giratorio
- botonera de marcado decimal QUICKSTEP*
- botonera de multifrecuencia

Adaptador de alimentación CC/CC
Un convertidor de CC/CC facilita la alimentación para todas las funciones electrónicas y electromecánicas del aparato monedero a partir de una caida de tensión de 5 V en la línea telefónica

Circuito de conversación
A petición del cliente, el aparato se puede equipar con un circuito telefónico con o sin ecualización automática

de moneda que se puede cobrar. También en el caso de que se introduzca un nuevo valor de moneda, es suficiente con cambiar las posiciones de unos cuantos puentes en los circuitos lógicos.

Sistema de avisos

Se utilizan dos clases de señales de aviso: acústicas y ópticas. Cuando en los canales de moneda no queda ninguna disponible se produce un aviso visual inicial, consistente en el encendido de un diodo luminoso de color rojo; además, se puede inyectar en la línea telefónica un tono audible de aviso.

* Marca registrada del sistema ITT

En la versión de varias ranuras y a petición del cliente, esta señal audible se puede retrasar hasta que empiece el último período pagado. Igualmente, en esta versión se puede conectar a los circuitos lógicos un indicador de crédito de 4 dígitos.

Dispositivo de temporización

En el propio aparato monedero se puede montar un dispositivo de temporización para que él mismo genere el impulso de tarificación por cada período de temporización en una llamada local. El período de temporización es ajustable, mediante redistribución de puentes, en pasos de 30 s, desde un mínimo de 30 s hasta un máximo de 7 min 30 s. Aproximadamente 15 s antes de que finalice el período de temporización, un tono audible de aviso invita al usuario a depositar más monedas si desea continuar la conversación.

Contadores de monedas/impulsos

Conectados a los circuitos lógicos se pueden montar uno o tres contadores electromecánicos para contabilizar el número de impulsos de tarificación detectados en el aparato monedero o la cantidad de monedas de cada tipo que se han cobrado. Este servicio sólo está previsto en la versión de varias ranuras.

Control de cifras

Se puede montar este circuito para impedir llamadas salientes de categoría especial. Si el número marcado empieza por un primer dígito prohibido o si la cantidad de dígitos marcados excede de un máximo previamente fijado, se produce la interrupción de la línea.

Números de socorro

Otro servicio previsto en la versión de varias ranuras es el marcado automático de un número de socorro tal como bomberos, policía, etc. Pulsando en botón ECB se inicia el marcado automático de un número programado previamente con un máximo de 5 dígitos. Este servicio está siempre asociado con el marcado por botonera de impulsos decimales.

Llamadas a través de operadora

En la versión de varias ranuras están previstas dos funciones para realizar llamadas a través de operadora.

La primera de ellas es un tono de identificación y señalización de valor. Antes de que se haya detectado un impulso de cobro, se envía a la línea un impulso corto de tono cada 2 s para avisar a la operadora que está conectada a un teléfono monedero. Cada vez que se introduce una moneda se envía a la operadora uno, dos o cuatro impulsos de tono dependiendo del tipo de moneda que se ha introducido. Una vez que el importe correspondiente se encuentra depositado, la operadora pide al usuario que pulse el botón BC, de cobro en bloques.

Por la segunda, cuando se pulsa el botón de cobro en bloques, el circuito produce un impulso de cobro aproximadamente cada segundo hasta que todas las monedas existentes en los canales de monedas han pasado a la caja.

Cada vez que se cobra una moneda, se envia un tono a la operadora.

Control de cobro real

Para eliminar el fraude durante el cobro, en el aparato de varias ranuras se ha introducido un dispositivo antifraude. Cada vez que se inicia el cobro, se realizan pruebas de control de paso y de velocidad.

Para el control de paso, por cada canal de monedas existe un fotodetector a la entrada de la caja. Cuanto tiene lugar el cobro, la moneda tiene que pasar por el fotodetector, y si éste no detecta ninguna en un período de 400 ms, se produce la desconexión de la línea (Figs. 5 y 6).

El control de velocidad está previsto para eliminar otro tipo de fraude (Fig. 6). Si una moneda permanece en línea

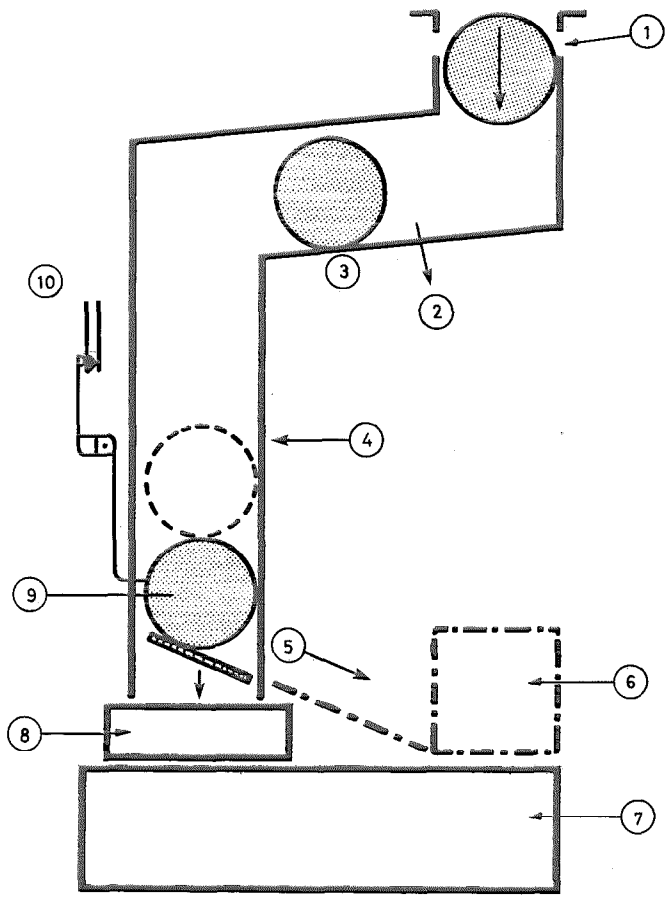


Fig. 5 Croquis del sistema de comprobación de monedas y cobro.
1. Entrada de monedas:
   - espesor máximo
   - diámetro máximo
2. Rechazo de monedas falsas:
   - espesor mínimo
   - diámetro mínimo
   - peso máximo
   - propiedades magnéticas
3. Control de monedas
4. Canal de almacenamiento de monedas:
   - capacidad: 7 máx.
5. Canal de devolución de monedas.
6. Devolución de moneda
7. Caja recaudadora
8. Dispositivo antifraude
9. Posición de espera
10. Contacto de presencia de moneda

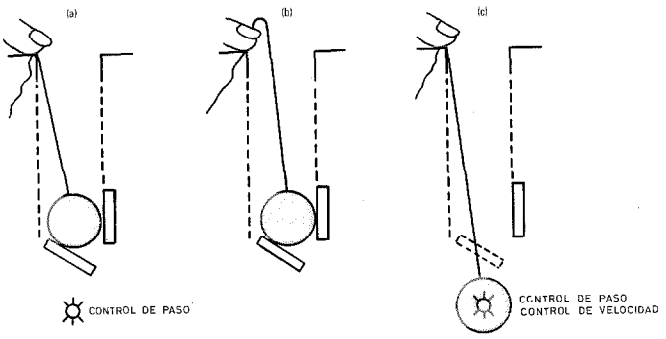


Fig. 6 Controles de paso y de velocidad antifraude.
a) Durante el impulso de cobro:
   - moneda detenida por un hilo

   Dispositivo antifraude:
   - control de paso

b) y c)
   Durante el impulso de cobro:
   - la moneda cae
   - la moneda llega al control de nivel
   - moneda retenida para su recuperación después del impulso

   Dispositivo antifraude:
   - control de paso
   - control de velocidad

con el fotodetector durante más de 100 ms, se produce la desconexión de la línea.

Por último, una vez que una moneda ha sido detectada por el fotodetector, una trampa mecánica de monedas impide que ésta sea retirada (Figs. 7 y 8).

Alarmas generadas por el aparato monedero

Se produce un estado de alarma cuando la línea telefónica se interrumpe durante más de 2 s y en la central no se ha detectado corriente de fugas (de aproximadamente 3 mA) entre el hilo *b* y tierra *E*.

También se producen alarmas en los siguientes casos:
- si el aparato monedero completo se desmonta de la pared,
- si la tapa de la caja de monedas o la propia caja son retiradas sin emplear la llave adecuada, o si no se ha colocado la caja de monedas antes de cerrar su compartimento,
- si se abre la cubierta superior sin utilizar su llave,
- si se roba en el aparato,
- si la caja de monedas está llena.

Para detectar el estado de alarma, se necesita en la central un circuito de guarda por la línea del aparato telefónico monedero.

Conclusiones

La familia de aparatos monedero de uso universal ha demostrado ya la validez de su diseño al haber sido aceptada en varios mercados nuevos con diferentes características. Este concepto modular permite entregar aparatos monedero que cumplan estas diferentes características simplemente montando las placas impresas correspondientes a cada aplicación particular. Así, en contraste con los dise-

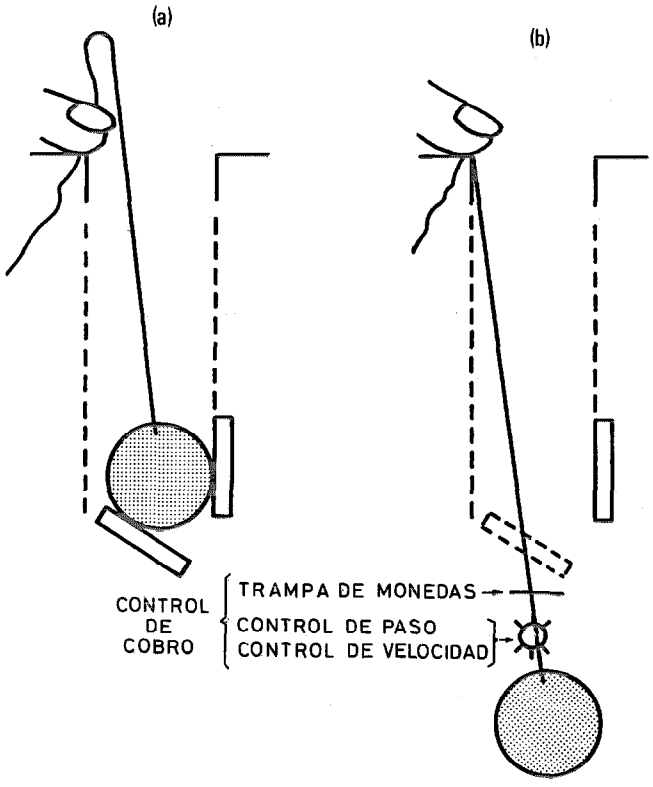


Fig. 7 Trampa de monedas antifraude:
a) Durante el impulso de cobro:
- la moneda cae
- la moneda pasa el control con la velocidad debida
- la moneda es retenida para recuperarla después del impulso
Dispositivo antifraude:
- control de paso
- control de velocidad
- trampa de monedas
b) Dispositivo antifraude

ños anteriores, no fue necesaria información adicional de fabricación o equipo adicional de pruebas, y se redujo considerablemente el tiempo y los errores de puesta en fabricación. Este diseño abre así un campo completamente nuevo en la normalización de aparatos monederos.

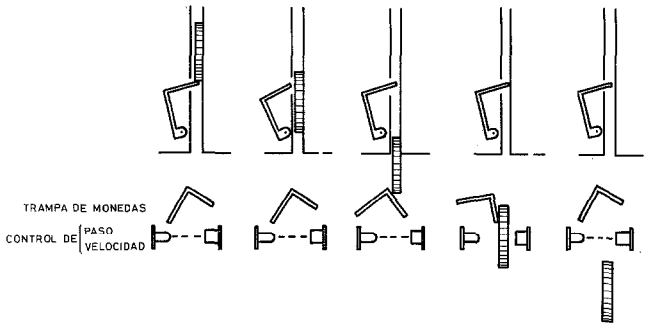


Fig. 8 Croquis de la trampa mecánica de monedas.

Edmond Heirbaut nació en Beveren-Waas, Bélgica, el año 1929. Recibió el título de ingeniero mecánico por la Universidad de Lovaina en 1954. Después del servicio militar ingresó en la División de Aparatos de BTM Amberes el año 1956, donde trabajo como ingeniero de desarrollo. En 1962 pasó a la División de Audiocomunicaciones donde contribuyó al desarrollo del aparato monedero ITT, y en 1975 se hizo cargo del diseño del sistema de la familia de aparatos monedero de uso universal.

Ludwig de Maeyer nació en Merchtem, Bélgica, el año 1948. En 1971 obtuvo el título de ingeniería electromecánica por la Universidad de Lovaina. Después del servicio militar, ingresó en BTM el año 1973, donde trabajó como ingeniero de desarrollo en la División de Audiocomunicaciones. En la actualidad es director de desarrollo electrónico en el departamento de la división de aparatos telefónicos monederos.

Dikran Mouradian nació en 1931. Estudió en la Universidad de Lieja y recibió el título de ingeniero electrónico en 1959. Al año siguiente ingresó en BTM como ingeniero de desarrollo en la División de Comunicaciones Privadas. En 1965 pasó a dirigir el grupo de desarrollo de PABX. En 1973 pasó a la División de Audiocomunicaciones como ingeniero-jefe, pasando a director de producto en 1977.

Equipo télex marino MICROROTOR

El equipo MICROTOR* es una segunda generación de los sistemas de télex marino y proporciona a los barcos un servicio de comunicaciones de cobertura mundial con un coste mucho más reducido que los sistemas de comunicaciones marítimas por satélite.

P. A. HOLLIDAY
International Marine Radio Company, Londres, Reino Unido

Introducción

Desde sus comienzos, las radiocomunicaciones marítimas han sido, principalmente, telegráficas con código morse. Sin embargo, este procedimiento de comunicaciones tiene muchas desventajas: se necesita un operador experto y los mensajes sólo pueden ser recibidos durante el tiempo en el que el operador está a la escucha. Además, el código morse es susceptible a las interferencias, con una alta probabilidad de errores, especialmente en la transmisión de números y datos codificados. Los sistemas de comunicaciones marítimas por satélite pueden solucionar estos problemas, pero actualmente los elevados precios de los equipos y el coste de las conferencias restringen su uso.

Con un coste mucho más reducido, los sistemas de comunicaciones de a bordo se pueden mejorar considerablemente mediante el equipo TOR, que interconecta un teleimpresor normal con el equipo de radio del barco, proporcionando sistemas de detección y corrección automática de errores. La única característica especial que se requiere en los equipos transmisor y receptor del barco es que la estabilidad y precisión de las frecuencias sean elevadas, requisición que es cumplida fácilmente por los equipos sintetizadores actuales.

El servicio marítimo TOR fue introducido por primera vez en 1970 y actualmente muchas estaciones costeras atienden este servicio en todo el mundo. El sistema TOR proporciona el servicio 24 horas al día, independientemente de la presencia de un operador, ya que el equipo está en espera y funciona automáticamente cuando se produce una llamada. El mensaje se envía rápidamente y sin errores, y en condiciones normales de operación el acceso se obtiene de forma virtualmente instantánea.

Todos los equipos TOR para uso marítimo deben cumplir la Recomendación 476-1 del CCIR y sus ediciones sucesivas, que describen un sistema TOR simplex adecuado par su uso en los barcos y estaciones costeras. El sistema MICROTOR es un sistema de segunda generación que cumple todas las especificaciones de esta recomendación.

Recomendación 476-1 del CCIR

Esta recomendación describe tres modos de funcionamiento, PAR que suministra detección y corrección de errores, y CET y CET selectivo que suministran detección de errores sin facilidades de corrección.

En todos los modos de funcionamiento la transmisión al teleimpresor es asíncrona a 50 Bd con señalización arranque-parada y 5 elementos de información que se corresponden con los del Alfabeto Telegráfico Internacional n° 2. Como no es posible realizar la detección de errores en este código, el sistema MICROTOR lo convierte en un código de relación constante de 7 elementos que contiene 4 elementos positivos y 3 negativos. De las 35 combinaciones posibles de este código de 7 elementos, se usan 32 para representar el código ATI n° 2; las 3 combinaciones restantes, denominadas RQ, alfa y beta, se reservan para funciones operacionales. El código de 7 elementos resultantes se transmite síncronamente a 100 Bd.

Tabla de abreviaturas

CCIR	- Comité Consultivo Internacional de Radio
CET	- corrección de errores de transmisión (FEC)
CS	- señal de control
EPROM	- memoria de sólo lectura programable, con posibilidad de borrado
E/S	- entrada/salida
LSI	- circuito integrado en gran escala
PAR	- petición automática de repetición (ARQ)
RAM	- memoria de lectura-escritura de acceso aleatorio
TOR	- transmisión télex por radio
UCP	- unidad central de proceso
USART	- transmisor-receptor universal síncrono-asíncrono

Modo PAR (ARQ)

En el modo PAR, la estación origen del mensaje transmite un bloque de 3 caracteres y espera para recibir una señal de control, un carácter de 7 elementos, transmitido por la estación de destino.

La estación origen numera cada bloque como bloque 1 ó como bloque 2. La estación de destino transmite la señal CS 1 para solicitar la transmisión del bloque 1 y la señal CS 2 para el bloque 2. Cuando la estación de destino recibe uno o más caracteres erróneos (los caracteres que no cumplen la relación constante del código), se solicita la repetición del mismo bloque repitiendo la misma señal de control.

Si una señal de control se recibe errónea en la estación origen, ésta transmite un bloque que contiene 3 caracteres RQ. La respuesta al carácter RQ es repetir la señal de control, independientemente de haber recibido bien sólo uno, o dos, o los tres caracteres RQ transmitidos por la estación origen. Durante los ciclos de repetición no se transmite ninguna información al teleimpresor hasta que ésta es correcta. El tiempo de transmisión de un bloque de 3 caracteres de 7 elementos a 100 Bd es de 210 ms. El tiempo de espera entre bloques para recibir la señal de control es de 240 ms. El tiempo de ciclo de impresión en el teleimpresor de cada bloque de 3 caracteres es de 450 ms. La figura 1 presenta el diagrama de tiempos del funcionamiento básico de una conexión PAR.

* Marca registrada del sistema ITT

Las comunicaciones en modo PAR sólo se cursan entre una estación origen y una estación destino pues se producirían conflictos si existiese otra segunda estación de destino. Por esta razón se incorpora en el sistema un dispositivo de llamada selectiva. Se asigna a cada estación un indicativo de 5 dígitos que el equipo traduce a una secuencia de 4 caracteres y 2 RQ que transmite la estación origen para establecer una comunicación selectiva. Sólo después de haber recibido la secuencia completa de la llamada selectiva y haber identificado su propio indicativo, la estación de destino responde transmitiendo las señales de control.

Los procedimientos de transmisión incluyen la posibilidad de cambiar la dirección del tráfico entre las estaciones origen y destino, así como liberar la comunicación cuando ya se han transmitido todos los mensajes entre las dos estaciones. En el caso de que el tráfico no se pueda seguir cursando debido a que se reciban constantemente bloques erróneos, un procedimiento de reconexión permite a la estación origen volver a generar la llamada y a la estación destino permanecer en espera hasta recibir la nueva llamada con la esperanza de que la conexión pueda ser reestablecida.

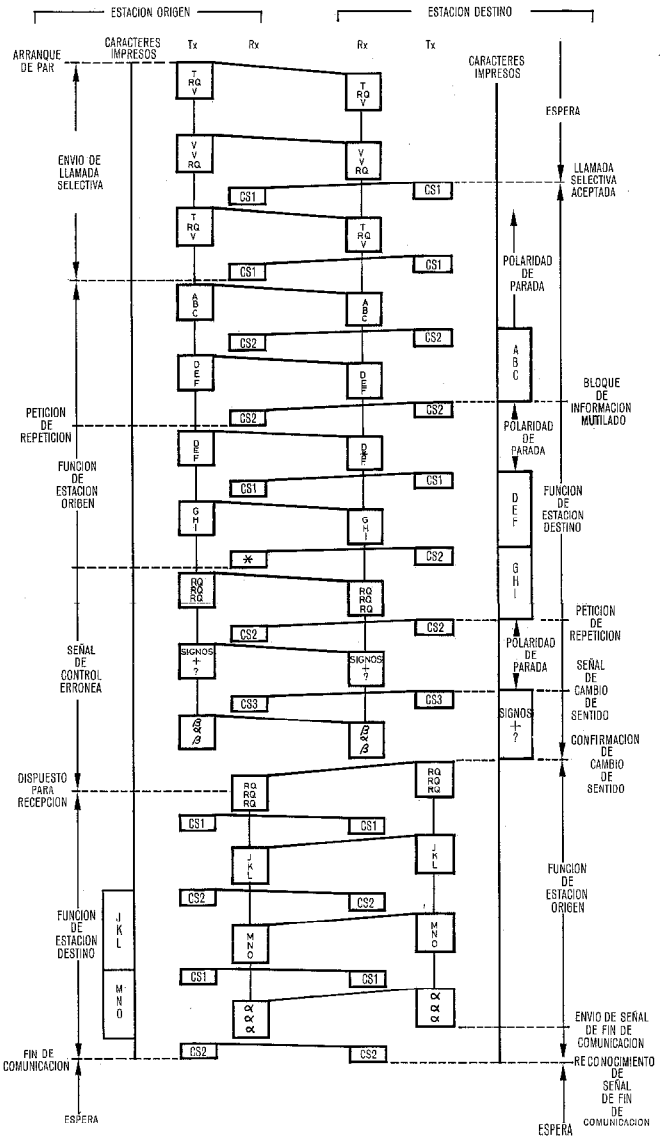


Fig. 1 Diagrama de tiempos: modo PAR.

CET (FEC) y CET selectivo

El modo CET es un modo de difusión de comunicaciones en el que el tráfico desde la estación origen puede ser recibido por muchas estaciones destino.

En este modo, cada carácter de 7 elementos se transmite dos veces con una diversidad en el tiempo de 280 ms. En el comienzo de una transmisión CET, la estación origen envía una secuencia de sincronismo con señales RQ y alfa alternadas. Las estaciones receptoras cambian su estado de espera al de recepción CET al recibir dos parejas consecutivas de la señal de sincronismo. La señal de sincronismo permite a las estaciones receptoras determinar también los intervalos de tiempo asignados para la primera transmisión de un carácter (DX) y su transmisión repetida (RX).

Una vez que se han enviado las señales de sincronismo se puede transmitir el mensaje desde el teleimpresor. Los primeros caracteres deben ser un retorno de carro y un salto de línea, ya que el equipo produce una polaridad de parada al teleimpresor hasta que acepte uno cualquiera de los dos caracteres. Cuando el equipo recibe sin error al menos una de las dos transmisiones, DX y RX, de cada carácter, lo escribe en el teleimpresor. Cuando ambas transmisiones son erróneas, el teleimpresor escribe un espacio como señal de error. Cuando el receptor recibe una señal de fin de transmisión o el nivel de errores alcanza un nivel inaceptable, el equipo se desconecta automáticamente y pasa al estado de espera nuevamente. La figura 2 presenta el diagrama de tiempos en una conexión CET.

Cuando un barco está en puerto está prohibido transmitir en las bandas de RF y por tanto no puede usar el modo PAR. Si una estación costera tiene mensajes para un barco en esta situación, puede enviárselos en modo CET, pero estos mensajes pueden ser recibidos también por todos los demás equipos TOR dentro del alcance de la estación y sintonizados en esa frecuencia.

Una forma modificada del modo CET, conocida como CET selectivo, incorpora la facilidad de llamada selectiva del modo PAR y es adecuada para este propósito. La transmisión comienza como una transmisión CET pero después de la secuencia de sincronismo se envía el indicativo de la llamada selectiva. El indicativo de llamada y todo el mensaje se envía en código de 7 elementos invertido sustituyendo los elementos positivos por negativos y viceversa. Todas las estaciones que sincronizaron la señal CET, reciben todos los caracteres como erróneos y se desconectan inmediatamente pasando automáticamente a espera. Solamente la estación que identifica su código selectivo invertido conmuta la recepción CET selectiva y recibe el tráfico transmitido.

En el modo CET selectivo todos los datos recibidos están invertidos, pero respecto a todas las demás características el funcionamiento es idéntico al modo CET normal de difusión de mensajes.

Diseño del equipo

El sistema MICROTOR ha sido diseñado con la familia de componentes LSI del microordenador 8080A. El esquema de bloques del equipo se ha representado en la figura 3. Los circuitos integrados del microprocesador 8080A conjuntamente con los del generador de reloj y los

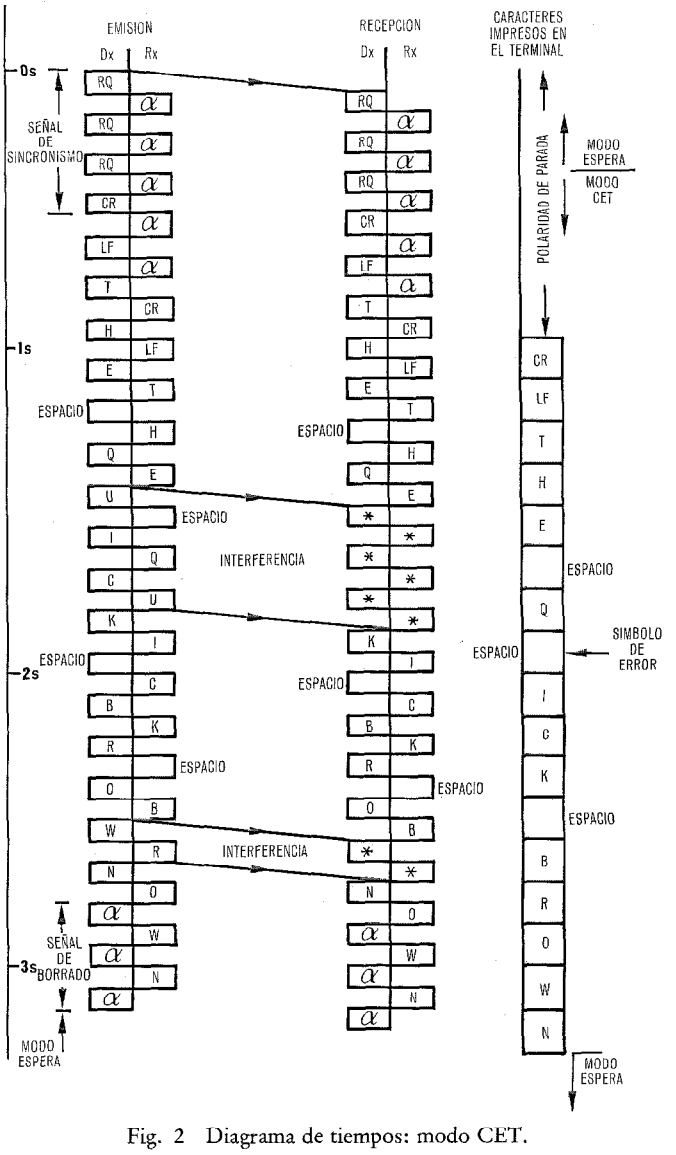


Fig. 2 Diagrama de tiempos: modo CET.

del controlador de sistemas, constituyen una UCP de 8 bitios con capacidad de memoria de 64 koctetos y hasta 256 puertos de E/S.

La frecuencia de reloj, controlada por cristal, es de 2 MHz y proporciona un tiempo mínimo de instrucción de 2 μs. También se incluye un sistema vectorial de interrupciones de un nivel. Por división del reloj de 2 MHz se obtienen señales de onda cuadrada de 20 kHz, 800 Hz y 100 Hz utilizadas por los circuitos de E/S serie.

Los programas del sistema MICROTOR están contenidos en 6 circuitos EPROM (memorias programables de sólo lectura que pueden ser borradas). Cada memoria almacena 1 kocteto. Las direcciones de memoria son contiguas y comienzan en la dirección de base cero. Los 256 octetos de memoria RAM stática proporcionan 128 octetos para registros internos del programa y para funcionamiento de la memoria de apilado y 128 octetos para almacenamiento tampón de caracteres del teleimpresor. Esta memoria está colocada entre las direcciones 4000 y 40FF hexadecimales.

El sistema dispone de tres dispositivos E/S en paralelo, con 24 líneas cada uno, programables como entradas o salidas. Uno se utiliza para controlar las 23 lámparas indicadoras del panel frontal. El segundo lee, a través de dos matrices de diodos, la posición de los 5 conmutadores rotativos programables digitales del panel frontal con los que se selecciona el indicativo de llamada selectiva de la estación de destino del mensaje y el conmutador interno de 20 circuitos que permite programar el indicativo de llamada selectiva de la estación propia. El tercero lee el estado de los pulsadores del panel frontal y maneja las funciones de control internas y externas.

Como ejemplo de las funciones de control interno se pueden citar las de liberar y bloquear los relojes de transmisión y de recepción y reconocer las transiciones de la salida del demodulador para ajustar las transiciones de la señal recibida con las del reloj de recepción para mantener

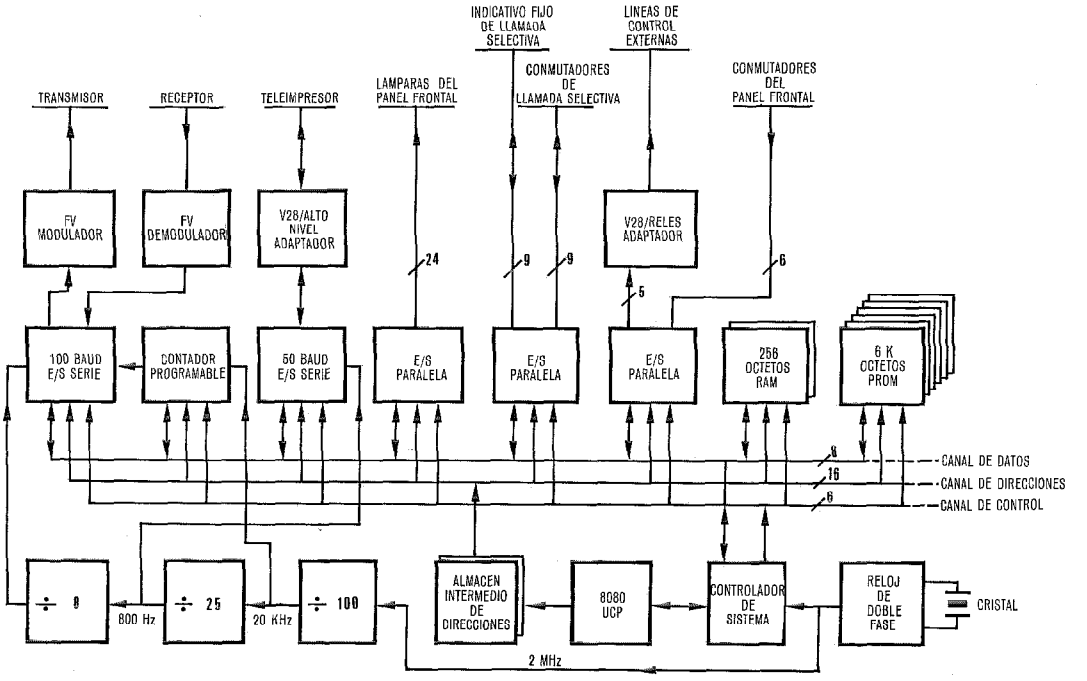


Fig. 3 Esquema de bloques del equipo MICROTOR.

su sincronización. Entre las funciones de control externo se incluyen las líneas del manipulador del radiotransmisor y silenciador del receptor.

El grupo de dispositivos E/S serie dispone de dos canales de datos que están realizados mediante dos circuitos integrados USART programables. Uno es un canal asíncrono a 50 Bd que envía y recibe datos de un teleimpresor dúplex a través de un adaptador de corriente continua. Este USART asíncrono está programado para un bitio de arranque, 5 bitios de información y uno y medio de parada, y para una frecuencia de reloj 16 veces mayor que la velocidad de datos. Tanto la entrada de reloj de transmisión como la de recepción están conectadas a la señal de 800 Hz obtenida del reloj de la UCP.

El otro canal es un enlace síncrono a 100 Bd que envía al radiotransmisor y recibe del radiorreceptor los datos a través de un modem de frecuencias vocales. Este USART síncrono está programado para 7 bitios de datos y una frecuencia de reloj igual a la velocidad de transmisión. El reloj de recepción debe sincronizarse a la señal recibida. Para conseguir esto, la señal de 20 kHz obtenida del generador de reloj de la UCP se divide mediante un contador programable por 198, 200 ó 202: esta relación se puede modificar bajo control del programa. El resultado es una señal de 100 Hz nominales con ± 1% de desviación que sigue a la señal recibida. De esta forma se consigue una alta probabilidad de sincronización correcta con los datos del modem, ya que en estas condiciones cada bitio de información se puede muestrear en su punto medio.

La sincronización del reloj de transmisión se obtiene por dos caminos. En el modo PAR cuando el equipo MICROTOR funciona como estación de destino, el reloj de transmisión se obtiene del reloj de recepción pero manteniendo la relación de división en 200 mientras dura la transmisión. Esto asegura que los datos transmitidos por la estación destino están sincronizados con el reloj de la estación origen. Sin embargo, cuando el equipo MICROTOR funciona como estación origen, el reloj de transmisión se obtiene de la señal de 100 Hz fija que proporciona el generador de reloj de la UCP. Los relojes de transmisión y recepción son conectados o desconectados bajo control del programa ya que en el modo PAR la comunicación es en forma simplex en la que los datos se envían en bloques en cada dirección.

El modem de frecuencia vocal tiene una frecuencia central de 1700 Hz con una desviación de ± 85 Hz. Un oscilador RC de alta estabilidad con un suave cambio de fase durante la conmutación de frecuencia en el modulador, permite minimizar la distorsión de las señales recibidas en la estación distante. El demodulador es del tipo limitador-discriminador con filtros antes y después de la detección y restauración automática del nivel de continua de la señal de salida del discriminador. De esta manera es posible obtener una señal de salida relativamente poco distorsionada cuando la frecuencia central de la señal de entrada no es exactamente 1700 Hz.

El adaptador del teleimpresor se puede cambiar por un bucle de alto nivel con corriente de simple o doble polaridad e interfaz CCITT V. 28 de bajo nivel. Todos los circuitos de control externo son contactos de relés y algunos de ellos se pueden cambiar también a nivel V.28.

Diseño del programa

Los programas del sistema MICROTOR se han escrito en lenguaje ensamblador y ocupa casi 6 koctetos. En la figura 4 se detalla esquemáticamente la organización de los diferentes programas. Cuando se conecta el equipo, o siempre que se actúa el pulsador de espera del panel frontal, se genera una señal de inicialización que lleva al contador de programa a la dirección cero. La rutina de inicialización comienza en esta dirección de base: prohibe las in-

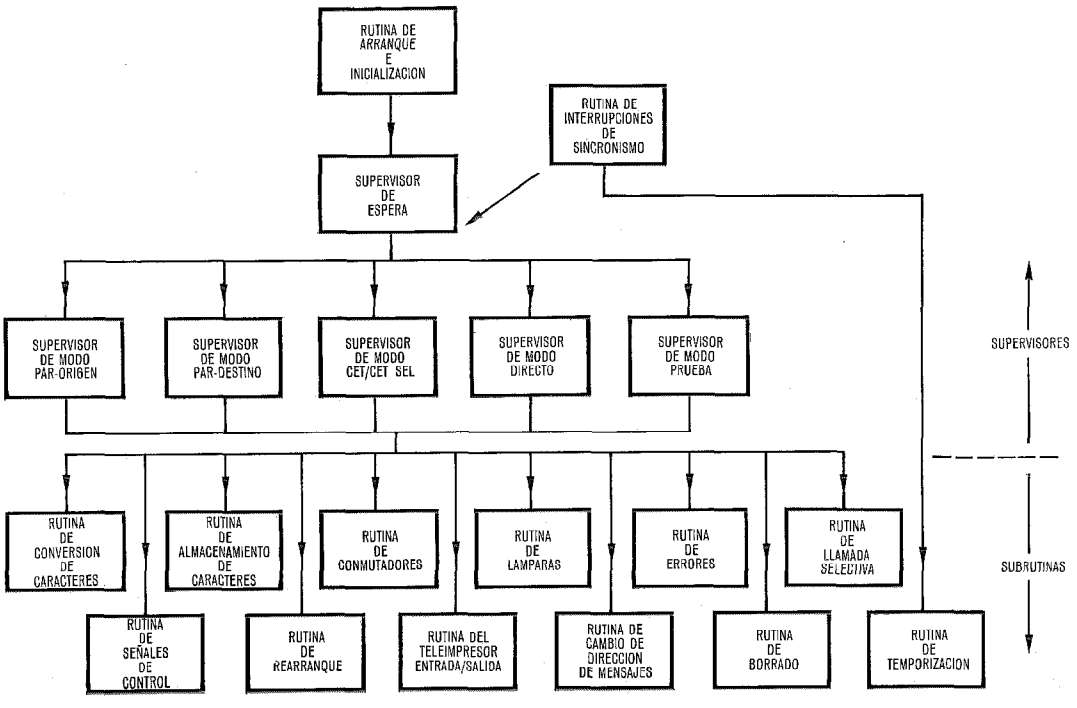


Fig. 4 Organización de la programación del equipo MICROTOR.

terrupciones, borra todas las memorias RAM, inicializa el indicador de la memoria de apilamiento y todos los otros indicadores y variables requeridos por los programas, e inicializa todos los circuitos de E/S programables. Después permite las interrupciones y el contador de programa salta al comienzo de la rutina supervisora de espera: esta rutina es un bucle con salidas a los supervisores operacionales de cada modo de funcionamiento. Una salida del bucle ocurre cuando se recibe una llamada con el código propio de llamada selectiva, en cuyo caso el programa salta al supervisor de recepción PAR, o si se recibe una secuencia de sincronización y entonces salta al supervisor de recepción CET. Alternativamente se produce una salida del supervisor de esperas cuando se actúa un pulsador del panel frontal: entonces el programa salta al supervisor de envío adecuado o a las rutinas de prueba, dependiendo de la función del pulsador actuado.

Todos los supervisores de modo funcionan de una manera similar. Consisten en bucles de programa que contienen principalmente pruebas seguidas de saltos condicionales a subrutinas; o de saltos incondicionales, cuando las subrutinas se llamar sistemáticamente. Los parámetros se transfieren entre los supervisores y las subrutinas mediante octetos en un acumulador o bien direcciones en una pareja de registros en el microprocesador 8080 A.

Una interrupción genera un vector a la dirección hexadecimal 0038. Esta interrupción se genera tanto por el flanco de subida como por el de bajada del impulso de reloj de recepción de 100 Bd y el tratamiento de la interrupción está diseñado para determinar qué relación de división debe ser utilizada en el contador programable descrito en la sección de diseño del equipo.

La rutina de tratamiento de la interrupción utiliza aproximadamente el 5% del tiempo de la UCP mientras que el 95% restante se usa principalmente en los bucles de los supervisores y en las esperas de entrada o salida de caracteres en los dispositivos E/S serie. Sólo unos pocos cientos de microsegundos se utilizan en procesar ese carácter antes de volver nuevamente el bucle de supervisión a una condición de espera.

Varias rutinas de autoprueba se han incluido en el sistema MICROTOR y se pueden llamar en el modo prueba mediante el teleimpresor. En particular dos rutinas de prueba verifican el estado de las memorias EPROM y RAM. En cada bloque de 1 kocteto de programa se incluye 1 octeto de prueba, dispuesto de tal forma que cuando se realiza una función "o exclusivo" octeto a octeto en todo el bloque, incluyendo el octeto de prueba, el resultado debe ser el hexadecimal FF (todos 1). Cualquier otro resultado indica un fallo en ese bloque que corresponde a un único circuito integrado de memoria de programa EPROM. La prueba de las memorias RAM consiste en escribir y leer, comparando el resultado, todos los números de 00 al FF hexadecimales en todas y cada una de las direcciones de la memoria. En el caso de encontrar algún fallo, se escribe un mensaje de error en el teleimpresor.

Este tipo de pruebas se apoya en el buen funcionamiento de la UCP y otros circuitos para verificar que el equipo funciona correctamente. Estas pruebas se realizan por el operador principalmente como pruebas de confianza en el equipo. Para determinar los fallos a nivel de componente se han diseñado otras rutinas de análisis para personal de mantenimiento.

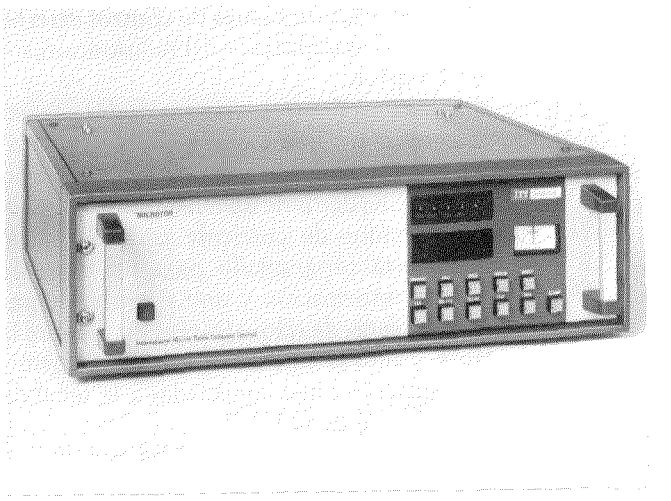


Fig. 5 Aspecto general del sistema MICROTOR.

Construcción

El equipo MICROTOR se ha construido en práctica de equipos estándar de 19 pulgadas con una altura de 3 unidades (133 mm) para ser instalado en un bastidor.

La alimentación se ha instalado en el panel posterior para permitir una buena disipación del calor producido por los reguladores de voltaje, y todas las conexiones externas también han sido colocadas en la parte posterior. La mayoría de los componentes electrónicos se han instalado en 6 tarjetas de circuito impreso: tarjeta de modem, tarjeta de UCP, tarjeta de memoria, tarjeta de E/S paralelas, tarjeta de E/S serie y tarjeta adaptadora. Estas tarjetas se enchufan en otra tarjeta madre horizontal y se mantienen en su posición correcta mediante guías. La tarjeta madre dispone de dos posiciones libres para permitir la futura expansión del sistema.

Directamente detrás del panel frontal se fija un módulo que contiene dos tarjetas enchufables de interruptores, otra tarjeta enchufable de señalizaciones luminosas y otro circuito impreso con el conmutador rotatorio programable digital de 5 secciones (Fig. 5), todo enchufado sobre otra tarjeta madre vertical. Se utiliza cable plano y conectores de desplazamiento aislados para interconectar todas las tarjetas de circuito impreso de los paneles frontal y posterior con el cuadro principal del equipo. Cuando la unidad está completamente montada, queda completamente apantallada para asegurar un nivel muy bajo de interferencias de radiofrecuencia.

Philip A. Holliday, nacido en 1947, recibió su educación básica en el Nottingham High School, estudiando después electrónica en la Universidad de Salford, donde obtuvo su graduación BSc. En 1973 se unió a la compañía IMRC, como ingeniero de desarrollo, trabajando en equipos marinos de radio. Actualmente es jefe de proyecto en los Laboratorios de Desarrollo.

Nueva generación de equipos de traslación de canales y grupos

La División de Transmisión de Standard Eléctrica, S. A., ha desarrollado un nuevo sistema de traslación de canales y grupos de acuerdo con la práctica de equipos VSEP* para sustituir al equipo anterior en versión IM.

La técnica de modulación empleada en la nueva generación de canales es la de premodulación. Esta técnica requiere un mayor número de portadoras que la modulación por pregrupo pero presenta la gran ventaja de la intercambiabilidad total de las unidades de canal, ya que la unidad de canal es única.

La tecnología empleada en la fabricación de los filtros de canal sigue siendo LC. Esta tecnología presenta una menor dependencia de la mano de obra especializada y de la materia prima en la fabricación de dichos filtros.

La reducción de espacio conseguida en el nuevo sistema con respecto al anterior ha sido de un 25%, aunque no ha sido éste el objetivo principal de la nueva generación de equipos. Esta reducción de espacio ha sido posible gracias a la alta densidad de equipado de componentes, a la gran integración de los circuitos electrónicos sin recurrir a las híbridas de diseño por encargo y a la utilización de las técnicas de película gruesa para la fabricación de redes resistivas.

La flexibilidad del nuevo equipo se ha aumentado extraordinariamente con respecto a la versión IM, tanto por la técnica de modulación empleada, como por las posibilidades que ofrece la práctica de equipos VSEP y por el equipado de la columna, que es el siguiente:

- Una unidad de alimentación con la posibilidad de trabajar en paralelo con la columna adyacente.
- Un suministro de portadoras de canales y de grupo único.
- Cinco equipos de traslación de canales con receptor piloto de grupo y CAG de grupo incorporados con carácter opcional.
- Un equipo de traslación de grupo.
- Una unidad de alarma.

De esta forma 60 canales de FV pueden trasladarse a la banda 312–552 kHz constituyendo de esta forma un grupo secundario básico, en una sola columna.

Standard Eléctrica, S. A., España

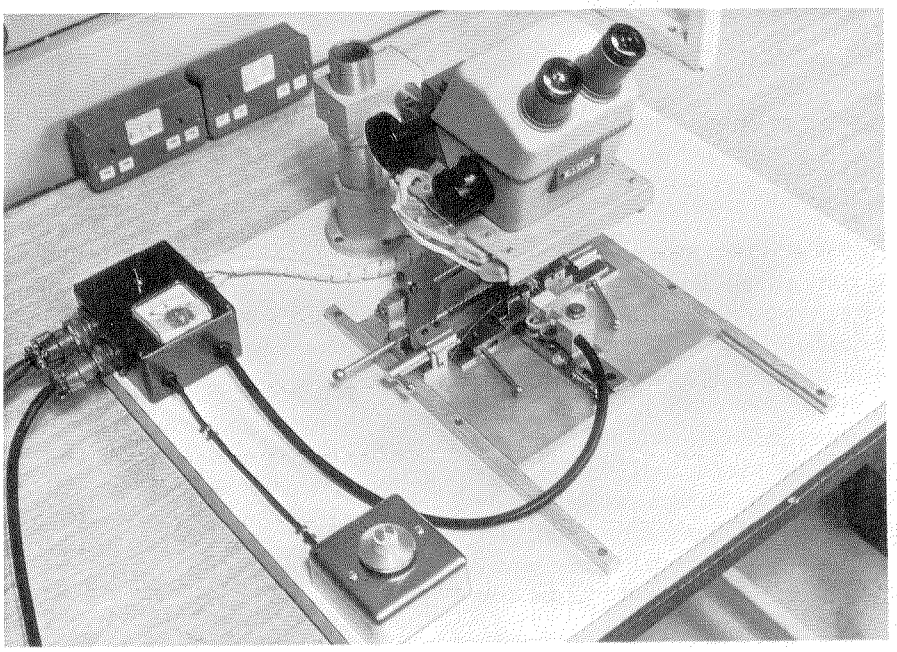
* Marca registrada del sistema ITT

Equipo de empalme de fibras ópticas

Un aparato para empalme de fibras ópticas, tipo OFSK-01, está ahora disponible procedente de nuestra División de Fibras Opticas. Este equipo permite realizar de forma sencilla uniones permanentes entre fibras de sílice fabricadas mediante deposición química en la fase de vapor o procesos similares, y ha sido ya probado bajo condiciones reales en el campo. El equipo completo consiste en una unidad de alineamiento mecánico montada sobre una pesada base, un microscopio estéreo, lámparas fluorescentes para iluminación y lámparas ultravioleta para endurecer el empalme.

Las fibras se alinean utilizando un tubo Pyrex de pequeño diámetro interno que colapsa sobre la fibra al aplicarse calor. Un tubo hipodérmico de acero inoxidable, ajustado sobre la superficie de empalme, proporciona una resistencia mecánica adicional. La atenuación típica de una unión realizada utilizando este equipo de ampalme es menor de 0,5 dB; el diámetro total aproximado del empalme es de 1,6 mm.

ITT Components Group Europe, Reino Unido



El nuevo aparato de empalme de fibras ópticas OFSK-01, que consigue una atenuación en la unión menor que 0,5 dB.

Prueba piloto del Viewdata en Suiza

El PTT suizo planea realizar una prueba piloto del Viewdata en la segunda mitad de 1979. Standard Telephon und Radio actuará como contratista general y suministrará un miniordenador GEC 4082 junto con el software original del Viewdata bajo licencia del British Post Office. Esta prueba, que no será pública, estará restringida a participantes del PTT, de la industria electrónica y suministradores potenciales de información.

Standard Telephon und Radio, Suiza

Central de información con distribución automática de llamadas para RENFE (Red Nacional de Ferrocarriles españoles)

Con la entrega y puesta en servicio por CITESA de la primera Central de Información con Distribución Automática de Llamadas, diseñada y fabricada en España, los servicios de información al público de RENFE han visto notablemente incrementada su capacidad y eficacia.

La central tiene una capacidad de 100 líneas de llegada, procedentes de una central urbana o de una PABX, pudiendo estar atendida hasta por 94 operadoras de información con 5 puestos de control y un puesto de control general. El servicio se organiza por grupos de información de manera que un primer grupo recibe las llamadas y facilita las informaciones de tipo general, existiendo a continuación otros grupos a los que se transfieren las llamadas solicitantes de informaciones más específicas. Por cada grupo existe un puesto de control y para todo el sistema hay un puesto de control general. Estos puestos de control, además de supervisar el trabajo de los puestos de información asignados, actúan como puestos de información especial y como elementos de unión del sistema con el exterior.

El sistema en conjunto y cada grupo de información y puesto de control dispone de su propio equipo de distribución automático de llamadas, mediante el cual la primera llamada en espera pasa al primer puesto de información que queda libre. Esto se consigue por una exploración cíclica que empieza por el puesto siguiente a aquel al que se le haya asignado la llamada inmediatamente anterior.

La central utiliza equipo de conmutación por barras cruzadas, tipo PENTACONTA*, siendo totalmente electrónicos los generadores de señal, la identificación de enlaces y los puestos de información y control. Todo el equipo va montado en armarios PENTOMAT* 600, teniendo cada armario capacidad para 14 puestos de información.

La central dispone de una serie de servicios opcionales muy interesantes, tales como servicio de emergencia, emisión de música o frases publicitarias a las llamadas en espera, paneles de medición de tráfico e incidencias en las llamadas, registro gráfico por teleimpresor de la actividad de cada puesto de información y unidad de pruebas preventivas para localización de averías en el equipo de central.

Compañía Internacional de Telecomunicación y Electrónica, S. A., España

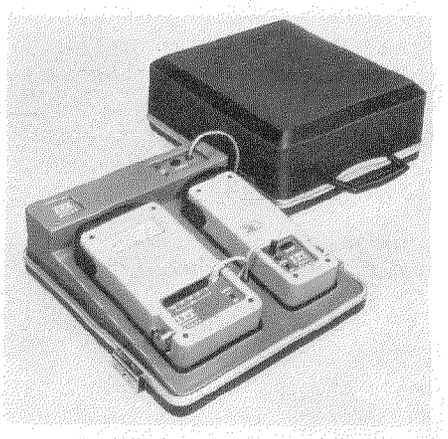
* Marca registrada del sistema ITT

Aparato de prueba de fibras ópticas

Nuestra División de Fibras Opticas ha presentado recientemente el aparato de prueba OFTS-01 para fibras y cables ópticos. El aparato se presenta en la forma de kit para bolsa de herramientas o alojado en un maletín tipo ejecutivo, que incluye además los dispositivos para carga de la batería. El aparato de prueba es completamente portátil y puede utilizarse fácilmente tanto en el campo como en un laboratorio. El aparato comprende unidades emisoras y receptoras independientes y proporciona una gama completa de pruebas sobre fibras y cables que ya están instalados.

El instrumento es extremadamente versátil y puede utilizarse para realizar medidas no destructivas de la atenuación del camino óptico, pruebas de continuidad, medidas sobre una gran variedad de tipos de fibras empleando el manguito de empalme estándar tipo OFF-FJA de ITT, y pruebas sencillas de componentes del sistema utilizando el instrumento en forma alternativa como fuente o detector.

El transmisor emplea un emisor láser pulsátil de doble heteroestructura de arseniuro de galio, que puede utilizarse con seguridad sin tener que tomar precauciones especiales. El receptor contiene un diodo PIN como detector, un amplificador y un medidor de decibelios. La combinación transmisor-receptor puede calibrarse para un tipo específico de fibra utilizando una fibra de referencia en cortocircuito que se usa para hacer nula la atenuación de los conectores ópticos de entrada y salida del instrumento.



Aparato de prueba portátil para fibras y cables ópticos.

El aparato de prueba puede medir atenuaciones máximas de 50 dB con una precisión de ±1 dB.

ITT Components Group Europe, Reino Unido

Servicio de facsímil de alta velocidad entre Estados Unidos y Japón

ITT World Communications ha inaugurado un servicio de facsímil de alta velocidad entre la parte continental de Estados Unidos y Japón.

El nuevo servicio, denominado Worldfax, funciona a una velocidad tal que transmite una página completa cada 40 s y facilita el envío de material legal, gráficos, formularios impresos o manuscritos, incluyendo documentos que contienen caracteres de imprenta en japonés.

Inicialmente el servicio funcionará entre las oficinas de ITT Worldcom situadas en Nueva York, Washington, D. C. y San Francisco, y la Kokusai Denwa Company en el Japón.

Los clientes de estas cuidades podrán depositar sus mensajes internacionales Worldfax mediante el servicio de mensajeros proporcionado por la compañía, por correo, o depositándolos directamente en ventanilla. Los clientes de otras poblaciones podrán depositar sus mensajes por correo.

ITT World Communications, Estados Unidos de América

La Marina de Guerra de los Estados Unidos aprueba la antena Tacan de a bordo de estado sólido

El sistema de antenas Tacan de a bordo OE-273(V)/URN, diseñado, desarollado y fabricado por ITT Avionics, ha recibido la aprobación de "artículo de primera" ("first article") del Naval Electronic Systems Command (Mando Naval de Sistemas Electrónicos), tras la terminación de un amplio programa de pruebas.

El grupo de antenas OE-273 (V)/URN es un sistema de antena Tacan, de banda completa, con exploración electrónica y elevada eficacia, completamente de estado sólido y de poco peso, completada con facilidades de comprobación total y localización de fallos incorporada. La antena no tiene partes móviles y tiene una masa de unos 47,5 kg (105 libras) incluyendo el pararrayos asociado, en comparación con los 226,5 kg (500 libras) de las antenas Tacan de a bordo existentes hasta ahora.

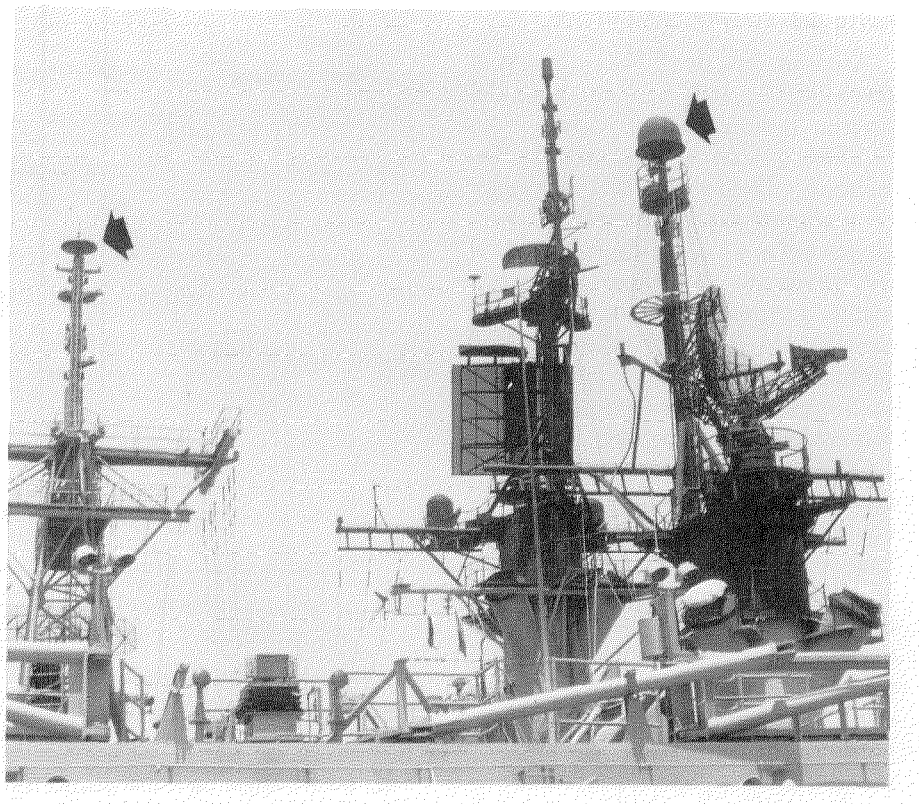


Fig. 2 El suave perfil de la antena Tacan de estado sólido OE-273 (V)/URN (marcada con una flecha en la parte izquierda, a bordo del USS O. H. Perry), puede compararse con la antena Tacan electromecánica de mucho mayor tamaño y similares características, indicada con una flecha en la parte derecha, y montada a bordo del USS CG 19 Dale.

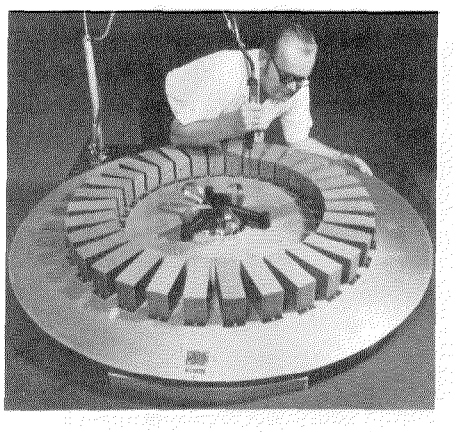


Fig. 1 La antena Tacan de estado sólido OE-273 (V)/URN, diseñada, desarrollada y fabricada por ITT Avionics Division, con la mitad superior del radomo quitada, mostando los elementos recubiertos de foam.

Diseñada para montaje en el sombrerete del mástil para minimizar las interferencias en el diagrama del Tacan, la antena OE-273(V)/URN tiene una configuración de bajo perfil. El tiempo medio entre fallos (MTBF) operacional está previsto que exceda de 10.000 horas.

La primera unidad de producción está instalada a bordo del USS O. H. PERRY, prototipo de fragata de misiles teledirigidos de la clase FFG-7. Otra unidad ha sido instalada a bordo de la fragata USS Moinester y fue verficada por la PAA (Federal Aviation Administration) como preparación de las pruebas completas en servicio.

Bajo el presente contrato con el Naval Electronic Systems Command, ITT Avionics suministrará 94 sistemas para uso a bordo de naves y 10 más para aplicaciones de tierra. Además ITT Avionics ha recibido pedidos de otras naciones.

ITT Avionics,
Estados Unidos de América

Enlace de datos de fibra óptica para los aviones tácticos de caza de la USAF

La primera demostración de un enlace de datos de fibra óptica para contramedidas electrónicas, con aplicación potencial para el avión F-16 de las Fuerzas Aéreas de los Estados Unidos y otros aviones tácticos de caza, será realizada a finales de este año por ITT Avionics División bajo un contrato adjudicado por la Air Force Aeronautical Systems Division (División de Sistemas Aeronáuticos de las Fuerzas Aéreas), base de las Fuerzas Aéreas de Wright-Patterson, Ohio.

El enlace de datos de fibra óptica conectará los sistemas de aviso por radar de las Fuerzas Aéreas con el equipo de contramedidas electrónicas, de bajo coste y poco peso, desarrollado conjuntamente por ITT Avionics Division y Westinghouse Aerospace & Electronic Systems Division. Los dispositivos de fibra óptica a utilizar en las demostraciones serán suministrados por ITT Electro-Optical Products Division, Roanoke, Virginia.

Esta será la primera vez que un enlace de datos de fibra óptica forma parte de un sistema de contramedidas electrónicas con control de potencia con un receptor de alarma de radar. La utilización de transmisión de datos a través de fibra óptica para sustituir las conexiones eléctricas existentes, simplifica enormemente las modificaciones de las aeronaves necesarias para acomodar los sistemas integrados de contramedidas electrónicas utilizados en los aviones tácticos.

ITT Avionics Division,
Estados Unidos de América

Exito del sistema NATEL

A comienzos de 1978 fue puesta al servicio público la primera zona del sistema radiotelefónico móvil suizo NATEL (National Automobile Telephone). Desde entonces cualquier abonado móvil que se mueva en las regiones norte y central de Suiza puede ser alcanzado de forma completamente automática marcando el número del abonado. Identificadas por el prefijo interurbano 050, las llamadas se dirigen al Centro de Conmutación Automática, un equipo PENTACONTA* instalado por STR en el centro interurbano Zurich-Enge. El Centro de Conmutación Automática hace seguir las llamadas a los vehículos a través de emisores-receptores de radio fijos. En el sentido contrario, la nueva central establece llamadas hacia toda la red telefónica pública nacional o internacional y realiza el cargo de estas llamadas. Los aparatos telefónicos móviles están equipados con botoneras de señalización multifrecuencia de dos tonos de acuerdo con las recomendaciones de la CEPT y del CCITT.

Tras un año de funcionamiento satisfactorio, más de 1000 automóviles están equipados con aparatos telefónicos móviles. En abril de 1979 entrarán en funcionamiento dos nuevos centros automáticos de conmutación del sistema NATEL en Berna y Lausana. Los centros automáticos de conmutación de Lugano y St. Gall entrarán también en servicio a finales de 1979, proporcionando de esta forma una cobertura casi total de Suiza, incluyendo todas las carreteras principales.

* Marca registrada del sistema ITT

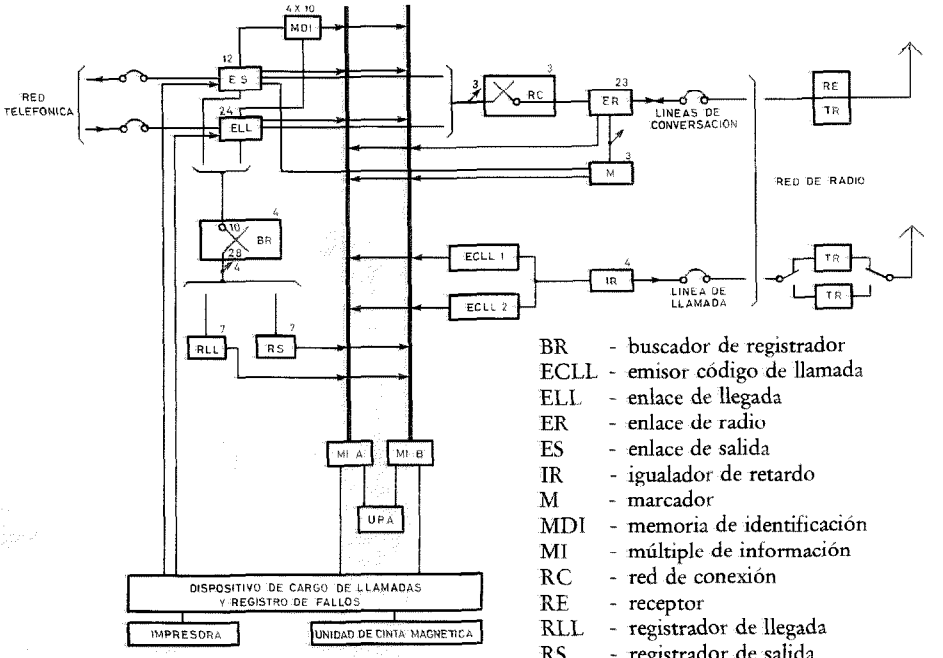


Diagrama de bloques de un centro de conmutación automática.

BR - buscador de registrador
ECLL - emisor código de llamada
ELL - enlace de llegada
ER - enlace de radio
ES - enlace de salida
IR - igualador de retardo
M - marcador
MDI - memoria de identificación
MI - múltiple de información
RC - red de conexión
RE - receptor
RLL - registrador de llegada
RS - registrador de salida
TR - transmisor
UPA - unidad de bloqueo de abonados

La transmisión de radio utiliza modulación de fase en la banda de 165 a 171 MHz. Se dispone de un canal de llamada y de 12 canales de conversación, permitiendo la montañosa orografía el uso repetido de un canal de conversación determinado en diferentes regiones. A los 5 centros de conmutación automática se conectarán un total de 43 emisores-receptores fijos con una media de dos canales de conversación. De esta forma puede darse servicio a unos 5000 abonados móviles aproximadamente.

El sistema de radio móvil NATEL se diferencia del resto de los sistemas telefónicos para vehículos existentes en un aspecto importante: en el aparato telefónico móvil se realiza siempre la selección del canal de conversación más favorable. La conexión de conversación se supervisa de forma continua para ver si tiene la calidad suficiente utilizando un tono de supervisión fuera de banda. Si el nivel de recepción cae por debajo de un nivel preestablecido, el emisor-receptor móvil (y por consiguiente el centro de conmutación automática) conmuta a un canal mejor. Una interrupción más larga de la señal de recepción se indica de forma visual. Esta supervisión continua de los canales de conversación hacen al sistema NATEL especialmente adecuado para su utilización en ciudades y en regiones montañosas.

Standard Telephone and Radio AG, Suiza

Enlace de fibra óptica lleva tráfico útil

Tras haber pasado amplias pruebas desde su instalación el pasado año, el enlace de fibra óptica entre Hitchin y Stevenage, en el Reino Unido, lleva actualmente tráfico telefónico de la red pública. El sistema puede manejar el equivalente a casi 2000 conversaciones telefónicas simultáneas y utiliza un haz de luz procedente de un láser, guiado a lo largo de fibras ópticas para transportar las señales.

Durante los pasados 15 meses de funcionamiento continuo, el sistema ha proporcionado datos de valor relacionados con la estabilidad a largo plazo y la eficacia de la nueva tecnología. Además, la British Broadcasting Corporation ha utilizado el enlace para una serie de transmisiones de prueba de televisión en redes, desarrolladas con éxito.

Este enlace, con una longitud de 9 km, discurre a través de conductos normales de cables subterráneos entre las centrales telefónicas de Hitchin y Stevenage. Las fibras forman un cable de 7 mm de diámetro.

Standard Telephones and Cables, una compañía británica de ITT, suministró el cable especial de fibra óptica, los equipos electrónicos y el equipo múltiplex terminal. Otras dos compañías de ITT, Bell Telephone Manufacturing Company de Amberes, una compañía belga de ITT, y FACE-Standard de Milán, una compañía italiana de ITT, suministraron el equipo de multiplexado de mayor velocidad para ambos extremos del sistema. El apoyo técnico al proyecto fue proporcionado por Standard Telecommunication Laboratories, un centro de investigación británico de ITT situado en Harlow.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

Gafas de visión nocturna ayudan al Servicio de Rescate Alpino

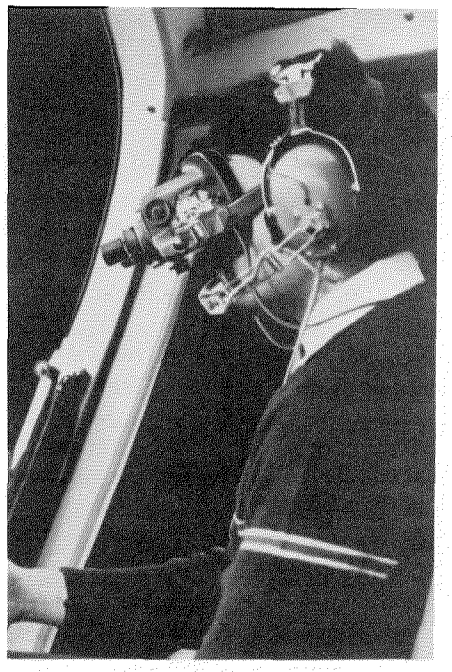
El Servicio suizo de Rescate Alpino por Helicóptero acaba de completar 2 años de pruebas de servicio de una versión modificada de las gafas de visión nocturna de ITT que fueron desarrolladas originalmente para aplicaciones militares. Naturalmente, la mayoría de las llamadas para el rescate alpino de personas heridas o exhaustas se producen durante las peores condiciones meteorológicas, y durante la noche no existe normalmente ni siquiera la luz de las estrellas como iluminación. Ahora, el equipo de ITT permite a los pilotos distinguir claramente campos, bosques y colinas que no podrían distinguirse por el ojo humano.

Los helicópteros de rescate alpino llevan normalmente dos pilotos, y esto es esencial para vuelos ayudados con visión nocturna ya que las gafas de visión nocturna enfocadas fuera de la aeronave hacen difícil la lectura de los instrumentos de vuelo. Con esta asociación de equipo y pilotos cualificados se han realizado aterrizajes nocturnos sobre glaciares con mal tiempo.

El mayor riesgo para los pilotos de helicópteros de rescate, en vuelos nocturnos entre valles y barrancos, es entrar en una nube o banco de niebla que ocultan la superficie de rocas cercanas. Una de las mayores ventajas de las gafas de ITT es, en opinión de los pilotos, el factor de seguridad de poder distinguir bancos de niebla y nubes a una distancia relativamente grande, y por consiguiente poder tomar a tiempo las medidas necesarias para evitarlos.

Las gafas de visión nocturna utilizan intensificadores electrónicos de imagen, de ITT, que son sensibles a la luz no detectable por el ojo humano. Lo que ve el usuario no es una imagen óptica sino una imagen electrónica como en una pantalla de televisión.

ITT Components Group Europe
Reino Unido



Gafas de visión nocturna de ITT utilizadas por un piloto del Servicio suizo de Rescate Alpino por Helicóptero.

Controlador de comunicaciones ITT 3805A

Acaba de presentarse un modelo básico, de bajo coste, de entrada al sistema de control de red ITT 380X, ya bien conocido. Este nuevo controlador de comunicaciones, el ITT 3805 A, hace accesible la potencia de la gama 380X a organizaciones que hasta ahora no podían justificar la utilización de tal equipo. Diseñado como un preprocesador de entrada para los ordenadores de base IBM, el 3805 A tiene una memoria de 64 K y soporta de 4 á 16 líneas BSC (Binary Synchronous Communication), cada una de ellas funcionando a velocidades hasta 9600 bit/s. Es capaz de comunicarse con una gran variedad de dispositivos de teleproceso utilizando disciplinas síncronas de control de línea, y se conecta a todos los terminales BSC sobre líneas dedicadas y/o modems tipo 7C del Post Office.

La unidad de consola es el impresor de datos ITT 3330 con teclado, y el emulador SDA2 permite al usuario seleccionar entre una amplia gama de tipos de terminal. El equipo posee como característica estándar la conmutación de líneas iniciada desde el ordenador central. Esta característica permite al operador de consola supervisar o alterar las conexiones del sistema y controlar a qué ordenador central pueden acceder los terminales de aplicaciones. El operador puede reconfigurar las asignaciones de líneas de comunicación simplemente tecleando en una consola o mediante recarga de programa.

A medida que aumentan las operaciones de teleproceso, el ITT 3805 A puede crecer con ellas, de acuerdo con las necesidades del usuario en cada momento. Cuando sea necesario, es posible cambiar directamente a un equipo de mayor capacidad de la gama ITT 380X, utilizando el mismo controlador programable.

El ITT 380X es un sistema de control de red completa basado en un hardware y un software diseñados en forma modular. La amplia gama de sistemas de software de ITT ya bien probados, entre ellos emulación, red de comunicaciones (Communications networking system), y programa de control de red, proporcionará una gran flexibilidad para complementar y mejorar las funciones de red compatibles con ordenadores IBM.

Utilizando la consola ITT 3330, la amplia gama de facilidades de la consola y la característica de conmutación de líneas iniciada desde el ordenador central, dan al operador el control completo sobre todas las funciones sin ayuda desde el ordenador central. Las pruebas de diagnóstico pueden realizarse mientras el sistema está funcionando, sin causar ningúna interrupción. Las rutinas de diagnóstico incluyen la ONLT (prueba en línea de los terminales) hecha por el operador. El operador puede probar los terminales, modems y líneas desde la consola del sistema 380X sin afectar al funcionamiento del resto de la red.

Se pueden generar nuevos sistemas de software ITT en un ordenador IBM; éstos pueden transferirse a través del canal al controlador ITT 3805 A, y después pueden escribirse en una cinta cassette para la subsiguiente carga en el controlador.

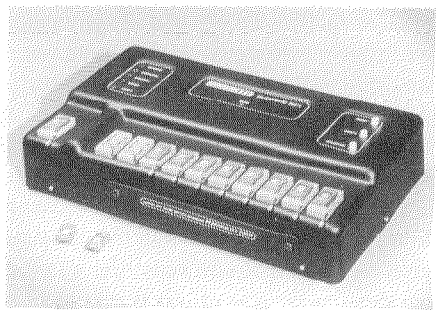
ITT Business Systems Group,
Reino Unido

Programador multi-EPROM PEP 1

Nuestra División de Instrumentación ha realizado un importante avance en el área de programación de memorias EPROM. El nuevo PEP 1 puede programar completamente de 1 a 10 memorias EPROM en menos de 4 minutos. Es fácil de manejar y se sirve con tres tarjetas de identificación que cubren todas las memorias EPROM NMOS actualmente disponibles comercialmente. Estas tarjetas cubren los dispositivos Intel 2704, 2708, 2758 y 2716, y los TMS 2508, 2516 y 2716, así como los productos equivalentes de otros fabricantes. Las tarjetas de identificación para las EPROM 2732 y 2532 estarán también disponibles pronto.

El programador PEP 1 realiza una prueba automática del dispositivo y del sistema, programa los dispositivos, y después verifica la programación. Proporciona únicamente indicación funciona/falla por medio de un LED, así como un tono audible. Una característica única permite añadir bitios extra en memorias programadas parcialmente.

La memoria EPROM patrón está completamente protegida contra daños accidentales a lo largo de todas las secuencias de programación y de prueba. La unidad es capaz de programar a partir de una memoria EPROM patrón, a partir de un módulo seudo PROM de ITT, o a partir de una lectora externa utilizando cinta de papel Hex.



El nuevo programador PEP 1 que puede programar completamente hasta 10 memorias EPROM en menos de 4 minutos.

Los operadores utilizan sólo 3 teclas para realizar todas las operaciones. Enchufes de fuerza de inserción nula ayudan a una rápida carga de memorias EPROM; la tarjetas de identificación se cargan a través de una hendidura situada en la parte frontal de la unidad.

LA PEP 1 es una unidad de sobremesa robusta y fiable, que sólo mide 420 × 250 × 95 mm. Ofrece una elevada capacidad de producción de calidad y una facilidad de verificación (útil para inspección de entrada de productos), a un coste atractivo.

ITT Components Group Europe, Reino Unido

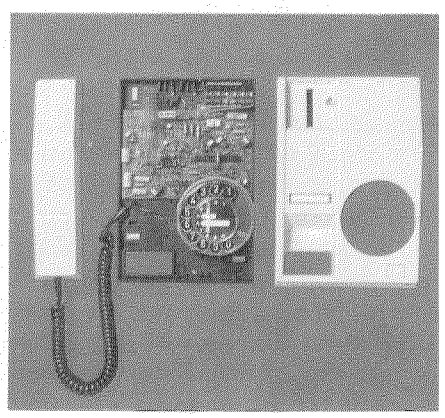
Sistema de portadoras para abonados 1 + 1 basado en el UNIPHONE

Utilizando este sistema pueden conectarse dos abonados completamente independientes a una línea de abonado a 2 hilos, es decir el abonado físico y el abonado de portadora, teniendo ambos abonados acceso no restringido a la central. De esta manera, la capacidad de una red existente puede doblarse sin tener que tender cables adicionales desde las centrales.

El concepto de este sistema de portadoras para abonados basado en el teléfono UNIPHONE*, está fundado en la transmisión de una portadora con modulación de amplitud en doble banda lateral, utilizándose portadoras de 28 kHz y 64 kHz en el lado de abonado y de central, respectivamente.

Menos el filtraje, todas las funciones, incluyendo la transmisión de palabra, corriente de llamada y señalización están incorporadas en una única pastilla de circuito integrado, una para el equipo de abonado y otra diferente en la central.

El equipo de abonado normalmente se alimenta a través de la línea y, para hacer esto posible, se incluye en el equipo una batería recargable de Ni-Cd que se carga de forma continua y lenta desde la central. Aunque la corriente de carga es muy pequeña para asegurar que no causa interferencia en el equipo de central del abonado físico, el tiempo de conversación puede llegar a 4 horas al día, incluyendo la corriente de llamada. No hay necesidad de modificar la central para este fin, ya que el alto grado de autonomía se consigue utilizando una circuitería electrónica de pequeño consumo junto con un micrófono electrodinámico en lugar de uno de carbón, así como con la sustitución del timbre normal por un dispositivo electrónico. En estado de reposo sólo están activados los circuitos de entrada del receptor. Cuando no se desee una alimentación a través de la línea, puede suministrarse una unidad de alimentación para su utilización con la red.



Aparato de abonado UNIPHONE incorporando los circuitos para el sistema de portadoras para abonados 1 + 1.

En el lado del abonado, el equipo consta del terminal de portadora, alojado en el aparato telefónico UNIPHONE, y de la unidad de filtro de línea que separa los abonados físico y de portadora.

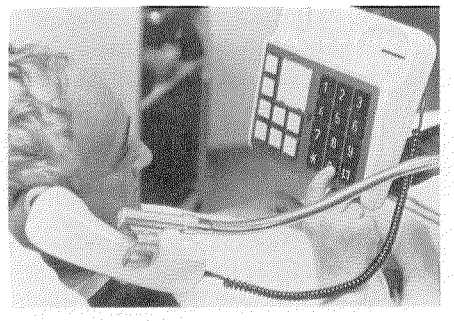
El equipo de la central se monta en un cuadro estándar de 19 pulgadas.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

* Marca registrada del sistema ITT

Aparatos telefónicos para personas inválidas

Las personas inválidas dependen del teléfono en mayor medida a causa de su movilidad restringida o de su reducida percepción. No obstante, debido a su incapacidad, muchas personas son incapaces de utilizar aparatos telefónicos normales. En el congreso médico de Düsseldorf, celebrado en 1978, Standard Elektrik Lorenz presentó el aparato telefónico VITAL* que ha sido especialmente diseñado para personas incapacitadas. Este equipo se basa técnicamente en el sistema PABX INTERMAT* y puede adaptarse a los diferentes tipos de personas incapacitadas, por ejemplo:



Aparato telefónico VITAL 2 para personas inválidas montado sobre un pupitre en una clínica (Cortesía del Centro de Rehabilitación de Heidelberg).

- personas incapacitadas físicamente en el amplio sentido de la palabra,
- personas gravemente incapacitadas y personas con lesiones graves; personas con parálisis espástica y lesiones en la médula espinal,
- personas con vista disminuida o ciegas,
- personas con audición disminuida o sordas,
- personas con voz disminuida o mudas.

El aparato telefónico VITAL es el resultado de un desarrollo metódico, basado en estudios ergonómicos, reuniones médicas y experiencias hospitalarias.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal de Alemania

* Marca registrada del sistema ITT

Instalado el primer terminal Satcom en la British Royal Navy

Recientemente el primer terminal de comunicaciones de a bordo de la British Royal Navy (Armada Real británica), para funcionamiento con satélites comerciales marítimos, fue instalado por International Marine Radio Company, una compañía británica de ITT, a bordo del HMS Endurance, un barco del servicio de vigilancia de hielos. Fabricado por Comsat General, de los Estados Unidos, el terminal será utilizado con el sistema de comunicaciones por satélite Masirat.

Tras estudiar la eficacia del sistema Marisat, la Armada Real decidió que podían existir ventajas en la utilización de comunicaciones a través de satélites comerciales para algunas aplicaciones no estratégicas. Inicialmente el sistema se utilizará en barcos auxiliares de la Armada tales como barcos del servicio de vigilancia de hielos y barcos de estudios hidrográficos.

El terminal recibe y transmite utilizando retransmisión desde un satélite en órbita síncrona. En la actualidad existen 3 de estos satélites situados a una altura de 35.584 km (22.240 millas) sobre los Océanos Atlántico, Pacífico e Indico. Las estaciones terrenas correspondientes están localizadas en Connecticut y California, con otra estación en Japón que sirve al satélite del Océano Indico. Estas estaciones interconectan con las redes telefónicas de datos y de télex internacionales, de forma que los barcos adecuadamente equipados puedan intercambiar mensajes con usuarios telefónicos y de télex de todo el mundo. Son posibles comunicaciones télex, de voz, de facsímil y de datos.

International Marine Radio Company, Reino Unido

Sistema de aterrizaje y aproximación SETAC, para las Fuerzas Armadas de Alemania Federal

Después de pruebas satisfactorias en diversos tipos de aeronaves (por ejemplo, los aviones Tornado y C-16), el sistema de aterrizaje y aproximación SETAC* (SEctor TECan) desarrollado por Standard Elektrik Lorenz para las Fuerzas Armadas de Alemania Federal, tuvo su estreno en el equipo militar "Alpha Jet". En noviembre de 1978 el sistema fue probado en vuelo en el polígono de pruebas de las Fuerzas Aéreas francesas de Istres, cerca de Marsella. En más de 20 aproximaciones, con un tiempo de vuelo superior a 6 horas, quedó probado que el sistema SETAC no solamente ayuda al piloto durante la fase crítica de aterrizaje, sino que también ofrece posibilidades para la aproximación y aterrizaje.

Los procedimientos actuales de aproximación y aterrizaje no son lo suficientemente flexibles para permitir desviaciones de la dirección de aproximación recta. Por el contrario el sistema SETAC permite volar bordeando ciertas áreas (por ejemplo áreas densamente pobladas), o pasar por encima de ellas a mayores alturas sobre perfiles de aproximación curvos reduciendo de este modo la potencia de ruido para los habitantes de las mismas. Otra de las características del sistema SETAC es la libre elección de la dirección de aproximación y una trayectoria de planeo óptima para cada tipo de aeronave. Combinado con un piloto automático, es posible el aterrizaje automático, que está planeado para un futuro próximo.

La introducción del sistema SETAC ha sido aprobada por el Ministerio de Defensa de Alemania Federal, y las primeras unidades de producción se instalarán, en 1980, en campos de aviación de las Fuerzas Armadas de Alemania Federal.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal de Alemania

* Marca registrada del sistema ITT

Cable submarino de telecomunicaciones de capacidad intermedia

El sistema de cable submarino ND, recientemente introducido, ofrece dos capacidades diferentes, ya sea para aplicaciones de larga o corta distancia. Puede llevar 900 canales telefónicos de 4 kHz ó 1200 canales de 3 kHz. Utilizando cable coaxial de 25 mm con repetidores separados 12 km a lo largo de la ruta, el sistema sirve para rutas de hasta 8000 km de longitud (4300 millas náuticas). Utilizando cable de 37 mm, la longitud de la ruta puede ampliarse hasta 10.000 km (5.400 millas náuticas).

Con la introducción de este nuevo sistema de capacidad intermedia, podemos ahora ofrecer sistemas con capacidades que van desde 120 canales telefónicos hasta el sistema NG-1, el mayor del mundo, que puede llevar 5520 conversaciones telefónicas simultáneas.

Entre las 4 características opcionales ofrecidas con el sistema ND, se encuentra la del terminal especial duplicado con conmutación automática al terminal de reserva. Esto permite realizar operaciones de mantenimiento rutinario en el equipo terminal mientras el sistema cursa tráfico.

Para rutas en aguas poco profundas en las que las variaciones de temperatura pueden causar cambios importantes en la atenuación del cable, existen repetidores compensados especiales que incorporan termistores sensibles a la temperatura. Por medio de una igualación automática de temperatura en el terminal, se produce una cancelación final de cualquier error residual.

Existen también repetidores especiales con ganancias que pueden ajustarse remotamente desde el terminal para eliminar cualquier desalineación que ocurra durante la vida del sistema debida, por ejemplo, a reparación del cable.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

Sistema de defensa por satélite utilizando fibras ópticas, instalado en Hawai para la Marina de Guerra de los Estados Unidos

ITT Electro-Optical Products Division ha instalado un sistema de transmisión de datos completamente operacional basado en la utilización de fibras ópticas, para la Marina de Guerra de los Estados Unidos. Esta instalación se utiliza para el sistema de comunicaciones de defensa de la base de la Marina de Guerra de Wahiawa, situada en Hawai.

El sistema de transmisión, que tiene una longitud aproximada de 2500 m, consiste en una línea entre una estación terrena de satélite y un centro de proceso de datos. Consta de 30 canales independientes para transmisión de datos y cada canal puede transmitir datos con un volumen de información comprendido entre 20×10^3 y 20×10^6 bitios, sin necesidad de un amplificador intermedio. La tasa de errores de bitios en la salida digital del equipo receptor es inferior a 10^{-8}. El sistema, del tipo AN/FAC-2, es similar a los de anteriores sistemas de transmisión óptica instalados por ITT para la Marina de Guerra de los Estados Unidos en Fort G. G. Meade MD. En un conducto subterráneo se han instalado 10 cables de fibras ópticas. Cada cable consta de 8 fibras de índice gradual, cableadas alrededor de una fibra central. El revestimiento exterior de los cables es de poliuretano.

Para ejecutar este programa se utilizaron 12 cables de 1 km, de los cuales 10 se colocaron en un conducto subterráneo de poli-cloruro de vinilo de 10 cm de diámetro, quedando 2 cables como reserva. Para la instalación se tendieron 5 cables de 1 km de longitud desde cada terminal hasta un registro central. Durante este trabajo ningún cable sufrió daño alguno.

Medidas comparativas de la atenuación del cable antes y después de su instalación, no revelaron ninguna pérdida de calidad. Una vez realizada la instalación, 6 fibras de cada cable fueron provistas con conectores enchufables de 1 terminal.

Los productos basados en fibra óptica, los terminales y los conectores de clavija fueron suministrados por ITT Electro-Optical Products Division, bajo contrato con la Marina de Guerra de los Estados Unidos. ITT ha desarrollado y perfeccionado además un cable óptico especial de baja atenuación.

ITT Electro-Optical Products Division, Estados Unidos de América

---

Para solicitar separatas de artículos publicados en este número e información sobre precios, se ruega escriban a:

T. L. Squires
Managing Editor
Electrical Communication
190 Strand
London WC 2 R 1 DU
Inglaterra

Solamente pueden aceptarse pedidos por cantidades de al menos 100 separatas de cada artículo.