

Comunicaciones Eléctricas

Edición española de ELECTRICAL COMMUNICATION

revista técnica publicada trimestralmente por

INTERNATIONAL TELEPHONE and TELEGRAPH CORPORATION

RESUMEN

VOLUMEN 50 (1975) NÚMERO 1

En este número	2
La ley de las economías de escala publicada al diseño de sistemas de telecomunicación, por <i>L. W. Ellis</i>	4
Comunicaciones por fibra óptica, por <i>C. P. Sandbank</i>	21
Equipo multicanal para los sistemas de corrientes portadoras de 60 MHz, por <i>K. Kocher, O. Kolb y M. Oppenländer</i>	30
La generación de las frecuencias de control para los sistemas de corrientes portadoras hasta 60 MHz, por <i>H. Löffler</i>	37
Equipo de línea de frecuencias portadoras para cable coaxial hasta 60 MHz, por <i>W. Haas</i>	43
Modelo de tráfico para los sistemas telefónicos de control centralizado, por <i>G. Dietrich</i>	55
El RASIT 72 A2, un radar para vigilancia terrestre, por <i>P. Stoll</i>	62
El sistema DLS — Otra alternativa para el sucesor del sistema ILS, por <i>M. Böhm y G. Peuker</i>	69
El teleimpresor ITT 2300, por <i>J. V. Evans</i>	76
Los teléfonos en el mundo el 1 de enero 1974	84
Nuevas realizaciones	88



Editor principal: Pierre Mornet

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

En este número

La ley de las economías de escala aplicada al diseño de sistemas de telecomunicación

Se revisa la ley de las economías de escala haciéndose énfasis, en particular, sobre el diseño de sistemas en el campo de las telecomunicaciones. Después de una exposición de las restricciones en el uso de esta ley, se realiza la formulación matemática para el caso de una función de variable única. Se examina después la aplicación de la ley a familias de sistemas de telecomunicación con lo que se muestra la universalidad de su aplicación. Se analiza también cierto número de ejemplos de esta ley, escritos recientemente, para separar de sus conclusiones las partes que son el resultado verdadero de la ley de las economías de escala. Finalmente, se ponen de manifiesto los criterios de diseño que ayudarán en la evaluación de la factibilidad económica de los nuevos sistemas.

Comunicaciones por fibra óptica

La transmisión por fibra óptica utilizando guías dieléctricas ha alcanzado ya una etapa en que se puede asegurar una explotación comercial. Los métodos de lanzamiento, amplificación y recepción de la señal están ya establecidos como técnicas normalizadas.

Los problemas de las impurezas de los cristales que frenaron los trabajos iniciales han sido prácticamente eliminados y se consiguen actualmente atenuaciones inferiores a 20 dB/km. Para sílice pura es posible conseguir un valor de 2 dB/km y estas fibras son posibles de obtener en una producción continua.

La anchura de banda de los sistemas de fibra óptica pueden ser del orden de varios gigahercios, pero el verdadero significado de los sistemas de fibra óptica es el coste. Cuando se comparan con los sistemas coaxiales de la misma anchura de banda, los costes de instalación se reducen a un sexto de su valor.

El hecho de poder introducir el cable de fibra óptica en los conductos existentes a bajo coste y mantener aún la misma anchura de banda para el tráfico cursado y hacerlo con pérdidas menores presagia una pronta aplicación práctica de las técnicas de fibra óptica en sistemas de comunicaciones por todo el mundo.

Equipo multicanal para los sistemas de corrientes portadoras de 60 MHz

En el presente artículo se describe un equipo múltiple para 10.800 canales telefónicos comprendidos en la banda de frecuencias de 4 a 60 MHz. Los equipos de traslación de transmisión y recepción están constituidos por moduladores transistorizados doblemente equilibrados; todas las redes de desacoplamiento de transmisión y de recepción son redes activas. El amplificador de recepción utiliza diodos como elementos de control de ganancia y funciona en unión de un regulador de piloto. A lo largo del diseño se ha puesto particular énfasis en la fiabilidad. No se utilizan conmutadores mecánicos. Los circuitos de alarma y los de conmutación a otras unidades o funciones son totalmente electrónicos. Además, las unidades enchufables están protegidas contra conexiones erróneas y daños que puedan derivarse.

La generación de las frecuencias de control para los sistemas de corrientes portadoras hasta 60 MHz

En el artículo se exponen las razones por las que los sistemas modernos de portadoras están configurados en unidades de frecuencias de control centrales y unidades de frecuencias portadoras descentralizadas, y se explica la distribución de las frecuencias de control para mostrar qué lugar ocupa la unidad de frecuencias de control en el sistema de suministro de frecuencias portadoras.

Una vista de la unidad de frecuencias de control y una descripción de la disposición mecánica, dan una idea general del sistema. El examen de las características eléctricas permite conocer su capacidad total.

Sigue una detallada descripción del módulo de generación de la frecuencia de control con un examen de las siguientes funciones:

- Generación, ajuste y supervisión de la frecuencia fundamental de 2200 kHz.
 - Derivación de la frecuencia fundamental de las frecuencias de control para la generación de portadoras descentralizadas.
 - Derivación de las frecuencias piloto a partir de la frecuencia fundamental.
 - Derivación de las frecuencias de referencia a partir de la frecuencia fundamental.
 - Supervisión del nivel de salida y de la conmutación automática.
 - Alarmas de fallo y medida de los principales parámetros.
- Se muestra la unidad del oscilador básico y se dan sus características.

Se muestra la configuración de los sistemas modernos de portadoras en unidades de generación de frecuencia de control central y en unidades de generación de portadoras remotas.

Se describe el módulo funcional principal, su construcción y las características de una unidad moderna de generación de frecuencia de control.

Equipo de línea de frecuencias portadoras para cable coaxial hasta 60 MHz

Se presenta una gama de equipos para la transmisión en banda ancha por corrientes portadoras en cables coaxiales. Los diferentes equipos de línea para sistemas a 4 hilos que utilizan la misma frecuencia para las dos direcciones son los siguientes:

- V 300 - 1,3 MHz para 300 canales telefónicos
- V 960 - 4 MHz para 960 canales telefónicos
- V 2700 - 12 MHz para 2700 canales telefónicos o un canal de televisión
- V 10.800 - 60 MHz para 10.800 canales telefónicos ó 6 canales de televisión.

Es igualmente posible la transmisión de un número correspondiente de facsimil o de canales de datos. Los sistemas V 300 y V 960 funcionan con cables coaxiales de 1,2/4,4 mm, y los otros dos con cable 2,5/9,6 mm.

Los equipos de línea satisfacen las condiciones internacionales (IFS) de ITT y del Deutsche Bundespost con buenos márgenes de seguridad.

Los repetidores terminales y los repetidores intermedios se fabrican siguiendo la práctica de equipos VSEP*, que corresponden a las normas 7 R 2 del Deutsche Bundespost.

Se han efectuado el estudio y la definición de los circuitos utilizando únicamente componentes y materiales que se ajustan a los últimos progresos de la técnica y de la máxima fiabilidad.

Se presentan los parámetros fundamentales definidos para los equipos de línea de los sistemas coaxiales, la realización de las unidades funcionales, el método de construcción y también las propiedades del sistema y los resultados de las medidas.

Modelo de tráfico para los sistemas telefónicos de control centralizado

Con el fin de conocer la capacidad de tráfico de las unidades de control se necesita definir un modelo de tráfico telefónico. El problema constituye hoy día uno de los más importantes de la teoría de tráfico. El modelo debe poder reproducir de manera adecuada los hábitos de los abonados, así como las situaciones de tráfico por las que atraviesa la red telefónica, tanto bajo condiciones normales como de sobrecarga.

El proceso de entrada para los intentos de llamada producidos por los abonados se supone de Poisson, tanto para carga normal como para sobrecarga.

Cada intento de llamada que se genera da lugar a una sucesión de eventos dependientes del abonado, que está definida por los tiempos correspondientes a los intervalos entre llegadas. El tráfico ofrecido a la Unidad de Control se deduce a partir de estas sucesiones de eventos que son específicas de cada sistema de control centralizado.

La clasificación de los intentos de llamadas por el grado de compleción, recibe el nombre de distribución de llamadas y ofrece

* Marca registrada del sistema ITT.

un medio sencillo para describir la situación de tráfico en la red telefónica bajo cualquier condición de carga o sobrecarga. El crecimiento del número de intentos de llamada sirve como medida para el grado de sobrecarga.

El número de intentos de llamada durante la hora cargada junto con la distribución de llamadas, es una medida adecuada para la capacidad de tráfico de las unidades de control centralizado.

El RASIT 72 A2, un radar para vigilancia terrestre

El RASIT 72 A2, desarrollado bajo contrato con el Ejército francés, es un radar de impulso Doppler coherente proyectado para vigilancia del campo de batalla y de largo alcance.

El objetivo del RASIT 72 A2 es la detección, reconocimiento y localización precisa en acimut y distancia de objetos móviles en el campo, tales como personas o vehículos. En buenas condiciones de propagación es posible detectar un soldado aislado hasta 14 ó 16 km y un jeep hasta 20 km.

La detección de helicópteros o aviones ligeros volando a poca altura es también una aplicación útil de este radar.

El radar RASIT 72 A2 está construido modularmente. Esto permite muchas configuraciones diferentes. Está compuesto por cuatro cajas pequeñas y ligeras, incluida la antena.

El diseño y desarrollo de este equipo se realizó teniendo en cuenta las siguientes características principales:

- Alta calidad operacional
- Utilización fácil para un operador no técnico
- Bajo consumo
- Tecnología avanzada
- Alta fiabilidad y mantenibilidad.

Se obtuvo el mejor compromiso de eficacia coste/calidad empleando un diseño mecánico sencillo, un instrumental de bajo coste y componentes de especificación militar disponibles en el comercio.

RASIT 72 A2 está ahora en pruebas en los Ejércitos de tres países europeos. Los informes preliminares demuestran el interés de los usuarios, que están estudiando la posibilidad de fabricación en las compañías ITT locales respectivas.

El sistema DLS — Otra alternativa para el sucesor del sistema ILS

El sistema DLS (basado en el sistema de aterrizaje DME) es un nuevo concepto para un sistema de aproximación y aterrizaje. Fue diseñado por SEL en su programa de actividades internacionales como sucesor del actual ILS (Instrumental Landing System = Sistema de aterrizaje instrumental), especialmente como respuesta a una petición del Gobierno alemán. Después que la OACI solicitó de sus estados miembros propuestas del sistema para un equipo de aproximación y aterrizaje avanzado, el Gobierno alemán sometió el sistema DLS a la OACI. Este sistema se encuentra ahora en desarrollo y se ha programado que a mediados de 1975 esté dispuesto para demostración y evaluación por la AII-

Weather Operations Panel (AWOP o Junta de Operaciones en cualquier condición atmosférica) de la Organización de Aviación Civil Internacional (OACI).

El concepto del DLS está basado en la experiencia de SEL en el campo de las ayudas para aterrizaje por radio (ILS, SETAC) y en las técnicas TACAN/DME. Una de las características más sobresalientes es el uso de equipos de a bordo DME existentes, lo que supone una considerable ventaja en coste (el equipo DME es, pues, utilizado para navegación de medio alcance y para aterrizaje). Si se coloca con el sistema ILS, como está normalizado hoy día, la estación terrestre del DLS es compatible con el DME existente y puede, por tanto, utilizarse para medidas de distancia de la manera convencional. Tales instalaciones de ILS y DME pueden, pues, ir seguidas por ILS y DLS, solucionando el problema de disponibilidad de canales y de solape de servicios para varios años.

El sistema funciona sobre las bases siguientes: una interrogación DME transmitida desde la aeronave se recibe en tierra por dos conjuntos de antenas especiales, mediante las cuales es posible la medida de los dos ángulos de incidencia (azimut y elevación). Los datos de ángulo se retransmiten de la tierra al equipo de a bordo juntamente con la respuesta DME normal. El nombre DLS se deriva de esta función básica del sistema.

Hay otras características especiales del sistema que son interesantes desde el punto de vista técnico y operacional: funcionamiento monopulso, receptor múltiple, proceso de la señal avanzado para reducir efectos de propagación por caminos múltiples, funcionamiento con canal común y otros.

El teleimpresor ITT 2300

El nuevo teleimpresor ITT 2300* ha sido diseñado para satisfacer la demanda de máquinas adecuadas para funcionar en pequeñas oficinas, impuesta por el crecimiento de los sistemas Telex de 5 unidades. Este teleimpresor puede funcionar encima de una mesa, como una máquina cualquiera de escribir, para manejarlo no hace falta ninguna especialización, y consiste en un terminal Telex completo que puede conectarse a cualquier tipo de redes Telex.

La característica principal de su diseño es el empleo de circuitos integrados en gran escala para el proceso de las señales y para las funciones de control. Con esto se consigue mantener los costes bajos. Con la eliminación de las partes mecánicas y la simplificación de las restantes se ha conseguido también mejorar la seguridad de funcionamiento de la máquina.

Para simplificar el mantenimiento se ha utilizado construcción modular y cualquier unidad puede sustituirse inmediatamente, sin afectar a las otras unidades, enchufándose directamente cada una de las unidades en el circuito impreso principal que lleva la lógica electrónica. Dos tarjetas impresas separadas, que se enchufan también en el circuito principal, forman la unidad de adaptación de línea y la unidad de respuesta automática, con lo que las características individuales de cada instalación pueden transferirse fácilmente a cualquier máquina normal.

* Marca registrada del sistema ITT.

La ley de las economías de escala aplicada al diseño de sistemas de telecomunicación

Las reglas de diseño para sistemas de telecomunicación son axiomáticas. Sin embargo muchas de ellas se basan en la ley clásica de las economías de escala. El diseñador que no tuvo en cuenta esta ley al planificar nuevos productos, puede encontrarse con que su mercado fue vaciado por otro que sí la consideró.

L. W. ELLIS

Oficinas Centrales de la International Telephone and Telegraph Corporation, Nueva York, USA

Introducción

Para aquellos individuos que han dedicado una buena parte de su vida profesional al campo de las telecomunicaciones, la ley de las economías de escala se refleja en un número de reglas de diseño que han resultado axiomáticas en su uso. Resulta apropiado analizar periódicamente el origen de estas reglas para asegurarse de que su aplicación permanece válida. La base de la ley de las economías de escala, llamada frecuentemente en economía la ley de economías de producción en gran escala, reside en el análisis económico clásico de los suministros en industrias de costes decrecientes; "Todo aumento en el volumen de producción favorece la disminución de los costes unitarios del producto de salida" [1]. Aunque esta ley se obtuvo originalmente basada en fabricación, muchos autores han extendido su aplicación al campo de los transportes y servicios públicos. Afortunadamente, la telecomunicación es uno de tales servicios públicos a los que se aplica la ley. La unidad de "salida" en telecomunicaciones puede ser tan diversa como canales de transmisión, líneas de conmutación, palabras de memoria de procesador o, como se verá más adelante en los sistemas de transmisión, distancia.

Para un solo proceso de producción o un solo sistema de telecomunicaciones, la disminución de coste por unidad de salida no persiste indefinidamente, sino que se comporta según la ley de productividad decreciente (llamada también de los rendimientos decrecientes o diseconomías de escala). En fabricación, esto se puede expresar de la siguiente forma: "Más pronto o más tarde, se alcanza el punto de productividad decreciente, más allá del cual el producto por empleado disminuye al aumentar el número de éstos" [2]. En telecomunicación esto se comprueba, por ejemplo, en el incremento de coste de añadir un nivel jerárquico de múltiplex a medida que el sistema de transmisión crece en capacidad; otra fila de conmutadores cuando un sistema de conmutación paso a paso crece de 999 a 1000 líneas; o un repetidor principal cuando un sistema de transmisión se extiende más allá de los límites de la distancia de alimentación del repetidor terminal. Puesto que el diseñador de sistemas de telecomunicación aún no ha encontrado la panacea universal, todos los sistemas de telecomunicación hasta ahora conocidos, tienen una región en la que es aplicable la ley de las economías de escala y un límite superior a partir del cual comienza a no ser económico.

Se puede postular que el diseñador de sistemas de telecomunicación es un hombre económico y está moti-

vado por la posibilidad de obtener beneficios por reducción de costes. No se limita simplemente a diseñar un sistema único para cada aplicación sino que puede diseñar una familia de sistemas en escala creciente para realizar cada una de las funciones necesarias en un red de telecomunicaciones, siempre que haciéndolo de esta forma sea capaz de disminuir continuamente el coste unitario. Mientras que para muchos existe la apreciación emocional de que "lo grande es mejor", el hombre económico es conocedor de la ley de la productividad decreciente y arranca de un sistema conocido, pequeño y manejable para diseñar otro desconocido, mayor y posiblemente menos manejable, solamente cuando se apercebe de que, por el coste extra inicial requerido por el mayor tamaño del sistema, se obtendrá un beneficio que compense sobradamente este coste y el riesgo correspondiente que la mayor complejidad impone desde el comienzo. Mientras le es posible, el diseñador ex-

Tabla de abreviaturas

A, B	- constantes
a_i	- coste marginal de la variable i-ésima
a_0	- coste fijo
BW	- ancho de banda
C, C', C ₁	- coste total del sistema
C_d	- costes fijos con la distancia
CI	- coste inicial
CM	- coste marginal
CM_E	- coste marginal según el tráfico
CM_T	- coste marginal según el tamaño
C_p	- coste total de posibles sistemas posteriores según texto
CU	- coste unitario
E	- elasticidad de coste
EC	- envolvente de coste mínimo
EU	- envolvente de coste unitario mínimo
FDM	- múltiplex por división de frecuencia
FDMA	- acceso múltiple por división de frecuencia
FV	- frecuencia vocal
K, K ₁ , K ₂	- constantes
L	- longitud de la ruta
n	- exponente de X
N	- número de pares (líneas)
p	- coeficiente de la capacidad del sistema definido en el texto
PCM	- modulación por impulso codificados (MIC)
R	- frecuencia de llamadas en la hora cargada
T	- número de enlaces
TDM	- múltiplex por división de tiempo
TDMA	- acceso múltiple por división de tiempo
UC	- unidad de coste
X	- variable independiente de quien depende el coste
X_c	- punto de cruce
X_i	- variable independiente i-ésima de un total n variables

tiende la ley de las economías de escala en telecomunicaciones sobre un margen cuantitativo mucho mayor que para el proceso típico de producción, con la correspondiente modificación de su fundamento matemático.

Este tema ha vuelto en los años recientes a ocupar lugar destacado en la literatura. Desgraciadamente para el lector profano, una parte sustancial de lo que se ha escrito recientemente ha acomodado la ley de las economías de escala al resultado particular más deseado por el autor. En una compañía del tamaño y horizonte de ITT, esta tendencia se ha reflejado también en muchos documentos internos como, por ejemplo, cuando los proponentes de satélites intentaron justificar su sistema frente a los expertos en cable submarino, cuando los especialistas de transmisión buscaron ventajas sobre los de cable, cuando los partidarios de la conmutación controlada por procesador intentaron desplazar a sus competidores de la conmutación electromecánica y, en todos los casos anteriores el atacado rechazó la embestida de sus adversarios y contraatacó. En los Estados Unidos, la mayoría de los autores se han ocupado de la influencia de los reglamentos oficiales en la regulación de las empresas de telecomunicación y sus competidores potenciales. El autor ha intentado en este informe, dentro de la reconocida fallibilidad humana, establecer un camino objetivo en la aplicación de esta ley a las telecomunicaciones.

Restricciones

Como ocurre con la mayoría de las leyes, la ley de las economías de escala tiene ciertas restricciones en su aplicación. Como nos referiremos a ellas en discusiones posteriores, se dan a continuación con un número de orden:

1. La ley maneja costes, no precio. El precio es lo que se obtiene como valor para el observador. Frecuentemente, el nivel de lo que devengará la operación no es suficientemente alto para que el primer comprador costee los gastos iniciales del vendedor. El vendedor divide sus costes iniciales o fijos, tales como de Investigación y Desarrollo, de arranque de fabricación, y tras convertirlos en costes unitarios, los incorpora al precio que él pide de cada unidad fabricada. Si vende mayor número de unidades que las previstas, recuperará en exceso sus costes fijos; si vende menos unidades no recuperará sus costes fijos. El comprador, a menudo, no se apercebe de esta acción del vendedor pero si aquél intenta aplicar la ley de las economías de escala tratando su coste (los precios de los vendedores) como su variable independiente (es decir, una cantidad fija por unidad utilizada) es posible se equivoque en la aplicación de la ley, ya que el vendedor tomará acción sobre los precios para evitar la no recuperación de sus costes fijos si no consigue el objetivo de unidades de venta que se había fijado. Esto es particularmente importante en telecomunicaciones donde la Administración tiene un servicio público que realizar. Como tal, la administración tiene la obligación
- con el público y/o con su gobierno de proporcionar un cierto crecimiento del servicio cada año, y para conseguirlo tiene que asegurarse los suministros a largo plazo con su subsidiaria de fabricación o con un número de fabricantes competidores. Para la continuidad del suministro debe, por tanto, aceptar total o parcialmente los costes fijos de sus suministradores (tales como Investigación, Desarrollo e Ingeniería), con lo que se convierten entonces parcialmente en los costes iniciales del comprador sujetos a la ley.
- Dentro de este concepto de coste más que de precio tienen que incluirse las tarifas para los servicios de telecomunicación establecidos por las Administraciones de Telecomunicación. Si las tarifas están reguladas por comisiones como en Estados Unidos, o fijados por un departamento gubernamental, como en la mayoría de los países del resto del mundo, el concepto de precio medio para toda la nación es una práctica firmemente establecida. Así, donde las tarifas no siguen el coste, su uso en la aplicación de la ley de las economías de escala conduce frecuentemente a resultados erróneos.
2. Los costes deben reflejarse sobre la base de un completo desglose, lo que es particularmente cierto para costes variables con el tiempo tales como mantenimiento y depreciación. La economía de ingeniería [3] al aplicarse a las telecomunicaciones, ha sido consecuente con este principio y como tal ha exigido que las diferencias al comparar dos alternativas se realicen sobre la misma base, a través del análisis del valor actual de los cargos anuales. En la discusión posterior se supondrá que los costes iniciales y variables utilizados en la ley de las economías de escala se refieren siempre a su valor actual o, alternativamente, están reducidas todas las cargas anuales. Todo esto también es cierto en el caso de costes de sistemas controlados por ordenador donde deben incluirse tanto los costes de equipo como de programación.
3. El usuario debe necesitar realmente la escala. El diseñador de sistemas puede a menudo concebir sistemas que son económicos a una escala de utilización mucho mayor que la requerida por la demanda dentro del futuro predecible. Tratar de aplicar la ley de las economías de escala en un caso en que la demanda no garantiza un sistema de tal capacidad no tiene sentido. Los usuarios del sistema tendrían que pagar un precio por su utilización que, en definitiva, financiaría un sistema mayor que el requerido. A menudo, pagan un precio más alto por uso del sistema que lo que habría sido necesario si la capacidad del mismo se hubiera adecuado más estrechamente a la demanda.
4. No deben confundirse innovación y escala. Frecuentemente, el diseñador de sistemas al aplicar una nueva tecnología permite también el crecimiento del sistema. Entonces, su coste unitario a plena utilización de la nueva capacidad del sistema es menor que el coste unitario anterior para una menor capacidad, debido en parte a la escala y en parte al

Ley de economías de escala

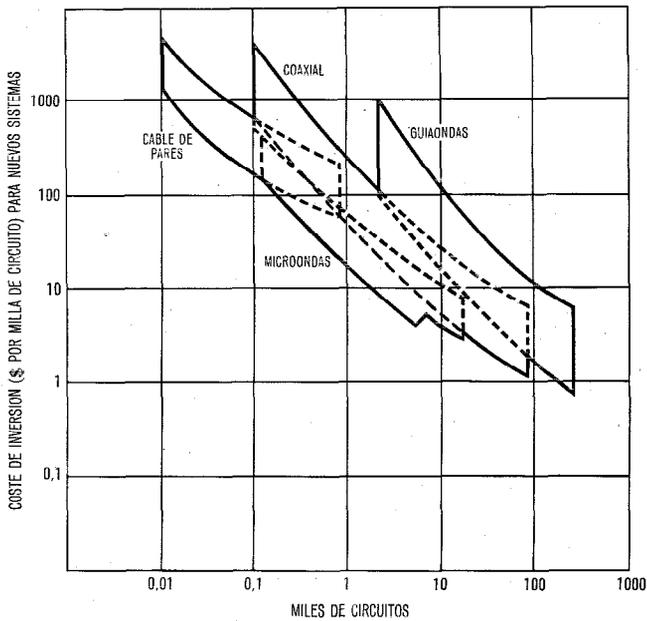


Fig. 1 Tendencias de costes en transmisión terrestre [8].

avance tecnológico. Su mejora de coste debida a la escala debe compararse con lo que un diseñador de la competencia hubiera conseguido de haber utilizado la nueva tecnología para diseñar un nuevo sistema de la misma capacidad que el sistema anterior. Esto es sencillo de establecer pero, como puede colegirse de algunos estudios recientes [4], [5] y [6], muy complejo de analizar en la práctica.

- Un sistema de la escala considerada debe tener sentido dentro de la red. El diseñador de sistemas de telecomunicaciones se enfrenta frecuentemente con situaciones en que uno de sus ingenieros le presenta una solución cuyo coste marginal (o incremental) por unidad de utilización es muy bajo considerado como subsistema. Sin embargo, después de un análisis de la situación se encuentra que corresponde a una escala cuya aplicación a la red práctica es inadecuada debido, bien al incremento de coste que impone en otra parte de la red, bien a la vulnerabilidad de la confianza del encargado del sistema ante un sistema tan grande. Un ejemplo clásico es el sistema digital de largo alcance de guíaondas para microondas [7] propuesto por primera vez en un momento en que la mayor sección transversal interurbana era solamente de unos pocos miles de circuitos, siendo el sistema realmente económico cuando pasaba de 100.000 circuitos por ruta [8] (Fig. 1). De haberse aplicado tal sistema cuando fue concebido inicialmente habría requerido una red de recogida de circuitos, prohibitivamente cara y de gran cantidad de kilómetros, para conseguir llenar razonablemente el sistema y, por tanto, la solución más adecuada fue la de sistemas para rutas directas más cortas, de coste más alto por kilómetro. Existe una buena bibliografía relacionada con el problema de la optimización de las redes [9, 10]. Uno de dichos estudios [11] llega a la conclusión de que incluso si los costes

de un subsistema específico fueran nulos, habría un margen en el que sería preferible otro sistema.

Formulación matemática de la ley de las economías de escala

La función básica de coste de cualquier sistema de telecomunicación puede expresarse como suma de un número de costes componentes. En la figura 2 puede encontrarse un ejemplo típico que muestra la estructura general del coste del múltiplex en los sistemas de transmisión. Para empezar, existe un coste inicial o fijo (CI) que representa el coste de arranque del sistema. El coste del sistema puede incrementarse por el aumento de una o más variables independientes (en el caso del múltiplex, el número de canales). Dentro de cierto margen de capacidad para la variable o variables independientes, el coste total del sistema crece esencialmente en forma lineal con el incremento de la misma. El factor multiplicador de la variable independiente para obtener el incremento en el coste total, se denomina coste marginal (CM). Nótese que este coste es distinto del coste unitario (CU) para cualquier tamaño ya que el coste unitario debe incluir una participación del coste inicial. Por encima del margen lineal de capacidad, el coste debe aumentar por incrementos del coste fijo y/o del coste marginal como se discutirá posteriormente en el capítulo "Antieconomías de escala".

Se definirá también una elasticidad de coste (E) que representa numéricamente el valor del cambio que experimenta el coste unitario al variar el tamaño para todas las variables tomadas en conjunto. Cuando la elasticidad de coste sea inferior a la unidad, los incrementos de tamaño disminuirán el coste unitario y existirá la economía de escala; cuando la elasticidad de coste es superior a la unidad, en el análisis clásico de esta materia se dice que no existe la economía de escala. Este concepto clásico de elasticidad procede de las actividades de fabricación donde las variables independientes están íntimamente relacionadas con los

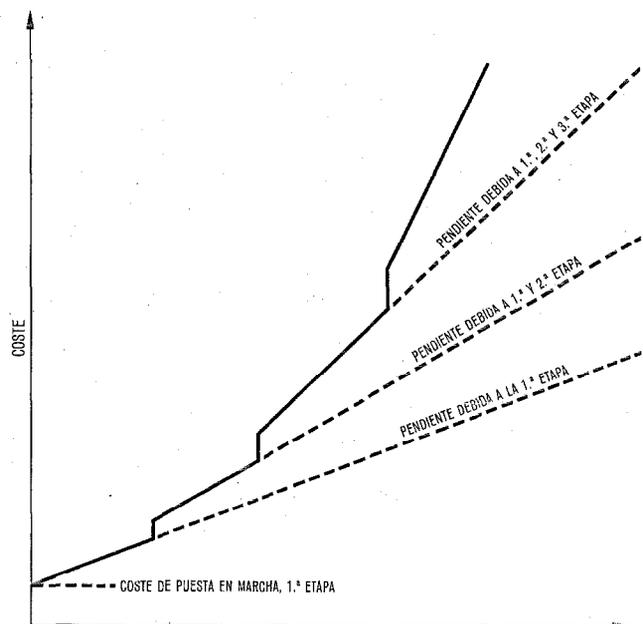


Fig. 2 Estructura general del coste del múltiplex [12].

productos fabricados. En la práctica, en telecomunicaciones, muchas de las variables son tan independientes que aunque la elasticidad de coste en total sea mayor que la unidad, una variable aislada puede presentar una economía de escala que puede explotarse individual y separadamente. Dentro de los límites de capacidad, la función coste puede escribirse así:

$$C = a_0 + \sum_{i=1}^n a_i X_i \quad (1)$$

donde C = coste total del sistema

a_0 = coste fijo

a_i = coste marginal de la variable i -ésima

X_i = variable independiente i -ésima de un total de n variables.

El coste marginal (CM) de cada variable (X_i) es $\partial C/\partial X_i$. La elasticidad de coste total (E) viene dada por:

$$E = \sum_{i=1}^n \frac{\partial C}{\partial X_i} \cdot \frac{X_i}{C} \quad (2)$$

Para que existan economías de escala $E < 1$. En el caso de una variable independiente única, las ecuaciones son las siguientes:

$$C = a_0 + \sum_{i=1}^1 a_i X_i = a_0 + a_1 X_1 = (CI) + (CM) X \quad (3)$$

y

$$E = \frac{dC}{dX} \cdot \frac{X}{C} = \frac{\text{Coste Marginal (CM)}}{\text{Coste Unitario (CU)}} \quad (4)$$

En el caso anterior, de variable única, a_0 representa el coste inicial o fijo (CI) y a_1 el coste marginal (CM) (variable o incremental). Los costes fijos en los sistemas de telecomunicación incluyen investigación, desarrollo, ingeniería, fuerza, terrenos, edificios, carreteras de acceso, bastidores y circuitería que se comparte con otras unidades. Los costes variables incluyen generalmente la circuitería y el equipo que tiene que añadirse por cada unidad. Hall [12] proporciona varios ejemplos de cómo se relacionan estos costes con los diversos sistemas e introduce los conceptos de costes a corto plazo frente a costes a largo plazo. Nosotros, sin embargo, realizaremos la formulación de la ley solamente mediante el análisis más directo de costes de una sola variable y del valor actual de los mismos.

Si consideramos la ecuación (3), a_0 y a_1 son constantes solamente dentro de los límites de capacidad impuestos por un diseño único del sistema. Son embargo, el diseñador de sistemas de telecomunicación tiene a su alcance varios sistemas alternativos para una función dada y puede elegir, por tanto, un sistema más económico con coste marginal inferior, si lo que necesita es una mayor capacidad. Para la familia de productos, por tanto, el coste marginal ($CM = a_1$) es una función decreciente de X y no una constante.

Si consideramos dos sistemas de costes C y C' , podemos encontrar la relación entre a_0 y a_1 como sigue (ver por ejemplo la figura 14):

a) Si $a_0' \leq a_0$ mientras $a_1' \leq a_1$, el segundo sistema debe esencialmente su ventaja de coste a la innovación y no a las economías de escala.

- b) Si $a_0' \geq a_0$ mientras $a_1' \geq a_1$, el segundo sistema no es económico.
- c) Si $a_0' > a_0$ mientras $a_1' < a_1$, existe la condición fundamental para que la escala sea económica. Por encima del valor de cruce de x ,

$$X_c = \frac{a_0' - a_0}{a_1 - a_1'}$$

el valor de $E < 1$ ya que en ese punto el coste unitario es igual en ambos sistemas y $CM' = a_1' < CM = a_1$.

El agrupamiento en una familia de productos, en la misma tecnología de sistemas posibles para una aplicación dada de telecomunicaciones, da un gráfico como los de las figuras 3 y 4. Se puede postular que para cualquier valor de la variable independiente, existe un coste mínimo (característico de la tecnología) por debajo del cual no se puede obtener ningún sistema. Cada sistema individual alcanza esta función de coste mínimo bien por tangencia en algún punto, bien tocándola en el punto en el cual se sale de su margen de capacidad lineal. Si existe una curva a la cual es tangente en un punto cada miembro de una familia de líneas dependiente de un parámetro, se dice que esta curva es la envolvente de la familia. En la figura 14 se muestra esta situación.

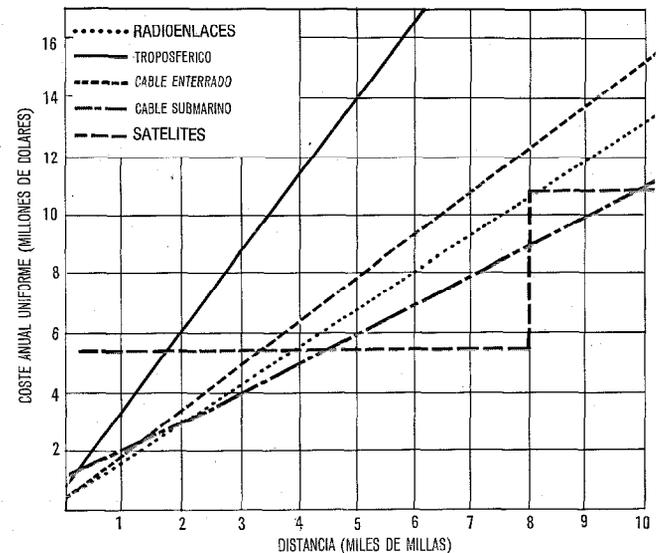


Fig. 3 Coste anual uniforme en función de la distancia — Comparación sobre sistemas de comunicaciones de 120 canales [34].

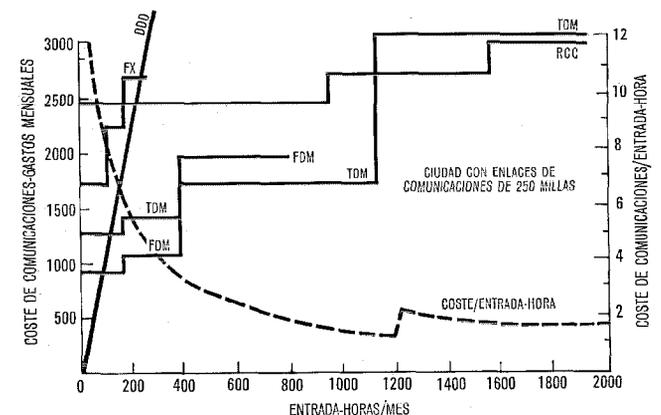


Fig. 4 Economías de las comunicaciones de datos — Resumen.

Ley de economías de escala

Esta curva se puede llamar la envolvente de coste mínimo (*EC*). Schwartz [13] la llama el "lugar de mínimos". Se puede calcular el valor de esta envolvente de coste mínimo de los sistemas que cumplan la ley de las economías de escala a partir del principio de que cada sistema es tangente a la envolvente en su capacidad más eficiente respecto al coste. Nótese que este principio se puede aplicar igualmente a la determinación de la envolvente de coste mínimo (*EC*) o de la envolvente de coste unitario mínimo (*EU*) donde el coste unitario (*CU*) = C/x .

Así en cada punto de tangencia

$$\frac{d(EC)}{dx} = CM = a_1. \quad (6)$$

Pero a_1 debe tener, como se ha indicado antes, un valor monótonamente decreciente al incrementar x , y además debe ser finito para el valor inferior de x . Una función simple que verifica empíricamente esta condición es:

$$f(x) = \frac{A}{1 + Bx^n}. \quad (7)$$

Para valores muy pequeños de x , $f(x) = A$, que es el coste marginal más alto considerado económico en la red. Sin embargo, para la región que estamos considerando cuya escala es grande, $Bx^n \gg 1$ y, por tanto, $f(x)$ tiende hacia $\frac{A}{B} x^{-n}$. El exponente n debe ser positivo y distinto de cero para que a_1 decrezca con x , y no debe exceder de 1 por las consideraciones prácticas de que C tiene que ser constante o crecer con x . Así, dentro del marco de la gran escala, se puede tomar $f(x) = \frac{A}{B} x^{-n}$. Por tanto el punto de tangencia,

$$\frac{d(EC)}{dx} = f(x) = \frac{A}{B} x^{-n} \quad (8)$$

y

$$EC = \frac{A}{B(1-n)} x^{1-n} + K_2 \quad (9a)$$

$$EC = K_1 x^{1-n} + K_2. \quad (9b)$$

La ecuación (9b) establece que, para una sola variable independiente, el diseñador de sistemas de telecomunicación habrá elegido el diseño apropiado para un sistema de gran escala (en un marco constante de innovación o tecnología) cuando su curva de costes sea tangente a una envolvente de coste mínimo cuya característica sea la indicada en esta ecuación. Si, por ejemplo, $n = 0,5$ para una familia de productos dada y $k_2 = 0$, un sistema 4 veces mayor (en capacidad óptima) que un sistema anterior debe costar solamente el doble y uno 9 veces mayor debe costar solamente el triple. En posteriores secciones consideraremos el valor apropiado de n para diferentes clases de sistemas.

De nuevo, estamos principalmente interesados en valores de gran escala donde $K_1 x^{1-n} \gg K_2$ por lo que K_2 puede ser despreciada. Esto es, dicho sea de paso, una práctica basada en una aproximación programática a resultados conseguidos en los casos que se discuten posteriormente y en la idea admitida de que en el campo de las telecomunicaciones, de rápidos desarrollos, la

innovación comporta un peso que casi enmascara la ley de las economías de escala (según se señala en la restricción 4 anterior) y que, por consiguiente en el mundo real de las telecomunicaciones sólo se hace patente el término más significativo de cada ecuación. Bajo esta condición, se puede determinar la envolvente del coste unitario mínimo (*EU*) como sigue:

$$EU = \frac{EC}{x} = K_1 x^{-n}. \quad (10)$$

Esta ecuación establece que, para una sola variable independiente, el diseñador de sistemas de telecomunicación habrá elegido el diseño apropiado para un sistema de gran escala (en un marco constante de innovación o tecnología) cuando su curva de coste unitario sea tangente a una envolvente de coste unitario mínimo cuya característica es como se especifica en esta ecuación. Así, para $n = 0,5$, un sistema 4 veces mayor debe tener un coste unitario mitad.

El significado del exponente n es conceptualmente difícil y necesita, quizás, una explicación. Si $n = 0$, el coste marginal es constante y el usuario no tiene razón para buscar sistemas de gran tamaño y complejidad ya que puede satisfacer sus necesidades con varios sistemas de pequeño tamaño. Si $n = 1$, el coste para grandes valores de x es constante y se tienen todas las razones a favor para aplicar los sistemas con estos grandes valores de x ya que no hay ningún inconveniente en hacerlo (ver, por ejemplo, el coste de los sistemas de satélite en función de la distancia en la figura 3). Como se ha mencionado anteriormente, n no puede exceder de la unidad, pues el coste total no disminuye con el tamaño en los sistemas que se usan en la práctica. Con estos puntos de referencia puede afirmarse que el valor de n es una medida del grado de cumplimiento de la ley de las economías de escala. Cuanto más próximo está n a la unidad, más efectivos son los sistemas de gran escala en cuanto a reducción de costes; cuanto más pequeño se hace el valor de n , más práctico resulta utilizar varios sistemas de pequeña escala. Los ejemplos de los valores de n que siguen, mostrarán que en las familias de sistemas de tecnología comparable que se usan en la práctica, n no varía de hecho entre 0 y 1, sino que cae en un margen restringido alrededor de un valor intermedio. Aunque un diseñador de sistemas puede anticipar que dispone de considerable libertad, debe prestar gran atención a la estrechez del margen de n en los ejemplos prácticos.

Esta es, entonces, la esencia de la ley de las economías de escala, tal como se aplica a una sola variable en telecomunicaciones. Desde luego, los sistemas de telecomunicación no dependen de una sola variable. Los sistemas de transmisión pueden variar con la capacidad y la distancia; los sistemas de conmutación varían con las líneas, el tráfico (Erlangs) y la tasa de llamadas en la hora cargada y así sucesivamente. El problema de analizar tales sistemas (de variables múltiples) es el de que la envolvente de dos variables ya no es una curva representable sobre un gráfico sino que es una superficie y, como tal, solamente es representable sobre un gráfico si el lector mantiene constante una de las variables

y visualiza el coste sobre la escala de la otra. Los que prefieran intentar el análisis más complejo, pueden encontrar el método en un buen texto como el Miller [14]. Sin embargo, como la mayoría de los ejemplos que se consideran a continuación se pueden expresar con una sola variable, detendremos el análisis en este punto.

Antieconomías de escala de sistemas individuales

Antes de examinar las consecuencias de la ley de las economías de escala sobre la familia de productos, es conveniente observar que en el análisis anterior se ha hecho el supuesto de que cada sistema continúa su comportamiento lineal, al menos hasta que se solapa en X_c con el sistema inmediatamente superior en capacidad, donde el comportamiento del primero se hace inconsecuente con la ley. Para completar este análisis, es importante estudiar el comportamiento de sistemas individuales en el punto en que comienza la antieconomía.

Un sistema de telecomunicación próximo o en sus límites de crecimiento lineal, puede tender hacia la antieconomía por tres caminos distintos. Primero, puede dar lugar a una antieconomía por incremento gradual del coste marginal. En la figura 5 se muestra un ejemplo, procedente de Davis y Lally [15], en el que la planta exterior de cable se comporta por término medio (distancia en miles de pies), según la curva:

$$C = 58,08 + 15,841 x + 1,1758 x^2 + 0,04215 x^3 + 0,000529 x^4 \quad (11)$$

Para valores bajos de x , el coste marginal es constante, pero los términos de orden superior aseguran el incremento gradual del coste marginal.

La causa principal de tal característica es la necesidad, en una red práctica, de limitar la resistencia de

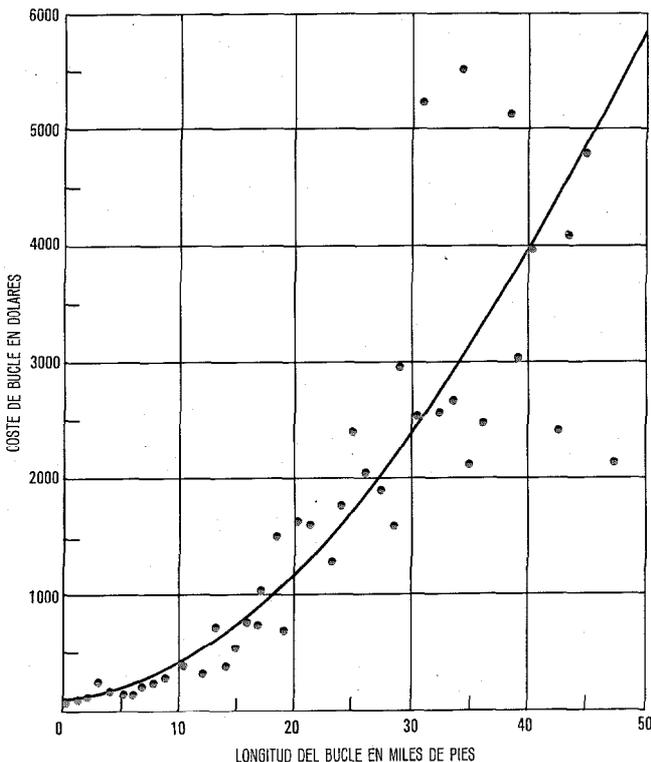


Fig. 5 Coste del bucle en función de su longitud [15].

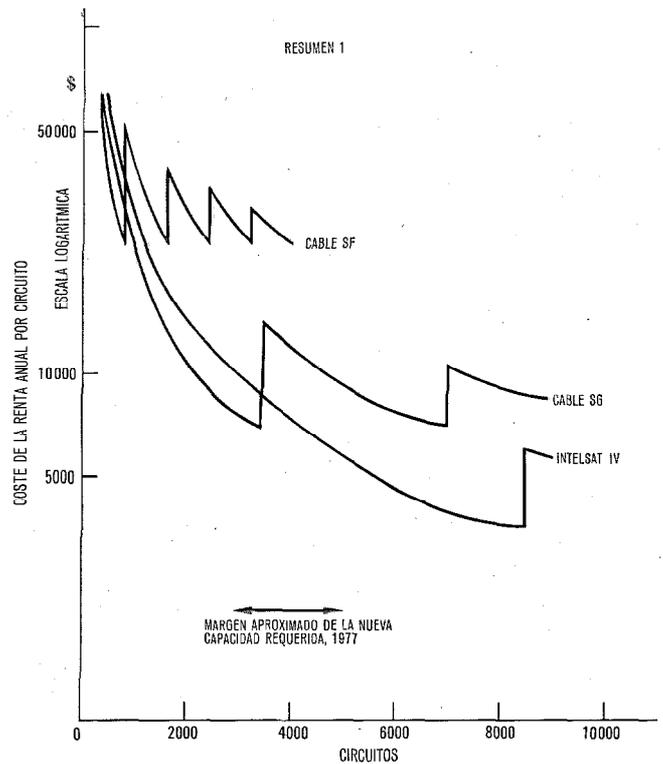


Fig. 6 Coste por circuito utilizado en función de la nueva capacidad en circuitos, supuestos del resumen [16].

bucle para que funcione la señalización de bucle y de limitar las pérdidas del bucle de abonado para que éste pueda recibir un nivel de transmisión adecuado (equivalente de referencia). Ambas condiciones obligan a que aumente el diámetro del hilo con la distancia, al menos en parte de la longitud del bucle, lo que da lugar a un incremento del coste marginal. Como señalaremos posteriormente, la planta exterior según la analizan Davis y Lally, al desviarse de la ley, impulsa a nuestro hombre económico, el diseñador de telecomunicaciones, al desarrollo de sistemas, tales como multiplexores y concentradores de bucles de abonado que verifican la ley.

Segundo, el camino más común hacia la antieconomía en telecomunicaciones se muestra en la figura 6 (de [16]) y resulta de la necesidad de instalar un segundo sistema del mismo tipo que supone un escalón de incremento en el coste inicial pero no aumenta el coste marginal. Un ejemplo práctico es la necesidad de añadir un portador de radiofrecuencia adicional en un sistema de microondas cuando el primero está completo. Nótese que el segundo incremento de coste fijo puede no ser tan grande como el coste inicial. Muy relacionado con esto, y relativamente infrecuente en telecomunicaciones, es el caso en que tanto el coste fijo como el marginal aumentan según funciones escalón en el punto de la antieconomía. Un ejemplo característico se obtiene en control de multiproceso de sistemas de conmutación cuando el procesador inicial (incluyendo su repartición de carga o microsincronización dual) ve su capacidad desbordada, no solamente hay que añadir un segundo procesador a un coste fijo incrementado, sino que tam-

Ley de economías de escala

bién aumenta el coste marginal, debido a la sustracción de una porción de la capacidad de procesamiento para la intercomunicación de los dos pares de procesadores. (Nótese que en este último ejemplo puede ser igualmente correcto argüir que todo el incremento de costes está en el coste fijo y que la necesidad de que se intercomunican los procesadores solamente implica acortamiento en el intervalo previo al punto en el cual, para mantener un crecimiento provechoso de la salida, es preciso aumentar la capacidad).

Un segundo ejemplo se encuentra en el múltiplex para los sistemas de transmisión que se muestra en la figura 2 de Hall [12]. Señala, sin embargo, mediante un breve estudio estadístico realizado sobre un múltiplex interurbano ITT K 65 basado en el plan de frecuencias del CCITT que "con la excepción de un pequeño escalón en 480 canales, el coste por canal disminuye de forma monótona". En sistemas múltiplex competitivos prácticos, en los que la relación de etapas múltiplex sucesivas es suficientemente grande, existe solamente una pequeña antieconomía de escala a tamaños muy grandes y, para cualquier aplicación práctica se puede considerar que el equipo terminal de portadoras en el extremo del sistema tiene una función de coste dependiente de una sola variable $C = a_0 + a_1 x$, donde x representa el número de canales.

Planificación de la familia de productos

En los casos anteriores es fácil ver que las curvas de costes de estos sistemas individuales se desvían suavemente de la EC en el primer caso, pero abruptamente en los casos segundo y tercero. El impacto de esto sobre la planificación de la familia de productos es la necesidad de disponer de un nuevo producto de mayor escala (si existe demanda, como se señala en la restricción 3) que sea económico en el punto, o por debajo de él, en que la antieconomía comienza a ser sustancial.

Le segunda consideración en la planificación de la familia de productos es la de que por muchas razones, entre las que destaca la de estar dando un servicio público, la Administración usuaria debe considerar la fiabilidad como uno de sus elementos. De esta forma, si un número mayor de sistemas más pequeños no aumenta significativamente los costes, se mejora la fiabilidad si el elemento simple más sujeto a fallo en la red no aumenta con la demanda. La Administración tiene así un incentivo para ir a un sistema grande solamente si los ahorros son razonablemente elevados. Si no son grandes, es preferible duplicar su sistema inicial (o triplicarlo) antes de realizar un salto sustancial de capacidad hacia un sistema mayor.

Una tercera consideración es la de que cada reducción de coste debe subvencionar su propio incremento de coste inicial, lo que también favorece los saltos sustanciales de capacidad y un menor número de tipos de sistema.

Cuarto, se puede analizar fácilmente, de acuerdo con la Ley de las economías de escala, una familia de productos en la que ningún sistema se desplaza hacia su escala antieconómica. Tomemos $n = 0,5$ y el sistema

de referencia $C_1 = 1 + X$ que es tangente a EC en $X = 1$. Así $EC = 2 X^{1/2}$ y $CM = d EC/d x = x^{-1/2}$. Supongamos que C_p tangente a EC en cualquier punto p , es representativo de posteriores sistemas potenciales en la familia de productos. El valor p representa así un sistema de capacidad p veces la del sistema de referencia. Así, $C_p = p^{1/2} + x p^{-1/2}$. Si calculamos el punto de cruce X_c de C_p con C_1 , encontramos $X_c = p$. El coste de C_1 o C_p a X_c menos EC a X_c , reflejado como porcentaje de EC , puede calcularse fácilmente como se indica en la tabla 1.

Tabla 1 - Coste en tanto por ciento de la envolvente de coste mínimo.

p	$\frac{C_1 - EC}{EC}$ a $X_c = 100 [0.5 \{ (p^{1/2} + 1)^4 p^{-1} \}^{1/4} - 1]$
2	1,5 0/0
3	3,8 0/0
4	6,1 0/0
5	8,2 0/0

Este resultado muestra que, si cada uno de los sistemas considerados no se sale de su margen lineal para caer en la antieconomía, no existe mucha ventaja de coste que ganar al ajustar la capacidad en pequeños escalones. En terminos prácticos, los escalones de capacidad de la familia de productos, según el análisis anterior, raramente debe ser menor de 2:1 ni mayor de 5:1.

Davous [17] al analizar la planificación de las familias de ordenadores ha considerado que las ampliaciones de los ordenadores se hacen en escalones añadiendo periféricos y módulos de memoria y que los ordenadores se pueden simplificar desde su punto más económico eliminando algunos de estos aditamentos. Como consecuencia, cuando se reúne toda una familia de productos, se puede alejar de la envolvente de coste mínimo de forma escalonada como se muestra en la figura 7 que es reproducción de la figura 7 de dicho autor. Nótese que en este caso se ha tomado el coste como variable independiente más que como dependiente, según se muestra en la memoria de otros gráficos, y que la zona sombreada representa la ganancia en funcionamiento frente a ordenadores de generaciones anteriores.

Cables para comunicaciones

Es lógico comenzar un análisis de ejemplos de la ley de las economías de escala por los cables para comunicaciones, ya que fue la antieconomía de las mallas de interconexión de todos los abonados lo que dió lugar al nacimiento de los sistemas de conmutación como elemento esencial en la creación de una red de tipo estrella y puesto que la antieconomía de los cables con la distancia dió paso a los sistemas de transmisión como una medida para la mejora de costes.

La función coste de los cables viene dada por Hall [12] como:

$$C = (CI + CM_T \cdot N) L \quad (12)$$

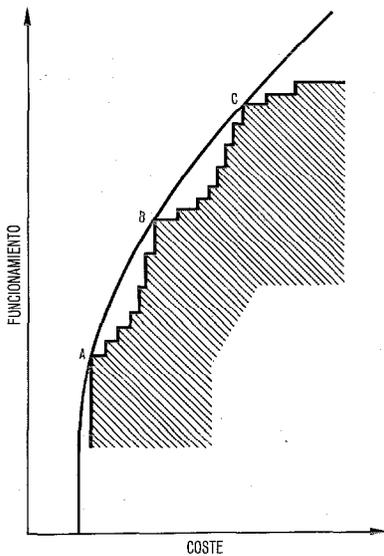


Fig. 7 La familia de ordenadores A, B y C. Funcionamiento sobresaliente de los ordenadores de la generación anterior [17].

donde: CI = coste inicial
 CM_T = coste marginal según el tamaño
 N = número de pares
 L = longitud de la ruta.

Una función más general de los sistemas de transmisión, incluidos los cables, es

$$C = (CI + CM_T \cdot N) (CI_d + L), \quad (13)$$

donde CI_d representa costes fijos con la distancia, tales como protectores, bobinas de repetición, alimentación, etc. Esta ecuación puede verse que es como la (1) con la adición de un término $CM_T \cdot NL$, que es significativo en un análisis de dos variables. Para un análisis de una sola variable, manteniendo la otra constante, la ecuación (13) se reduce a la ecuación (3).

Si examinamos primero el coste de los cables del bucle de abonado en función de la distancia, de acuerdo con Davis y Lally [15], podemos utilizar la ecuación (11) y calcular el coste unitario

$$CU = 58,08 x^{-1} + 15,841 + 1,1758 x + 0,04215 x^2 + 0,000529 x^3 \quad (14)$$

en donde X es la distancia en kilopies.

Claramente se ve que esto tiene un coste unitario mínimo que se puede aproximar, tomando los tres primeros términos, al valor $x = 7,03$ kilopies. En consecuencia, un cable en función de la distancia tiene una economía de escala para $0 < x < 7,03$ y una antieconomía gradual por encima de este punto, por las razones explicadas anteriormente durante la discusión de las antieconomías. Puesto que el estudio de Davis y Lally es compuesto, no tenemos base para calcular EC en función de la distancia solamente para los cables.

El estudio de Ballard [18] sobre cables utilizados en sistemas telefónicos rurales hace algunas comparaciones de dólares por milla de circuito (coste unitario) frente a número de pares en el cable. Desgraciadamente, este estudio no incluye suficiente número de tipos de cables diferentes como para evaluar completamente EC o EU . Una conclusión de su figura 7 reproducida aquí como

figura 8, es la de que existen economías de escala con la capacidad y que un valor aproximado de n al determinar EU es 0,5. Así, $EU = Kx^{-0,5}$.

Hall [12] concluye del análisis de las antieconomías de escala con la longitud del bucle en función de las economías de escala con el tamaño del cable, que "es probable que el coste total de los bucles muestre antieconomías de escala con el tamaño y la densidad de la ciudad pero esta conclusión no será cierta hasta que todos los hechos estén incluidos". Más claramente, no es cierto si miramos lo que el diseñador de sistemas de telecomunicación ha hecho para reintroducir las economías de escala con la distancia. Lawlor [19] ha analizado dos de las soluciones competitivas, concentradores y portadoras, según se muestra en la figura 9. A partir de su análisis se puede calcular $EU = Kx^{-0,36}$ si las líneas de portadoras y concentrador se amplian hasta el punto de máxima capacidad (200 kilopies). Basado en los sistemas mostrados, queda claro que las curvas de costes se separan de EC a 40 kilopies en una cantidad suficiente para que otro sistema de portadoras inter-

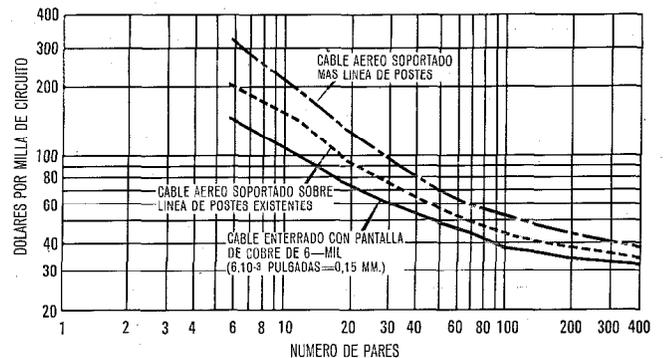


Fig. 8 Comparación de los costes de instalación del cable de calibre 22 AWG por milla de circuito [18].

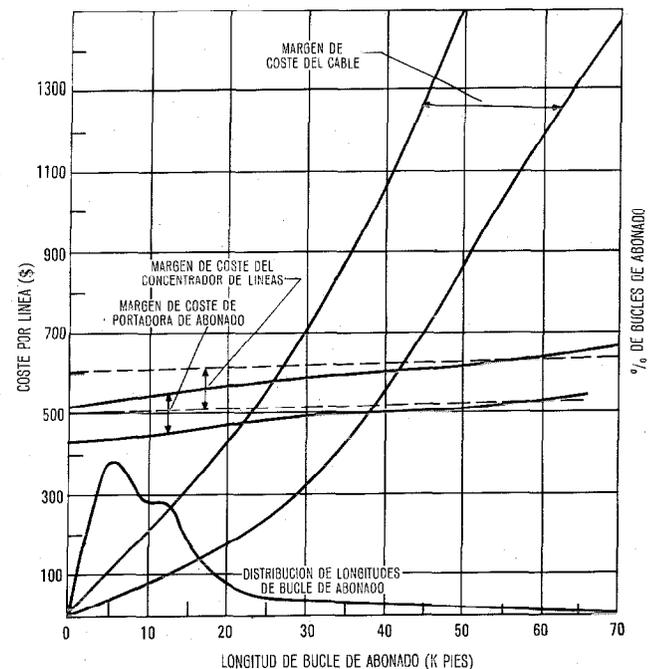


Fig. 9 Primer margen de coste del cable, portadora de abonado y concentrador de línea, en función de la longitud del bucle de abonado [19].

Ley de economías de escala

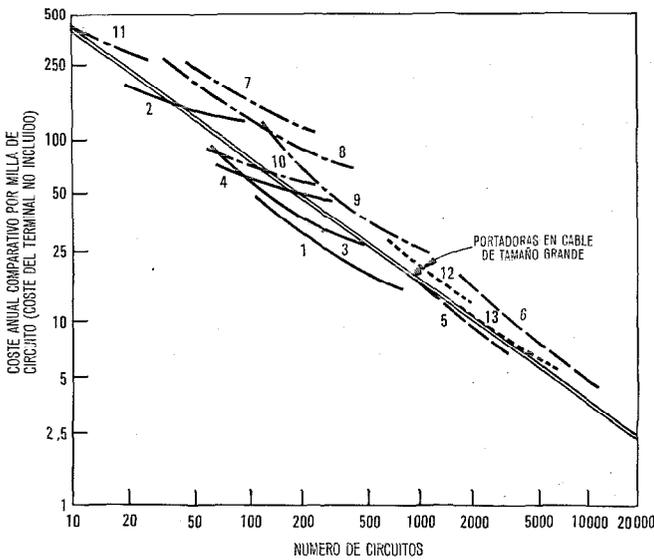


Fig. 10 Coste de circuito anual comparativo en función del número de circuitos [20].

Hilo aéreo	Cable
1 - Frecuencia vocal en hilo desnudo	7 - Frecuencia vocal en cable (4 hilos)
2 - Frecuencia vocal más portadora C en hilo desnudo	8 - Frecuencia vocal en cable (2 hilos)
3 - Frecuencia vocal más portadoras C y J en hilo desnudo	9 - Portadora K, cable pequeño
Radioenlace	10 - Portadora N
4 - Portadora O	11 - Portadora ON
5 - Microondas TD-2	Cable coaxial
6 - Microondas TH	12 - Portadora coaxial L1
	13 - Coaxial L3

medio sea ventajoso sobre un margen importante de distancia. Así, las soluciones encontradas hasta la fecha tienen puntos óptimos en la relación de 28:1 (200:7) en vez de la 5:1 encontrada como máxima deseable en la sección titulada familia de productos. Lawlor muestra también que el porcentaje de bucles de abonado en este margen es bajo, lo que puede inhibir tal sistema intermedio si sus costes fijos no pueden ser sufragados por una cantidad suficiente de sistemas.

Sistemas de transmisión — capacidad

Los sistemas de transmisión se han analizado bastante profundamente en el caso de variable única, respecto a la capacidad. Abraham [20] (Fig. 10), muestra una línea de tendencia para la cual $n = 0,71$. Su análisis se basa en que el coste anual satisface la restricción 2, pero mezcla, sin embargo, la tecnología con las economías de escala en sus cálculos, lo que va en contra de la restricción 4. Si calculamos nuevamente EU tomando, por ejemplo, portadora ON, microondas TD-2 y portadora coaxial L-3 como tecnologías de épocas comparables, $EU = Kx^{-0,65}$, que es probablemente un valor de base más sólida. Aquí, x representa capacidad de transmisión.

Swenson y Montie [21] han analizado los sistemas de microondas TD-3, y portadora coaxial [21] han analizado los sistemas de microondas TD-3, y portadora coaxial L-4 y L-5, comparables también en el tiempo.

Su análisis que puede verse en la figura 11, se basa en coste anual y satisface, por tanto la restricción 2. Si se calcula EU tomando los puntos óptimos de TD-3 y L-5 (que tienden a estar donde se salen de las economías de escala más que en los puntos de tangencia), se encuentra $n = 0,38$. En nuestra opinión, este valor es probablemente bajo debido a su método de calcular los factores de coste anual; no se supone ninguna deuda en la estructura de capital que, con un porcentaje de ingresos del 50 %, coloca el coste del dinero en un punto más alto de lo que es probable encontrar en una administración financiada más normalmente; y para los sistemas de cable coaxial se supone una vida de 25 años, lo que puede ser adecuado para el equipo repetidor pero es ciertamente bajo para los 2/3 del coste del sistema, representado por el cable instalado. Como consecuencia, sus factores de coste anual para sistemas de microondas y coaxial están en la relación 1,22, mientras que utilizando los factores de Smidt [3] se encuentra una relación de 1,43 para una compañía telefónica típica de USA. Una administración de telecomunicaciones gubernamental puede encontrar una relación incluso mayor ya que el menor coste del dinero reduce la carga anual efectiva de los sistemas coaxiales, más que para sistemas de microondas que tienen un CI menor.

Edwards [22] ha realizado el análisis del coste de los sistemas de transmisión en función de la capacidad, avanzando especulativamente hacia la era de los sistemas de fibra óptica y guíaondas mostrados en la figura 12. Su $EU = Kx^{-0,73}$ en una base global. En la opinión de este autor, el valor de n es demasiado alto, basado en un razonamiento subjetivo (parece un poco pronto en la evolución de tales sistemas para proyectar estos bajos costes de fibras ópticas y guíaondas que requerirán nuevas técnicas de instalación). Además, los costes de Edward son solamente CI ; cuando se incluya

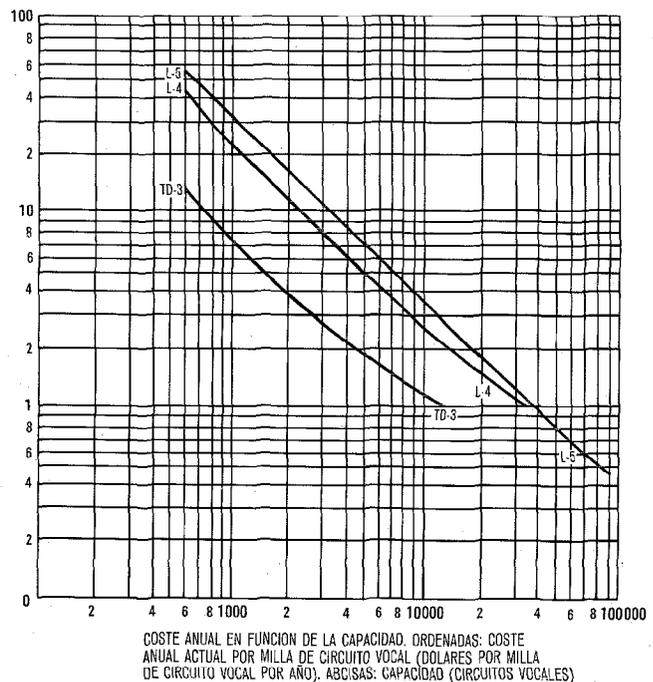


Fig. 11 Coste anual en función de la capacidad [21].

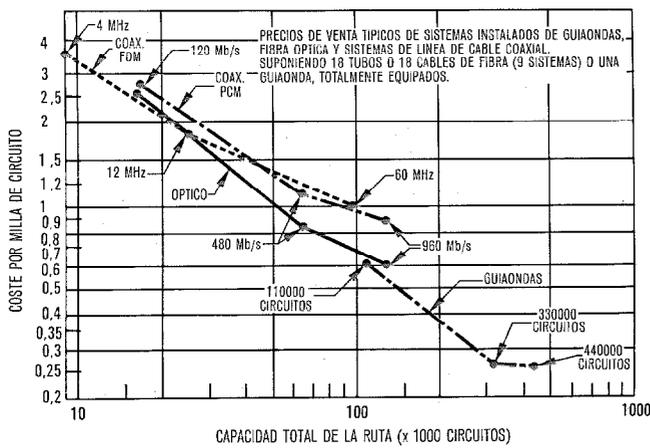


Fig. 12 — Precios de venta típicos de sistemas instalados — Guíaonda, fibra óptica y sistema de línea de cable coaxial [22].

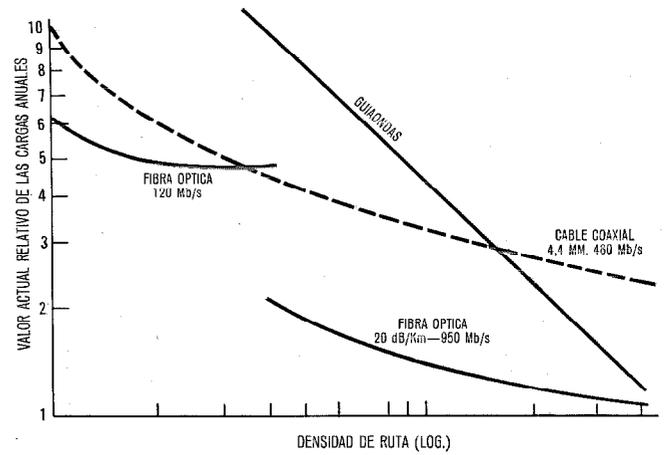


Fig. 13 Costes de instalación descontados [23].

el valor actual de los costes de mantenimiento y operación para satisfacer la restricción 2, será el momento de ver si estas nuevas tecnologías pueden demostrar también su eficacia económica. Debe notarse también que calcular *EU* sobre tecnologías mezcladas va contra la restricción 4. Los valores de Edward para los sistemas coaxiales representan tecnologías comparables y un valor separado de *EU* para éstas solamente de $n = 0,52$.

Sandbank [23] pasa por algunos de estos mismos puntos al comparar los sistemas de fibra óptica con los de guíaondas. A partir de su estudio sobre el valor relativo actual de las cargas anuales por circuito, queda claro que los sistemas de fibra óptica, si cumplen sus objetivos de costes, representarán una innovación tecnológica económica respecto a la transmisión digital sobre sistemas coaxiales. Tomando las fibras ópticas y las guíaondas como tecnologías comparables, los sistemas de guíaondas se aproximarán al *EU* de los sistemas de fibra óptica solamente en rutas muy largas, más allá de los límites de su densidad de ruta calculada en la figura 13. En los dos sistemas ópticos que considera, $EU = Kx^{-0,81}$, que es un valor más optimista incluso que el de Edwards y puesto en duda por demasiado alto, debido a las mismas razones. Para ser justos con Sandbank y Edwards, debe señalarse que la capacidad intrínseca de los sistemas de guíaondas y de fibra óptica corresponden a un número de canales mucho más alto que el considerado por estos autores al aplicar la ley de las economías de escala. Como consecuencia, su valor de n tenderá a ser algo más alto que el correspondiente a la media de todos los sistemas de telecomunicaciones, aunque en mi opinión no tan alto como se estima actualmente en las referencias citadas.

Collier, en un par de estudios [24, 25], ha investigado la capacidad de los sistemas de transmisión analógica y digital. Uno [24] de sus numerosos ejemplos se reproduce como figura 14 y se refiere a los costes de capital relativos de los sistemas analógicos de cable coaxial. Sus comentarios sobre estos dos estudios son los siguientes [26]:

“... ambos dan valores de n próximos a 0,5 (regla de la raíz cuadrada) para líneas coaxiales analógicas, en el margen de 1,3 a 180 MHz, para costes de capital o valor actualizado de los costes anuales para el conjunto de la compañía. En general, la línea de tendencia 1,3:4:12 MHz es más empinada (n aproximadamente 0,6) porque todos utilizan cable de 4,4 mm (1,3 MHz estaría probablemente cerca del óptimo sobre cable de 2,8 mm) mientras que la tendencia 12:60:180 MHz es menos pendiente (cable de 4,4, 9,5, 15 mm respectivamente). El último puede ser pesimista en términos de costes de repetidor cuando esté en plena producción.”

Su comentario principal es que se debe dilucidar por comparaciones entre sistemas totalmente optimizados y sistemas de diversas capacidades en el mismo cable.

Realizando cuidadosos cálculos a partir de los estudios de Collier se encuentra para la variación del coste con la capacidad un valor medio de $n = 0,54$ sobre 4 ejemplos.

En la figura 15 se reproduce un estudio de Standard Elektrik Lorenz [27] sobre los costes relativos por kilómetro de canal de conversión para sistemas de transmisión de 12, 300 y 900 canales. La pendiente de la línea de tendencia representa un valor de $n = 0,67$.

El debatido estudio OTP [16] sobre sistemas de satélites y de cable submarino utilizado anteriormente

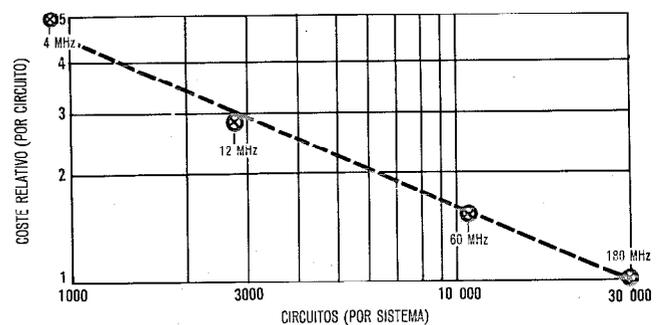


Fig. 14 Costes relativos típicos de capital de sistemas de línea analógica para cable coaxial [24].

Ley de economías de escala

como un ejemplo de las antieconomías de escala (Fig. 6) puede ser analizado por su *EU* con el resultado de $n = 0,49$. Puesto que este estudio está basado en costes anuales se hizo una evaluación de costes bastante racional (con la excepción poco significativa del múltiplex de la estación terrena), podemos utilizarle como ejemplo de base sólida sin analizar la racionalidad de las suposiciones realizadas. Incidentalmente, este estudio es un ejemplo de la restricción 3 (en el margen en que existe demanda, el acarrear costes de la capacidad no utilizada del satélite le hace tan caro como los sistemas de cable submarino de menor escala).

Otro estudio originado a nivel gubernamental fue el trabajo sobre política de comunicaciones del Presidente Johnson (President's Task Force on Communication Policy) [8], que analizaba las tendencias de los costes en transmisión sobre tierra, reproducido como figura 1. Las cifras corresponden a costes de inversión (no incluyen el valor actual de cargas anuales de mantenimiento y operación, pero incluyen también sistemas de guíaondas como representantes de nueva tecnología, debatibles, como se ha discutido anteriormente en el estudio de Edwards). A partir de sus curvas para sistema coaxial y cable de pares, que representan tecnologías comparables, podemos calcular $n = 0,72$.

Hall [12] proporciona un análisis de primer coste (*CI*) de las líneas con repetidores de la Bell (ATT) en función de su capacidad, que se muestra en la figura 16, a partir del cual se puede calcular un $EC = Kx^{1-0,37}$. La discusión de Hall señala que "los sistemas de radio como clase parecen ser más económicos que todos los sistemas coaxiales", pero este argumento ignora la restricción 2. El valor de $n = 0,37$ se ha calculado pues sobre una base que es probablemente demasiado baja, ya que un menor coste relativo de los sistemas coaxiales disminuiría el exponente $(1-n)$, incrementando por tanto n .

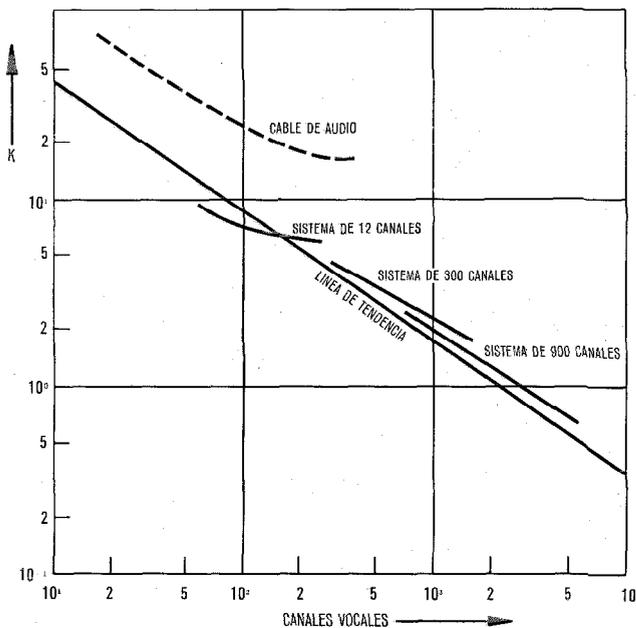


Fig. 15 Coste *K* relativo por kilómetro de canal de voz, de sistemas de frecuencias portadoras [27].

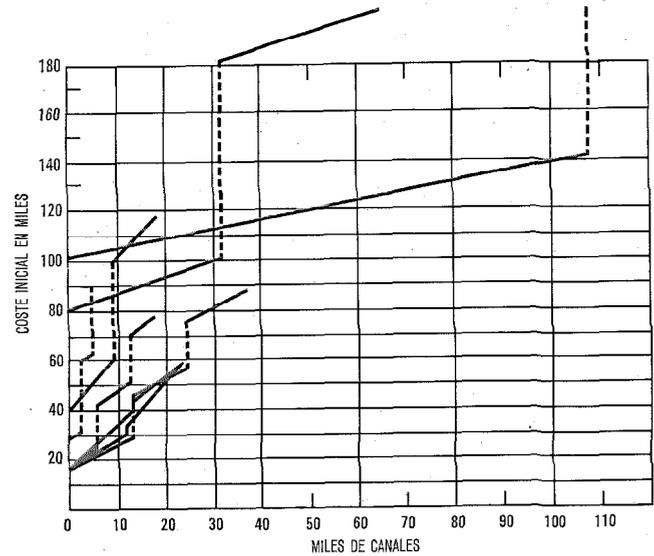


Fig. 16 Funciones de costes iniciales para líneas con repetidores de la Bell [12].

Gould [28] ha analizado los costes en términos de tarifas frente a anchura de banda para canales de comunicación de líneas privadas. La línea de tendencia de coste aparece en la figura 17, dando una función de coste en relación con la capacidad $C = 101 X^{1-0,56}$ dólares por mes (donde X representa la anchura de banda en Hz). La poca divergencia de la información de esta fuente respecto a su línea de tendencia da credibilidad a la afirmación de que las tarifas son una medida adecuada de los costes anuales.

Finalmente, en el análisis de costes en función de la capacidad de transmisión deberíamos mencionar varios estudios adicionales. Cosgrove y Chipp [29] publicaron información que tendía a presentar las economías de escala pero no permitía un cálculo racional de *EU*, debido a las mezclas de tecnologías y los standards de funcionamiento de los sistemas considerados (es decir, la radio de AF resultó ser de coste más bajo para tecnología antigua que para tecnología más moderna, pero ciertamente no comparable debido a un funcionamiento mucho peor). Cuccia [30] basa sus costes en [29] pero añadiendo una "línea descendente de comparación". El análisis muestra que la pendiente es $1/x$ (como se

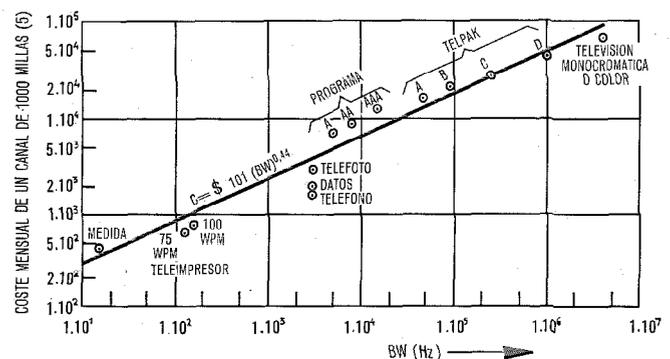


Fig. 17 Coste mensual de un canal de 1000 millas, en función de la anchura de banda [28].

podía esperar para un sistema único a alta capacidad) más que una verdadera medida de *EU*.

Mackay, Dawidzuik y Preston [31] proporcionan un análisis del argumento del sistema de satélite frente al de cable submarino, pero presentan información tanto en distancia como en capacidad que no es fácilmente analizable para *EC* o *EU* de capacidad. Dickson y Bowers [32] presentan un estudio penetrante del efecto del incremento de la anchura de banda sobre el coste unitario, con referencia particular al videoteléfono, pero puesto que se basa en unidades arbitrarias no permite el análisis de *EU*.

Sistema de transmisión — Distancia

Debido a las economías de escala con la distancia de los sistemas de transmisión, en contra de los cables, virtualmente todas las comunicaciones interurbanas se realizan actualmente a través de aquéllos. Es interesante ver cómo comparan tales sistemas a distancias superiores a las mostradas en la figura 9.

Un estudio de Whyte [33] relativo a la transmisión analógica frente a la digital da generalmente un análisis que contraviene la restricción 4, en cuanto a estar mezcladas innovación y escala. Un estudio, figura 18, compara dos sistemas digitales sobre cable coaxial de tecnologías semejantes a 120 y 500 Mbits/s respectivamente, en el margen de 0 a 100 millas (160 km). Para estos dos sistemas solamente se puede obtener un *EC* aproximado $EC = Kx^{1-0,72}$, donde *x* es la distancia en millas.

Atkinson [34] realiza el mismo tipo de comparación, pero a distancias intercontinentales. Tomando su estudio para 120 canales, reproducido en la figura 4, $EC = Kx^{1-0,47}$. En este caso, se compararon sistemas de microondas, cable enterrado, cable submarino y satélites, todos ellos basados en acceso múltiple por división de tiempo (TDMA) pero, puesto que el último corresponde a una tecnología más moderna que los otros, se violó la restricción 4. Sin embargo, para la capacidad de canales seleccionada, el impacto del TDMA sobre los costes, comparado con el acceso múltiple por división de frecuencia actual (FDMA) es tan pequeño que no afecta al cálculo de *EC*.

Dietze y Dinglinger [35] han comparado las comunicaciones de datos sobre canales múltiplex por división de tiempo para dos tipos de portadoras (enlaces de grupo primario y canales MIC) con tres tipos de codificación (barrido, codificación de transición y empaquetamiento de caracteres) para datos a 50 y 200 bits/s. Sus costes están normalizados a los de circuitos de datos múltiplex por división de frecuencia y para la media de estas dos velocidades, $EC = Kx^{1-0,52}$, donde *x* representa la distancia. En la figura 19 se representa el caso de 50 bits/s.

El estudio de SEL indicado anteriormente [27] ha comparado también audiofrecuencia sobre cable MIC de 30 y 120 canales y radioenlaces de 1800 canales MDF, en función de la distancia. La combinación de costes más baja de estos sistemas tiene un $EC = Kx^{1-0,57}$,

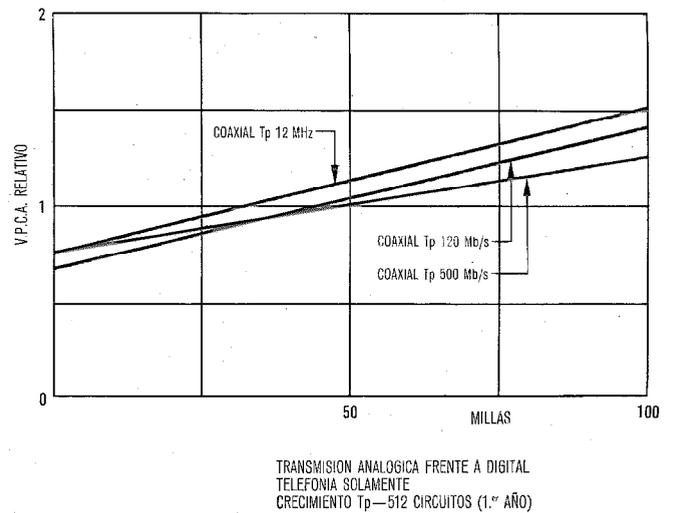


Fig. 18 Valores actuales de los cargos anuales de la transmisión analógica frente a la transmisión digital [33].

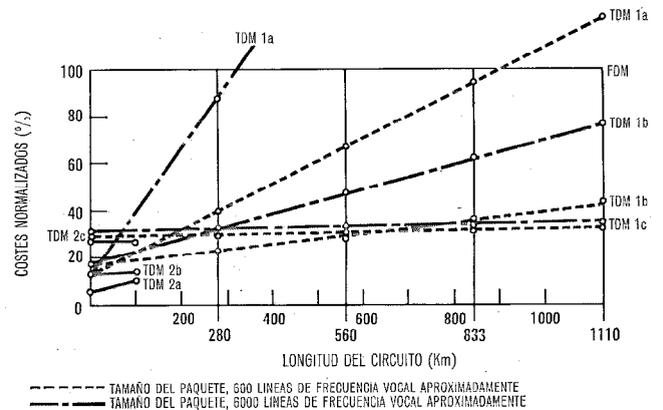


Fig. 19 Coste porcentaje normalizado de un circuito de datos de 50 bits por segundo [35].

- 1 - a través de enlaces de grupo primario
- 2 - a través de un canal PCM
- a - exploración
- b - codificación de transición
- c - empaquetado orientado de caracteres

donde *x* representa distancia, según puede verse en la figura 20.

El análisis de los costes de los sistemas de transmisión en relación con la distancia, realizados por Mackay y otros, Lawlor, Whyte y Atkinson puede generalizarse de la siguiente manera:

- A cortas distancias, el factor dominante en el coste inicial es el coste del múltiplex ya que los costes de arranque del sistema son bajos. El MIC digital tiende a ser menos caro inicialmente que el MDF analógico, pero el MDF utiliza una anchura de banda menor, y esto va siendo más efectivo en cuanto al coste a medida que aumenta la distancia.
- A distancias más largas, el hecho de que el coste de los sistemas de satélites es independiente de la distancia (*CM* = 0) se convierte en el factor principal; el valor del exponente *n* en *EC* se calcula principalmente para el punto en el que comienza la antieconomía, cuando se necesitan dos vanos de satélite para prolongar la distancia.

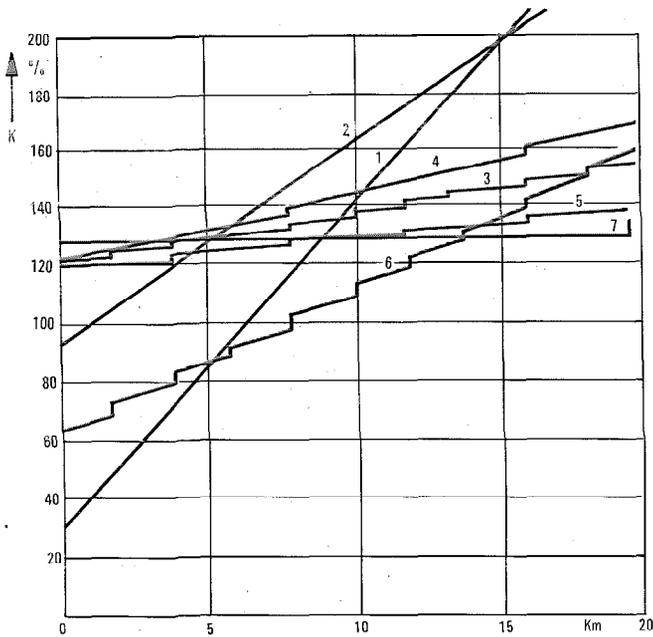


Fig. 20 Coste inicial relativo K para la provisión de 4000 canales de conversación [27].

- 1 - conexión de audio de 8 circuitos
- 2 - conexión de audio de 4 circuitos
- 3 - MIC 30 sobre ruta existente por circuito vocal
- 4 - MIC 30 sobre cable PCM
- 5 - MIC 120 sobre cable 120
- 6 - MIC 30 sobre ruta existente sin un convertor de señal y con 4 hilos de señalización
- 7 - Radioenlace FM 1800

Sistema de conmutación de circuitos

Hall [12] da la función de coste de los sistemas de conmutación de circuitos (basada en conmutación telefónica) como:

$$C = CI + CM_T \cdot N + CM_E \cdot R$$

donde: N = número de líneas

R = frecuencia de llamadas en la hora cargada y CI , CM_T y CM_E representan los conceptos recogidos en la tabla de abreviaturas.

Sin embargo, el coste depende también del número de enlaces (T) en una central local que puede tener un coste marginal igual aproximadamente al doble del de una línea, y puede variar entre el 3 y el 30 % del número de líneas, dependiendo del grado de comunidad de intereses de las poblaciones con áreas de centrales adyacentes y del tipo de sistemas de conmutación, que determina su eficiencia de enlace. Además, el coste de la central es una función de su tiempo medio de ocupación de línea, o de su utilización en Erlangs, que es el producto de la frecuencia de llamadas por unidad de tiempo por el tiempo de ocupación. En la mayoría de los casos, por lo tanto, el análisis de los sistemas de conmutación tiene que incluir, o bien cuatro variables independientes, o bien realizar el análisis con una sola variable, manteniendo las otras tres constantes. Quizás debido a esta complejidad, ha sido imposible encontrar buenas referencias en conmutación de circuitos, que permitirán calcular EC o EU .

Whyte [33] calcula las cargas anuales por Erlang en función de los Erlangs para conmutación de barras cru-

zadas por división de espacio, frente a conmutación MDT digital. Debido a la mezcla de innovación y escala, es difícil interpretar la porción debida a economías de escala. Akimaru y otros [36] establece, no para el *DEX-A1* de su artículo, sino para el *D-10 ESS* de mayor capacidad, que a 5000 líneas "los resultados han mostrado que el 80 % del coste por línea corresponde a equipo del tipo bastidor de conmutación, memoria temporal, control central, tambor magnético y explorador". En otras palabras, para el *D-10*:

$$C = CM(20.000 + N). \tag{16}$$

Incidentalmente, este artículo [36] muestra un caso de diseñador de sistemas de telecomunicación que desciende en la escala para rellenar un vacío en la familia de productos porque su sistema anterior era demasiado grande y, por tanto, demasiado costoso para tamaños más pequeños. En una forma más histórica, Myers [37] da cualitativamente, pero no cuantitativamente, los argumentos de por qué los sistemas de barras cruzadas de control común son más económicos que los sistemas paso a paso de control directo. El autor, en un análisis de 8 contratos para un sistema electrónico de conmutación no-ITT, determinó su función precio así:

$$\text{Precio} = 10^6 + 144N + 288T$$

donde la variación del precio de las características enmascaraba la sensibilidad a la variación en Erlangs por línea, para este ejemplo relativamente pequeño.

Claramente, en los ejemplos anteriores, un coste inicial tan alto como el indicado debería mostrar algunas economías de escala. Todavía Hall [12] ha analizado cuatro de los primeros sistemas de conmutación electrónica comparables, tal como se indica en la figura 21, y dice: "No existen ni economías ni antieconomías de escala". En otras palabras $EU = KX^0$, y no existe razón aparente para diseñar otro sistema que no sea el más pequeño de los cuatro. El autor duda de este resultado, suponiendo que la restricción 1 sea aplicable.

Sistema de conmutación de mensajes/datos

Por otra parte, una revisión de los estudios sobre los sistemas de conmutación de mensajes y datos nos ha permitido encontrar tres en los que se puede calcular EC o EU . Marchese y Gerhard [38] han examinado la combinación de retardos de tiempo de conmutación y de velocidad de transmisión en una red integrada de

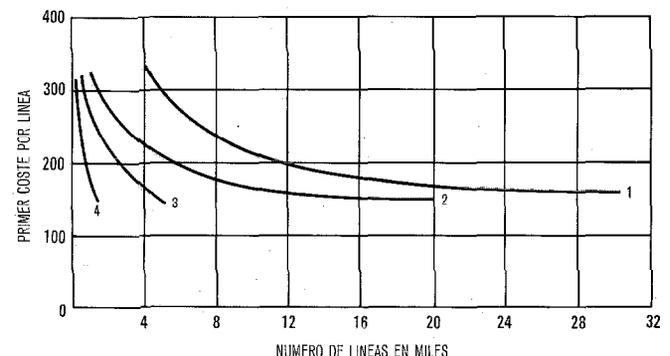


Fig. 21 Coste de 4 sistemas electrónicos de conmutación por división de espacio de la misma época y mismo fabricante [12].

datos. Combinando los efectos de velocidad de transmisión y de conmutación llegan a una evaluación del sistema global dual, con relación a estos dos parámetros, para una red compuesta, según puede verse en la figura 22. Con un tiempo de conmutación de 100 ms, se puede calcular el EU para la velocidad de transmisión a través de $EU = Kx^{-0.48}$. Así como a la velocidad de transmisión de 9,6 kbit/s.

$$EU = K_1 \left(\frac{1}{\text{tiempo de conmutación}} \right)^{-0.46} = K_1 x^{-0.46}$$

donde x = velocidad de conmutación en (segundos)⁻¹.

Un segundo estudio procede de Schwartz y otros [13], analiza el aspecto económico de las comunicaciones de datos sobre una distancia de 250 millas, según se muestra en la figura 4. En este caso, calculan los gastos mensuales de comunicaciones (como medida del coste unitario) en función de las horas de entrada de ordenador por mes. Su curva de coste unitario (coste/entrada-hora) muestra un $EU = Kx^{-0.64}$.

Un tercer análisis es el de Itoh y Hashida [39] que compara la conmutación de circuitos por paquete y por división de tiempo. Utilizando la media de las velocidades de los tres terminales dados, puede determinarse $EC = Kx^{1-0.60}$ a partir de los índices de costes mostrados en la figura 23. La conclusión básica es que los sistemas de comunicaciones de datos muestra economías de escala de medidas de velocidad de transmisión, velocidad de conmutación y utilización de conmutación con ordenadores.

Otros sistemas y subsistemas de telecomunicación

Aunque el análisis anterior ha abarcado los elementos principales de las telecomunicaciones, no se ha cubierto totalmente la lista de sistemas y subsistemas para los que resulta válida la ley de las economías de escala. Ningún análisis estaría completo sin mencionar los ordenadores que, a la vez que son sistemas por derecho propio, son también subsistemas principales de circuitos electrónicos y sistemas de conmutación de mensajes.

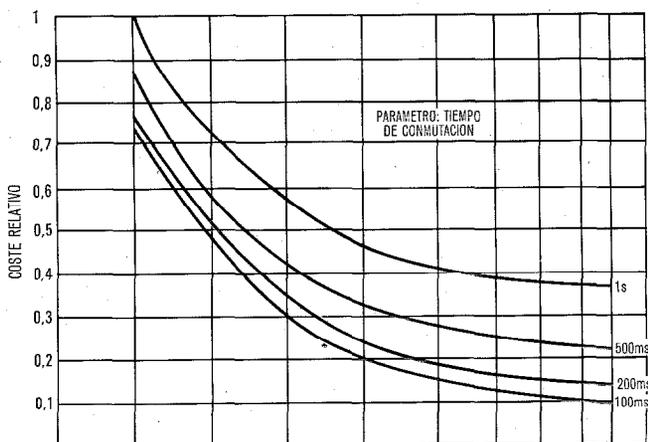


Fig 22 Coste relativo en función de la velocidad de transmisión [38].

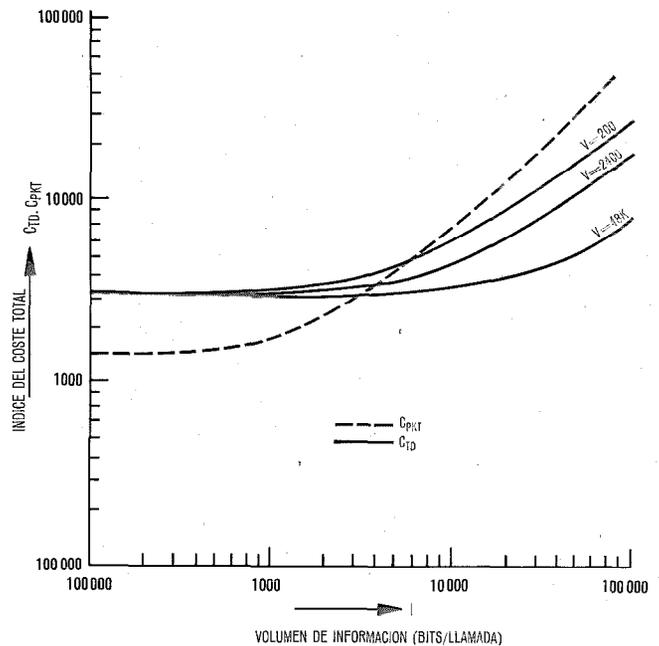


Fig. 23 Índice de costes totales [39].

La ley de las economías de escala de los ordenadores fue propuesta al final de la década de 1940 por el Profesor Herb Grosch y se denomina normalmente, en la industria de los ordenadores, como "Ley de Grosch". Originalmente tenía esta expresión:

$$\text{Potencia del ordenador} = (\text{coste del sistema multiplicado por una constante})^2 \quad (18)$$

Debe notarse que esta expresión se obtuvo del precio del sistema del ordenador (coste para el usuario) lo que falla frente a la restricción 1 e implica tecnología constante, que supone una importante limitación en su aplicación en una industria de tan rápido movimiento. Si aceptamos que el precio tiene una relación directa con el coste, cuando se promedia sobre una gran muestra, podemos entonces escribir esta ecuación como sigue:

$$\text{Coste del sistema } (C) = K (\text{potencia de ordenador})^{0.5} \quad (19)$$

que corresponde a la ecuación (9b) donde $n = 1 - 0.5 = 0.5$.

Knight [5, 6] realizó un ambicioso esfuerzo por obtener la ley de Grosch a partir de la tecnología. Observó que el precio del ordenador en dos períodos separados: 225 sistemas 1950—1962 [5] y 93 sistemas 1963—1967 [6], separando los ordenadores de tipo científico de los comerciales. Encontró que, descontando las mejoras tecnológicas anuales, $\text{coste} = K (\text{potencia})^{1-n}$, donde n tiene los valores dados en la tabla 2.

Knight [6] encontró que "las economías de escala previstos por la ley de Grosch se mantienen y que hoy parece se pueden tener incluso mayores economías de escala con máquinas más grandes, proporcionando una potencia de cálculo equivalente a mucho menos coste".

Ley de economías de escala

Puesto que, como se ha mencionado, los valores se determinan a partir del precio y no del coste, esta interpretación es dudosa. Ciertamente, a partir del número de sistemas, los valores obtenidos para n tienen que considerarse sólidamente basados. No obstante, el segundo período analizado por Knight se caracterizaba por la creciente improductividad de algunos de los fa-

Tabla 2 - Valores de n en sistemas procesadores

Tipo de ordenador	Valor de n	
	1950-1962	1963-1967
Científico	0,481	0,678
Comercial	0,541	0,596

bricantes de ordenadores de segunda fila y el incremento aparente de las economías de escala en este último período puede reflejar simplemente el aumento de la competencia de precios.

Otro de tales subsistemas es la relación de coste en función de la potencia radiada de los transmisores de radiodifusión y, de hecho, los radiotransmisores de la mayoría de los tipos. Otro más es el coste en función de la frecuencia de bits de los modems de datos de características comparables. En estos últimos subsistemas la información que se utiliza corresponde a los costes confidenciales de los fabricantes por lo que no se dan ejemplos.

Frecuentemente ocurre que la ley puede ser aplicable al equipo instalado en los locales de los usuarios. Los ejemplos incluyen el coste de las PABX en función de la capacidad de líneas y una familia de terminales de datos que abarca desde las unidades de funcionamiento autónomo (stand alone), hasta diversas configuraciones que centralizan progresivamente las funciones en un controlador, reduciendo así el coste marginal por terminal, pero nuevamente estos datos son confidenciales y no los discutiremos cuantitativamente.

Un artículo interesante publicado por Stafford [40] discute la utilización de los terminales de facsímil, incluyendo el coste de los canales de comunicaciones y los salarios de los operadores, y obtiene una función coste en función de las páginas transmitidas por mes. Mientras que el margen de 15 a 120 páginas por día utilizada en su análisis sirve solamente para demostrar la efectividad respecto al coste de las unidades de coste más elevado (a una renta de \$ 250 por mes), descendiendo en su análisis, para cubrir el margen de 3 a 15 páginas por día, aparece el beneficio de un primer coste más bajo (renta) de la unidad de facsímil. Esto permite el cálculo de $EC = K_1 x^{1-0,49}$ basado solamente en las unidades de coste más altas y más bajas, para las que se proporciona suficiente información. Debe notarse que los "costes" Stafford de terminales y canales son realmente "precios" que se han mezclado con los que para los usuarios son verdaderos costes (de sueldos y personal), en oposición a la restricción 1. Como consecuencia, el valor de n puede considerarse aproximado.

Resumen

En la tabla 3 y en la figura 24 se resumen los ejemplos anteriores, habiéndose catalogado los valores del exponente " n " en cuatro columnas:

- el valor de " n " dado por la fuente es probablemente bajo por las razones dadas anteriormente;
- el valor de " n " es aproximado, pues se toma solamente de dos sistemas o se determina de un gráfico de pequeña escala;
- el valor de " n " parece sólidamente fundado sobre tres o más sistemas, aunque en muchos casos " n " se determinó gráficamente y no tiene alta precisión;

Tabla 3 - Resumen de los valores de n por fuentes (Jerarquizados por la fiabilidad del valor según se ha discutido en el texto)

Fuente	Autor	Sistema/ Variable	Probablemente bajo	Aproximado	Sólidamente fundado	Probablemente alto
[5]	Knight (1950-62)	Ordenadores científicos y comerciales			0,481 0,541	
[6]	Knight (1962-66)	Ordenadores científicos y comerciales			0,678 0,596	
[8]	Pres.-T. F.	Transmisión			0,72	
[12]	Hall	Transmisión Conmutación	0,37 0			
[13]	Schwartz	Comunicaciones de datos			0,64	
[16]	OTP	Comunicaciones/ Cables			0,49	
[18]	Ballard	Cables		0,5		
[19]	Lawlor	Cables/ Portadoras		0,36		
[20]	Abraham	Línea de tendencia coaxial			0,65	0,71
[21]	Swenson & Montie	Transmisión	0,38			
[22]	Edwards	Guíaondas coaxial/ Fibras ópticas			0,52	0,73
[23]	Sandbank	Guíaonda/ Fibras ópticas				0,81
[24, 25]	Collier	Transmisión/ Capacidad			0,54	
[27]	SELL	Transmisión/ Capacidad distancia			0,67 0,57 0,56	
[28]	Gould	Circuitos				
[33]	Whyte	Distancia		0,72		
[34]	Atkinson	Distancia			0,47	
[35]	Dietze & Dinglinger	Transmisión/ Distancia		0,52		
[38]	Marchese	Transmisión Con- mutación			0,48 0,46	
[39]	Itoh & Hashida	Conmutación de circuitos y paquetes		0,60		
[40]	Stafford	Facsímil		0,49		

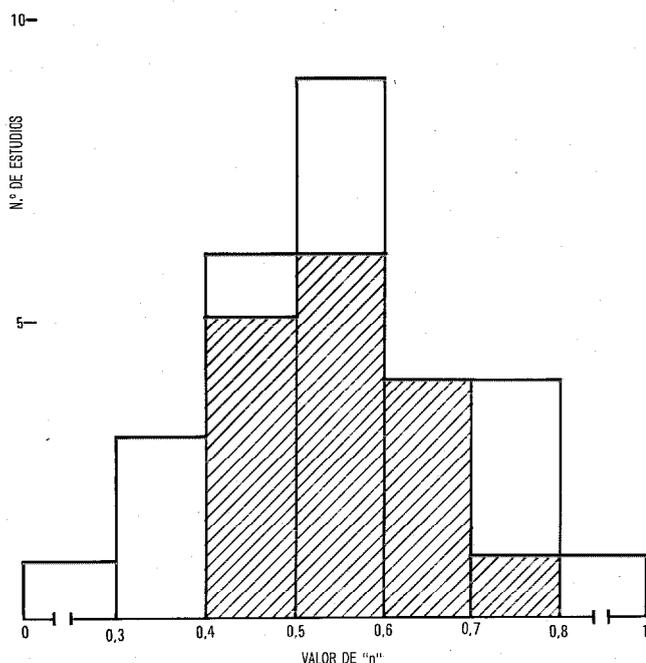


Fig. 24 Comparación del número de estudios que dan valores de "n".

— el valor de "n" dado por la fuente es probablemente alto por las razones discutidas anteriormente.

El valor medio de "n" para la columna sólidamente fundada es 0,544 y 0,563 si todos los valores (excepto el valor de Hall [10] puesto en duda en conmutación) están incluidos. La desviación típica de la columna sólidamente fundada es 0,084 y de todos los valores 0,123.

Conclusiones

Un refinamiento posterior de la ley de las economías de escala basado en los ejemplos anteriores, establece que, para una sola variable independiente, el diseñador de sistemas de telecomunicaciones ha elegido el diseño apropiado para un sistema de gran escala (en un marco constante de innovación o tecnología) cuando su curva de coste es tangente a una envolvente de coste mínimo $EC = Kx^{1-n}$ y a una envolvente de coste unitario mínimo $EU = Kx^{-n}$, donde el valor más frecuente de "n" será aproximadamente 0,56 con una desviación típica de alrededor de 0,10.

Se ha prestado alguna atención a esta ley en el pasado, particularmente en los sistemas de transmisión y en ordenadores, pero raramente en los otros sectores de las telecomunicaciones. Se han dado tantos ejemplos de la amplitud de su aplicabilidad que el análisis en términos de la ley debe ser una tarea de diseño inicial y sistemática en la evolución de las familias de productos en nuevas tecnologías, como se ha hecho, por ejemplo, por Sandbank [23] para los sistemas de transmisión por fibra óptica.

Con vistas a las tecnologías de telecomunicación nacientes, los sistemas digitales están llegando a ser el factor dominante en transmisión y en conmutación de

datos, y actualmente están en proceso de desarrollo algunos sistemas de conmutación con circuitos digitales. Sería deseable realizar un análisis más completo de estos sistemas, en términos de la ley de las economías de escala tanto en familias individuales de sistemas de transmisión como de conmutación, y sobre una base de red completa, para verificar que las familias seleccionadas son óptimas para condiciones reales. El objetivo de tal análisis debe ser el de estructurar las familias de productos con el menor número de miembros de la familia para el cual el coste actual a cualquier capacidad se desvie no más de una cantidad establecida de la envolvente de coste mínimo, más que establecer arbitrariamente escalones de productos por factores de dos, lo que es natural en un ambiente digital. Esta ley abarca todos los aspectos, de tal manera que el diseñador de sistemas que olvida tenerla en cuenta en su planificación de futuros productos de telecomunicaciones, puede encontrar poco después de haber puesto sus productos en el mercado, que otro diseñador que había seguido la ley de las economías de escala ha sido capaz de vaciarle previamente dicho mercado.

Reconocimiento

Quiero agradecer profundamente la ayuda de Mr. D. J. Marsh, cuyas dudas sobre algunas de las referencias me incitaron a la presentación de este artículo y a los Sres. D. C. Alexander, H. Busignies, R. E. Spero, K. G. Hodgson, J. J. Mueller y M. E. Collier, que me proporcionaron más referencias en sus respectivos campos de especialización, así como una crítica meditada de los primeros borradores del artículo.

Referencias

- [1] W. H. Kieckhofer: Economic Principles, Problems and Policies; Nueva York, D. Appleton-Century Co., 1941, pág. 443.
- [2] W. H. Kieckhofer: Economic Principles, Problems and Policies; Nueva York, D. Appleton-Century Co., 1951, págs. 484 a 485.
- [3] O. Smidt, Engineering Economics; Chicago, Telephony Publishing Co., 1970.
- [4] L. H. Mantell: Some Estimates of Returns to Scale in the Telephone Industries; Direct of a Conference on The Economics of Scale in Today's Telecommunications Systems, Washington, D. C., septiembre 1973, Nueva York, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Systems Man and Cybernetics Society — Communications Society, págs. 18—25.
- [5] K. E. Knight: Changes in Computer Performance; Datamation, septiembre 1966, volumen 12, pág. 40 (9 p).
- [6] K. E. Knight: Evolving Computer Performance 1963—1967; Datamation, enero 1968, volumen 14, págs. 31—35.
- [7] A. E. Karbowiak y L. Solymar: Characteristics of Waveguides for Long-Distance Transmission; Electrical Communication, 1961, volumen 37, nº 1, págs. 27—46.
- [8] United States President's Task Force on Communications Policy: A Survey of Telecommunications Technology; Staff Paper I; informe nº PB 184412, junio 1969, pág. 35 a.
- [9] K. W. Ott y F. J. De Los Rios: Cálculo de redes de enlace urbanas con ruta alternativa por ordenador; Comunicaciones Eléctricas, 1968, volumen 43, nº 2, págs. 173—178.
- [10] C. J. Truitt: Traffic Engineering Techniques for Determining Trunk Requirements in Alternate Routing Trunk Networks; Bell System Technical Journal, marzo 1954, volumen 33, nº 2, págs. 277—302.

- [11] A. J. Lipinski: On the Mix of Satellites and Cables in the Global Network; Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Communication Technology, abril 1967, volumen COM-15, nº 2, págs. 170—178.
- [12] A. D. Hall: An Overview of Economics of Scale in Existing Communication Systems; Digest of a Conference of the Economics of Scale in Today's Telecommunications Systems, Washington; D. C., septiembre 1973, Nueva York, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Systems Man and Cybernetics Society — Communications Society, págs. 5—17.
- [13] M. Schwartz, R. R. Boorstyn y R. I. Pickholtz: Terminal-Oriented Computer-Communication Networks; Institute of Electrical and Electronics Engineers Proceedings, noviembre 1972, volumen 60, nº 11, págs. 1408—1423.
- [14] F. H. Miller: Partial Differential Equations; Nueva York, John Wiley & Sons, 1941, págs. 52—57.
- [15] C. H. Davis y W. J. Lally: Systems Engineering Survey of GT & E's Subscriber Loop Plant; Proceedings of the International Conference on Communications, San Francisco, 8—10 junio 1970, Nueva York, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1970, págs. 23—12 — 23—17.
- [16] United States Office of Télécommunications Policy; International Facilities Study; Economic Cost Section, Washington, borrador del documento preliminar, 5 marzo 1971. Este estudio para el FCC Docket 18875 dió lugar a una crítica tan fuerte que un análisis de esta referencia debe ir acompañado de un análisis paralelo de los comentarios de ATT, ITT, WUI y RCAG del período entre 19 marzo y 16 abril, 1971.
- [17] P. Davous: Historique des Ordinateurs: Techniques de l'Ingenieur; Paris, Editions Techniques, 1970, págs. H 230—285.
- [18] C. R. Ballard: Cost Guide to Upgrading Rural Telephone Systems; Telephone Engineer & Management, 15 mayo 1965, págs. 45—49.
- [19] J. A. Lawlor: Local Area Costs; memorandum no publicado, noviembre 1973.
- [20] L. G. Abraham: The Complexity of the Transmission Network; Bell Laboratories Record, febrero 1960, volumen 38, nº 2, págs. 43—48.
- [21] R. D. Swensen y K. A. Montie: Inclusion of the Time Factor in Comparing the Costs of Terrestrial Telecommunication Transmission Systems; Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Communication Technology, octubre 1971, volume COM-19, nº 5 págs. 612—618.
- [22] B. A. Edwards: Transmission Equipment Trends; Australian Post Office Symposium, Melbourne, febrero 1961.
- [23] C. P. Sandbank: The Challenge of Fibre-Optical Communication Systems; Radio and Electronic Engineer, noviembre 1973, volumen 43, nº 11, págs. 665—674.
- [24] M. E. Collier: High-Capacity PCM Transmission Systems for Toll Networks; Proceedings of the International Conference on Communications, Seattle, 11—13 junio 1973, Nueva York, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1973, págs. 32—6 — 32—9.
- [25] M. E. Collier: Planificación económica de los sistemas de transmisión; Comunicaciones Eléctricas, 1973, volumen 48, nº 1 y 2, págs. 203—207.
- [26] M. E. Collier: private communication, marzo 1974.
- [27] Standard Elektrik Lorenz: Kommunikationsdienste — Analyse, Bewertung, Vorschläge; octubre 1973, págs. 40—41.
- [28] R. G. Gould: Comments on "Generalized Cost Expressions for Private-Line Communications Channels"; Institute of Electrical and Electronics Engineers Transaction on Communication Technology, septiembre 1965, volumen COM-13, nº 3, págs. 374—377.
- [29] T. Cosgrove y R. D. Chipp: Economic Considerations for Communication systems; Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Communication Technology, agosto 1968, volumen COM-16 nº 4, págs. 513—525.
- [30] C. L. Cuccia: Comparative Costs of Elecommunication Systems; Telecommunications, octubre 1971, volumen 5, nº 10, págs. 22—28, 44.
- [31] A. D. Mackay, B. M. Dawidziuk y H. F. Preston: Aspectos económicos operacionales y técnicos de los sistemas modernos de comunicación global; Comunicaciones Eléctricas, 1968, volumen 43, nº 1, págs. 70—82.
- [32] E. M. Dickson y R. Bowers: The Video Telephone, Cornell University, informe nº NSF-RA-S-73-004, junio 1973, particularmente capítulo 15, págs. 187—207.
- [33] J. S. Whyte: The Role of Integrated Digital Systems in Long Distance Telecommunications; Proceedings of the International Switching Symposium, Cambridge, Mass. 6—9, junio 1972, Nueva York, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1972, págs. 464—469.
- [34] G. Atkinson: Economic Trade-Offs in Transmission Systems; Australian Post Office Symposium, Melbourne, febrero 1971.
- [35] W. Dietze y H. Ch. Dinglinger: Aspectos económicos de la transmisión de datos mediante sistemas TDM; Comunicaciones Eléctricas, 1973, volumen 48, nº 1 y 2, págs. 208—219.
- [36] H. Akimaru, K. Kusunoki y K. Yamamoto: DEX-A1 Electronic Switching Systems; Review of the Electrical Communication Laboratories, julio-agosto 1973, volumen 21, nº 7—8, págs. 430—437.
- [37] O. Myers: Common Control Telephone Switching Systems; Bell Systems Technical Journal, noviembre 1952, volumen 31, págs. 1086—1120.
- [38] J. F. Marchese y W. Gerhard: Some Effects of Switched Network Time Delays and Transmission Speed on Data Based/Data Communication Systems; International Conference on Computer Communications, Washington, 24—26 octubre 1972, págs. 352—357.
- [39] K. Itoh y O. Hashida: An Analysis of Traffic Handling Capacity of Packer Switched and Circuit Switched Networks; Proceedings of the Third Data Communications Symposium, San Pittsburgo, Florida, 13—15 noviembre 1973, Nueva York, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1973, págs. 29—37.
- [40] G. F. Stafford: Development Leading to Improvements in Speed, Cost and Variety of Facsimile Transmission of Hard Copy; Conference on the Revolution in Transmission of Business Information, Nueva York, agosto-septiembre 1970, sesión 20, charla C.

Lynn W. Ellis es director de telecomunicaciones en ITT. Fue responsable durante los últimos cinco años de varios grupos del departamento técnico de la oficina central, controlando en todo el mundo la investigación, desarrollo e ingeniería en transmisión por línea y por radio, sistemas digitales, planificación de telecomunicación y normalización de ingeniería después de varios años de menor responsabilidad en aquel departamento.

Mr. Ellis se graduó (BEE) en la Cornell University en 1948 y en 1954 obtuvo el grado de Master of Science en el Institute of Technology. También ha completado estudios complementarios de postgraduado en la New York University School of Business Administration.

Sus 26 años de experiencia con ITT abarcan trabajos técnicos en los sectores de operación y fabricación de equipos de telecomunicación y en investigación y desarrollo en electrónica militar. Antes de regresar a la oficina central de Nueva York en 1966 el Sr. Ellis estuvo 11 años en puestos directivos de ingeniería en subsidiarias de ITT en España, Inglaterra y Australia. En este último país llegó a adjunto al director gerente de la principal fábrica australiana de ITT, STC (Pty) Ltd.

Es "Fellow" del Institute of Electrical and Electronic Engineers y miembro de número del comité de telecomunicación de la National Academy of Engineering.

Comunicaciones por fibra óptica

Los cables de fibra óptica ofrecen un futuro impresionante para el ingeniero de comunicaciones. El arte ha alcanzado actualmente una etapa en que ya está asegurada la explotación comercial. Aunque es posible conseguir anchuras de banda de varios GHz, a anchuras de banda más modestas su menor atenuación comparada con la transmisión por hilo de cobre hace los sistemas de fibra óptica comercialmente atractivos.

C. P. SANDBANK

Standard Telecommunication Laboratories, Harlow, Reino Unido

Introducción*

En 1964 STL manifestó la posibilidad de utilizar luz modulada guiada en fibras de vidrio como un medio de transmisión de banda ancha y se publicó un informe en 1966 [1]. Se basaba en un análisis de la propagación en guías dieléctricas y en experimentos sobre guías relativamente toscas disponibles en aquella época. La figura 1 muestra los diagramas de los modos obtenidos como parte de este estudio, lo que confirmaba que la propagación clásica en guíasondas de bajo orden, era posible en las fibras de vidrio con dimensiones e índices de refracción apropiados pero producía atenuaciones de varios dB/m. Sin embargo, el examen cuidadoso de los factores que producen atenuación sugirió que sería posible procesar materiales de forma que se obtuvieran guías con pérdidas inferiores a 20 dB/km. Esto condujo a un programa combinado British Post Office/STL con participación del departamento de tecnología de vidrio de la Universidad de Sheffield, orientado a aplicaciones civiles de telecomunicación y ampliado más tarde para incluir aplicaciones de defensa [2].

Requisitos del sistema

Los aspectos del sistema total se considerarán posteriormente pero es necesario primero discutir tres requisitos básicos:

- un transductor que convierta las señales de entrada eléctrica en luz para su lanzamiento al cable de fibras,
- el cable guíaondas dieléctrico,
- un detector para convertir las señales luminosas percibidas en señales eléctricas nuevamente.

Puesto que las frecuencias luminosas utilizadas están alrededor de 3×10^{14} Hz (margen de terahercios; es decir 10^5 veces las frecuencias de UHF utilizadas de TV), la capacidad de transporte de información es potencialmente muy alta. Sin analizar los factores limitadores del ancho de banda, se puede establecer que podría diseñarse una combinación adecuada que podría transmitir a varios kilómetros, señales que tuvieran anchuras de banda mayores que las obtenidas con los enlaces de microondas actuales. El Sr. A. H. Reeves [3] significó la importancia de tener otro sistema alternativo al de radio para la difusión de señales de banda ancha, quien señaló que con el limitado espectro de frecuencias disponible para la radioemisión libre, existiría

* Este es el primero de una serie de artículos planificados por Comunicaciones Eléctricas cuyo objeto es dar los conocimientos básicos generales para futuros artículos.

Lista de abreviaturas

n_2	- índice de refracción del núcleo de la fibra
n_1	- índice de refracción de la cubierta de la fibra
θ_1	- ángulo de lanzamiento de la luz sobre la fibra
θ_2	- ángulo de lanzamiento de la luz dentro del núcleo de la fibra
N	- número de modos de lanzamiento en la fibra
AN	- apertura numérica de la fibra
d	- diámetro del núcleo de la fibra
d_s	- diámetro del núcleo de la fibra para funcionamiento en modo simple
Θ	- ángulo sólido del cono definido por la rotación de θ_1
LED	- diodo de luz
$h\nu$	- energía de cada fotón emitido
r_o	- radio de la guía de la figura 5
r	- cualquier radio de guía no mayor que r_o
CW	- transmisión de onda continua
Ga	- galio
As	- arsénico
Al	- aluminio

una presión creciente y se llegaría a una legislación para limitar el uso de la propagación por radio para comunicaciones móviles solamente.

Existen otros dos medios de transmisión establecidos capaces de proporcionar grandes anchuras de banda, el cable coaxial y la guíaonda milimétrica de larga distancia. En cables coaxiales la mayor atenuación a altas frecuencias hace necesario utilizar diámetros mayores y, por tanto, cable más caro. La guíaonda de larga distancia de estructura helicoidal, capaz de propagar ondas milimétricas a frecuencias de hasta 100 GHz tiene una capacidad en anchuras de banda de señal muy amplia. Es, sin embargo, más cara de instalar que el cable coaxial ya que requiere conductos especialmente rectos que deben permanecer estructuralmente estables.

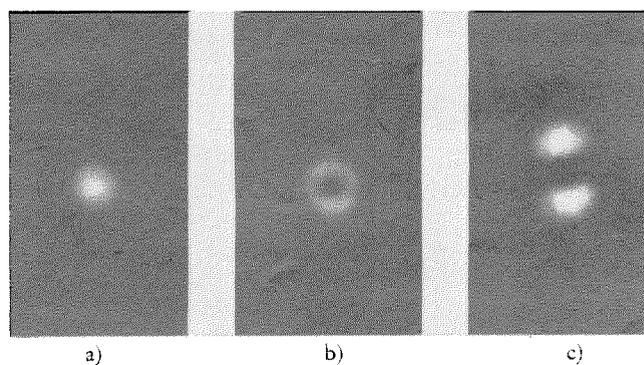


Fig. 1 Diagramas de guíaondas de fibra estudiados en STL en 1964.

- a) E_{11}
- b) H_{11}
- c) $TE_{01} + HE_{21}$

En cambio, un cable que contenga fibras, mecánicamente protegidas, del diámetro de un cabello humano, capaz cada una de soportar una transmisión digital de hasta 1 Gbit, ofrece un medio nuevo de transmisión impresionante que complementa los cables coaxiales y guíaondas de larga distancia existentes. Comparado con la guíaonda helicoidal, la ventaja de la guía de fibra, para la aplicación en larga distancia con banda ancha, está en los bajos costes de instalación y en la posibilidad de introducir el cable de fibra en las conducciones existentes.

La comparación se muestra mejor en la figura 2. Deben tenerse en cuenta los peligros de realizar comparaciones cuantitativas de costes entre un producto de fabricación actual y las predicciones de otro que está todavía en la primera parte del desarrollo.

El interés en las fibras para la transmisión en áreas locales y para aplicaciones industriales o militares de corta distancia reside en su pequeño tamaño, poco peso e inmunidad a interferencias eléctricas, lo que le hace generalmente atractiva para la transmisión de señales de vídeo de banda ancha o de datos, especialmente cuando el espacio está limitado o donde hay un ambiente de alto ruido eléctrico. Puede asimismo permitir que las ventajas del múltiplex por división de espacio se extiendan a los sistemas de banda ancha.

Si, como parece razonable suponer para el futuro, se pueden incorporar transductores eficientes y fiables de señal eléctrica a luminosa y viceversa en las terminaciones, a coste comparable con las terminaciones actuales de los cables coaxiales de alta calidad, será posible entonces que los cables de fibra óptica, con conectores activos, lleguen a ser el medio común de trans-

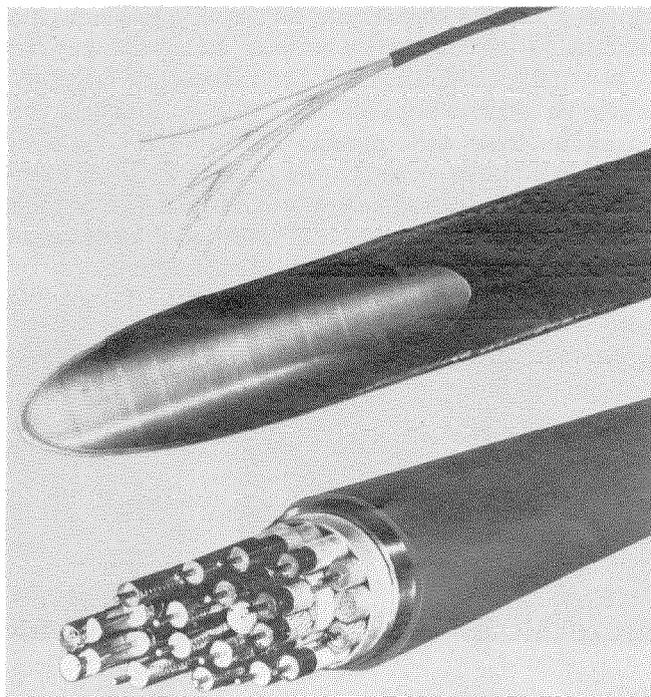


Fig. 2 Montaje fotográfico que compara en la misma escala, un cable coaxial de 18 tubos de 9,5 mm de diámetro, una guíaonda de largo alcance de 50 mm de diámetro y un cable de fibra óptica experimental de 8 fibras.

misión de las señales de banda ancha alrededor de estudios de cine o TV e incluso dentro de los equipos.

Características de transmisión

La forma más sencilla de considerar la transmisión sobre guíaondas ópticas es pensar en términos de reflexión total en un medio de índice de refracción n_1 en la frontera con un medio n_2 , donde n_1 es mayor que n_2 . Esta es la situación en una fibra multimodo típica tal como se muestra en la figura 3 que tendría un núcleo circular de diámetro d y un índice de refracción uniforme n_1 rodeado por una capa de índice de refracción n_2 . La luz que penetra en el núcleo según ángulos hasta θ_1 se propagará por el interior del núcleo según ángulos hasta θ_2 respecto del eje. La luz que incide según ángulos superiores a θ_1 (ver línea de puntos en la figura 3) no se reflejará interiormente sino que se refractará hacia la cubierta e incluso fuera de ella hacia el aire en la segunda frontera si el ángulo de incidencia es suficientemente grande y n_1 y n_2 son suficientemente pequeños. Los ángulos máximos de incidencia y penetración vienen dados por la apertura numérica AN:

$$AN = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} = \sin \theta_1 = n_1 \sin \theta_2. \tag{1}$$

Puesto que se trata de una propagación electromagnética por guíaonda, solamente se pueden propagar algunos modos, que pueden considerarse como rayos que corresponden a valores específicos de θ_2 .

El número de modos N para la luz de longitud de onda λ viene dado por:

$$N \approx 0,5 \left(\frac{\pi d AN}{\lambda} \right)^2 \tag{2}$$

donde d es el diámetro del núcleo.

Así, para una combinación dada de índices de refracción, a medida que se reduce el diámetro del núcleo, disminuye el número de modos que se propagan. Cuando, eventualmente, el diámetro llega a ser del mismo orden de magnitud que la longitud de onda de la luz, solamente se propagará un modo simple.

Esta representación geométrica simple da una impresión sorprendentemente aproximada del comportamiento de las guías multimodo. La figura 4 muestra el diagrama típico de rayos de un diodo emisor de luz en la proximidad de una fibra multimodo. Esta representación muestra varios detalles. Primeramente, para acoplar lo más posible la luz del diodo a la fibra, la superficie activa del diodo debe tener un diámetro no mayor que el de la fibra. Esto es debido a que la mayor parte de la luz, procedente de las áreas exteriores a este círculo, es muy probable que entre en la cubierta y no contribuya útilmente a la potencia de la señal propagada. Incluso si el generador de luz se ajusta contra el núcleo de la fibra y se acopla exactamente a su super-

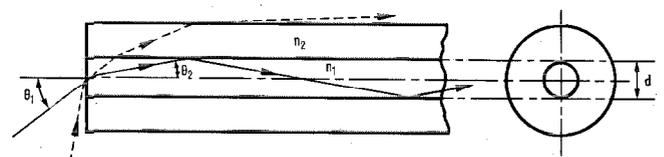


Fig. 3 Diagrama de los rayos para guíaonda óptica.

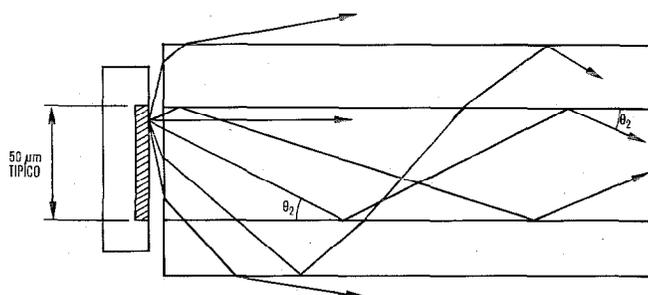


Fig. 4 Diagrama simple de rayos mostrando las condiciones de lanzamiento de un LED (diodo emisor de luz) sobre una fibra multimodo.

ficie, solamente una parte de la luz emitida por el diodo se propagaría, en particular, aquellos rayos que inciden en la fibra con ángulos inferiores a θ_1 . Así, cuanto más alta sea la apertura numérica, más eficiente será el acoplamiento. La penalización por esta mejora del acoplamiento es la dispersión producida por la mayor diferencia de caminos entre los modos extremos propagados. Considerando, la máxima diferencia en la longitud de caminos entre su rayo de propagación paralela al eje y un rayo que se propaga según un ángulo máximo θ_2 , es posible calcular la dispersión de impulsos debida a los diferentes tiempos tomados por la energía para propagarse por los dos caminos diferentes. Así, la capacidad de anchura de banda de una guía de AN alta es menor que la de otra capaz de soportar menos modos. Aunque la mayoría de los rayos adoptará una propagación por reflexiones a lo largo de la fibra, puede verse que tomando los extremos de la sección meridiana según se muestra en la figura 4, se identifica la máxima diferencia entre retardos. Por definición, no se introduce dispersión en una guía de modo simple debido a este hecho.

La figura 5 presenta los 3 tipos de guías dieléctricas más comúnmente utilizados. Los parámetros típicos se muestran a la izquierda y la densidad de potencia se muestra como una línea continua para el modo HE_{11} a la derecha. La línea de puntos de la derecha muestra una estimación de la envolvente de la potencia en muchos modos. En una realización se elige un perfil de índice de refracción gradual de forma que la energía en los modos más exteriores gaste un tiempo mayor en el medio de índice de refracción más bajo. Así, los rayos con mayor distancia a recorrer gastan más tiempo en el medio con la mayor velocidad de propagación. Esto tiende a dar el mismo retardo para diferentes modos de propagación y permite así obtener una dispersión más baja con una apertura numérica más alta que la que sería posible en la fibra multimodo con su cambio brusco en el índice de refracción.

Puesto que los generadores prácticos no pueden considerarse monocromáticos, hay que considerar la dispersión debida a la diferencia en la velocidad de propagación de la luz de diferentes longitudes de onda. El margen en las longitudes de onda procedentes de los diodos emisores de luz puede estar sobre los 50 nm e incluso, con un laser de GaAs, la dispersión en longitudi-

des de onda puede ser de hasta 4 nm. Por lo tanto, la dispersión del material tiene que tomarse en cuenta cuando se calcula la dispersión de impulsos y, desde luego, esto se aplica también a la fibra de modo simple. En la tabla 1 se da un resumen de las características discutidas hasta ahora para un grupo de fibras típicas. La información se ha computado utilizando las ecuaciones (1) y (2). Los datos de dispersión se han calculado a partir de la diferencia de caminos ilustrada en la figura 4 y a partir de los datos de dispersión del material para las diversas composiciones de vidrio relacionadas en la tabla. Para la fibra de índice de refracción gradual equivalente a la ecuación (2) se llega a:

$$N = 0,25 \left(\frac{\pi d [AN]}{\lambda} \right)^2 \quad (3)$$

Para modos de números muy bajos, falla la aproximación y la condición para una fibra de modo único queda:

$$N = \frac{\pi d_s (AN)}{\lambda} \leq 2,4 \quad (4)$$

donde d_s es el diámetro del núcleo para funcionamiento en modo simple a la longitud de onda λ .

Como puede verse en la figura 5, en la fibra de modo simple, una gran parte de la energía se transporta dentro del dieléctrico envolvente en el campo evanescente que rodea al núcleo. A medida que el diámetro del núcleo se reduce por debajo del valor máximo permitido dado por la ecuación (4), el modo único se seguirá propagando pero está menos fuertemente acoplado al núcleo y mayor parte de la energía se transmite por la capa envolvente.

El ángulo sólido Θ del cono definido por la rotación del ángulo de incidencia máximo θ_1 , viene dado por:

$$\Theta = 2 \pi (1 - \cos \theta_1) \quad (5)$$

Refiriéndonos nuevamente a la figura 4 y suponiendo que la radiación procedente del diodo emisor de luz es omnidireccional, se puede calcular el rendimiento de la incidencia de la luz procedente del diodo

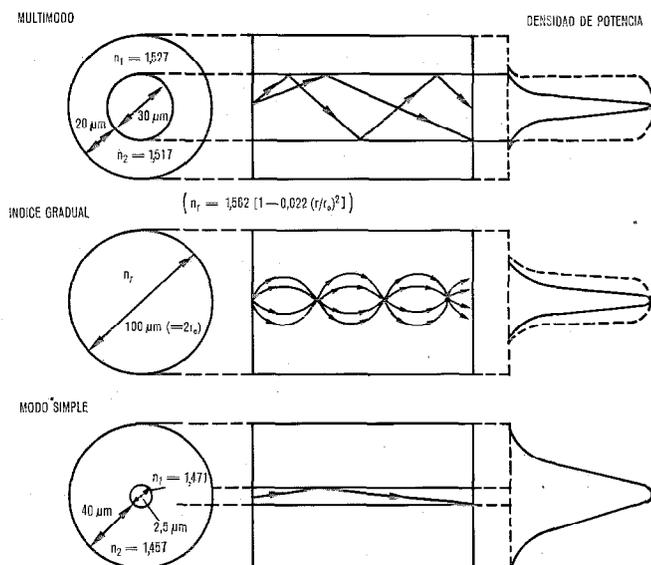


Fig. 5 Tres cables típicos de fibra óptica.

Tabla 1 - Características típicas de la fibra.

Tipos de vidrio	Índice del núcleo n_1	Índice de la cubierta n_2	Índice relativo A	Diámetro del núcleo d	Espesor de la cubierta t	Apertura numérica AN	Ángulo de lanzamiento máximo Θ_1	Rayo límite en la fibra Θ_2	Número de modos N	Ángulo sólido de lanzamiento Θ	Eficiencia de lanzamiento por km η	Dispersión de diferencia de modo Δt	Dispersión del material por km		
													ps/nm	Para laser (1 nm)	Para LED (30 nm)
Núcleo de GeO ₂ Cubierta de sílice	1,471	1,457	0,95 %	2,5 μm	40 μm	0,20	11°	7,9°	1	0,11	—	0	90	180 ps	1,8 ns
Núcleo de GeO ₂ Cubierta de sílice	1,471	1,457	0,95 %	10 μm	40 μm	0,20	11°	7,9°	27	0,11	2,0 %	46 ns	90	180 ps	1,8 ns
Núcleo de sílice Cubierta de borosilicato	1,457	1,452	0,48 %	30 μm	40 μm	0,14	8°	5,6°	120	0,06	0,9 %	23 ns	90	180 ps	1,8 ns
Borosilicato	1,527	1,517	0,65 %	30 μm	20 μm	0,17	9,8°	6,5°	200	0,09	1,4 %	32 ns	133	266 ps	2,6 ns
Silicato de sodio y calcio	1,52	1,503	1,1 %	30 μm	30 μm	0,22	12,7°	8,5°	300	0,15	2,4 %	60 ns	100	200 ps	2,0 ns
Vidrio de plomo cubierta de borosilicato de plomo	1,62	1,58	2,5 %	40 μm	20 μm	0,36	21,1°	12,9°	1 400	0,42	6,4 %	135 ns	180	360 ps	3,6 ns
Índice gradual	1,562 en eje	1,540 periferia	1,4 %	diámetro exterior 100 μm		0,26	15°	9,6°	2 000	0,21	3,4 %	1 ns	140	280 ps	2,8 ns
Vidrio de plomo cubierta de borosilicato	1,62	1,52	6,1 %	50 μm	4 μm	0,56	34°	20,4°	5 300	1,07	15,0 %	324 ns	18	360 ps	3,6 ns

LED expresando Θ como una fracción del ángulo sólido total de luz emitida por el diodo, para dar la eficiencia de incidencia.

La primera fibra descrita en la tabla 1 es de modo simple que utiliza sílice dopado con óxido de germanio para el núcleo y una cubierta de sílice pura. Puesto que el diámetro de 2,5 μm verifica la condición de la ecuación (4), sólo se propagará un modo y no hay, por tanto, dispersión debida a diferencia de modos. Puesto que la superficie de aceptación es muy pequeña, debe utilizarse un laser con un diagrama de radiación directivo, acoplado tanto como sea posible a Θ , mejor que un diodo emisor de luz omnidireccional. El valor teórico de la eficiencia de la incidencia no es, por tanto, esencial para el caso del modo simple y no se muestra en la tabla 1. La dispersión del material llegaría a ser un factor limitador si se hubieran de transmitir señales de 1 Gbit/s a distancias superiores a 5 km utilizando un laser con una anchura espectral de 2 nm.

Comparando los ejemplos segundo y tercero vemos que mientras el número de modos propagados depende tanto del diámetro como de la apertura numérica, la dispersión está gobernada principalmente por la aper-

tura numérica. La fibra de núcleo de 30 μm de diámetro con el ángulo de aceptación más bajo tiene una dispersión de modo más baja que la fibra de 10 μm que propaga solamente la cuarta parte aproximadamente del número de modos. Las fibras de vidrio de plomo permiten realizar guías de apertura numérica alta con la consiguiente alta eficiencia de incidencia para aplicaciones en que es aceptable una dispersión de modo relativamente grande (que incidentalmente supera a la también alta dispersión del material). El tipo de fibra con un número muy alto de modos mostrada al final de la tabla 1 es típica de las utilizadas en agrupaciones de fibras o en aplicaciones de corta distancia de anchura de banda limitada.

Tecnología clave

Fabricación de fibras

Habiendo diseñado las fibras según las líneas discutidas en la sección previa, es necesario elegir el método de fabricación que permita reproducir fácilmente las características de diseño. Se determina aquí lo que puede ser la característica más importante de la fibra,

su atenuación. Se debe primeramente a absorción en el material del núcleo y a dispersión Rayleigh por las faltas de homogeneidad. En primera aproximación, esto ocurre igual para técnicas de fibra multimodo o de modo único, pero puesto que la de modo único tiene la mayor parte de la energía viajando por la cubierta, la atenuación viene influenciada en mucha mayor extensión por el material de protección que en el caso de la transmisión multimodo. Ambos sistemas son susceptibles de utilizar generadores emisores de luz de tipo semiconductor produciendo radiaciones de longitudes de onda entre 800 y 900 nm. A estas longitudes de onda, la dispersión de Rayleigh es probable que sea de 1 a 2 dB/km aproximadamente y la fuente principal de atenuación es la absorción por impurezas en el medio de transmisión. Así, se ha puesto el énfasis en obtener los materiales más puros de arranque y en la utilización de los métodos de fabricación de fibra que preserven la pureza de los materiales básicos.

La tabla 2 muestra la concentración de ciertos materiales que darían lugar a una atenuación de 1 dB/km en el cristal debido a las pérdidas de absorción. Puede así verse que para obtener una pérdida de absorción comparable con la pérdida debida a la dispersión Rayleigh, el control de pureza tiene que ser tan bueno como el obtenido en la fabricación de dispositivos semiconductores. En algunos aspectos, el proceso de purificación es más difícil que para los semiconductores debido a que el refinamiento por zonas no puede realizarse con materiales amorfos. Sin embargo, muchas técnicas de semiconductores bien establecidas, tales como fundido por RF, deposición química de vapor y toda la disciplina de operación en habitaciones limpias, se ha aplicado con éxito a la fabricación de fibras [4].

Mediante el acoplamiento directo de energía, procedente de un generador de RF, a los componentes de vidrio pulverizado, es posible evitar la contaminación que podría producirse en los moldes calentados exteriormente durante el largo período de homogenización [5]. En la tabla 2 puede verse que algunos metales producen diferentes cantidades de absorción para un nivel dado de impurezas que depende de su estado de oxidación. Así, mediante el ajuste químico del estado de oxidación, se puede reducir la atenuación por desplazamiento del pico de absorción, por ejemplo, desde el infrarrojo a la región del ultravioleta, donde no

Tabla 2 - Contribución de las impurezas del vidrio a la absorción.

Ión	Pico de absorción (nm)	Concentración ppm 1 dB/km de atenuación a 800 nm
Cu ²⁺	800	< 0,0008
Cu ⁺	~ 200	≥ 1
Fe ²⁺	1.100	> 0,0025
Fe ³⁺	~ 300	≥ 10
Cr ³⁺	650	< 0,002
OH	720	0,15 a 720
	820	300 a 820
	945	1 a 945

contribuye a las pérdidas a las frecuencias de interés para los sistemas de comunicaciones. La figura 6 muestra un diagrama en función de la longitud de onda para una fibra de vidrio de borosilicato con características similares a las indicadas en la tabla 1. La fibra se realizó extrayendo el núcleo puro y la cubierta de vidrio de moldes de platino concéntricos.

La sílice pura ha mostrado de manera consistente la menor atenuación [6]. La figura 7 da la atenuación como función de la longitud de onda para una fibra de sílice dopada con óxido de germanio que tiene características similares a las mostradas en la tabla 1, pero con un diámetro del núcleo de 16 μm, que se realizó mediante deposición química de vapor de los materiales del núcleo dentro de un tubo de sílice que fue reducido radialmente para producir el núcleo sólido y transformado después en una fibra. Esta atenuación es típica para fibras que se producen ahora regularmente en longitudes superiores a 1 km. Se producen también fibras con atenuaciones inferiores a

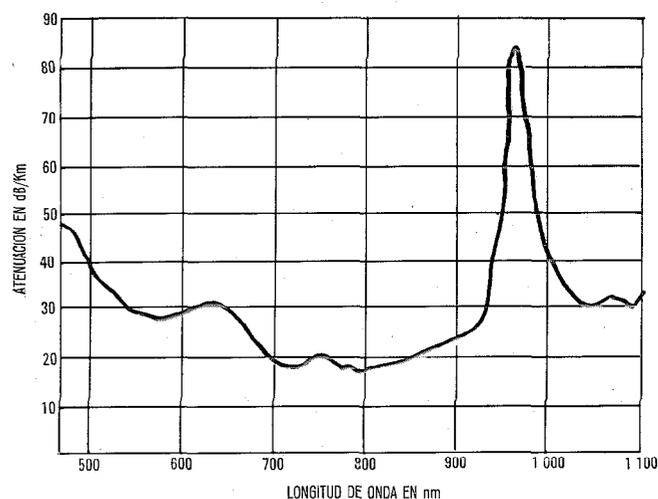


Fig. 6 Atenuación en una muestra de fibra de vidrio de borosilicato de 30 μm de diámetro.

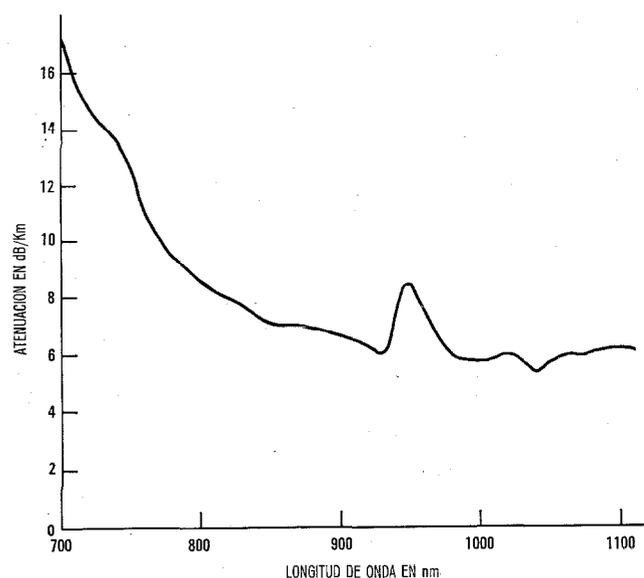


Fig. 7 Atenuación típica en fibras de sílice dopado con óxido de germanio sobre longitudes de 1 km.

Fibra óptica

2 dB/km y picos despreciables a 950 nm (debido a la absorción por grupos de oxidrilos), lo que demuestra que es posible realizar fibras con atenuaciones que se aproximan a las debidas solamente a la dispersión Rayleigh. La dispersión de impulsos típica es de 5 ns/km que es considerablemente menor que la cifra teórica de Δt en la tabla 1 debido al efecto de perfil gradual y mezcla de modos.

Habiendo proporcionado el medio básico de transmisión en la forma de una fibra frágil, ésta tiene que ser protegida y conformada después en cables que pueden fijarse a conectores desmontables o quedar permanentemente unidos sin incremento significativo de la atenuación. Claramente, ha de desarrollarse una nueva práctica de sistemas para las guías de fibra.

Lasers y diodos semiconductores emisores de luz

Cuando la unión *pn* de un diodo semiconductor se polariza en sentido directo, tiene lugar una emisión espontánea de fotones debida a la recombinación de los pares electrón-hueco. La energía de los fotones y su longitud de onda viene determinada por el salto de energía entre las bandas de valencia y conducción del semiconductor. En GaAs, corresponde a 850 nm aproximadamente y puede variarse ligeramente por la adición de aluminio. Puede verse en las figuras 6 y 7 que este margen de longitudes de onda se acopla bien a los márgenes de baja atenuación de las fibras que se producen actualmente.

La figura 8 muestra 4 tipos de generadores de emisión de luz utilizados en comunicaciones ópticas. El diodo de la figura 8 tiene esencialmente el mismo tipo de construcción utilizado en dispositivos diseñados para presentaciones visibles, pero trabajan en la longitud de onda de los infrarrojos. Este tipo de dispositivo se utilizaría en conexión con las agrupaciones de fibras que tienen un diámetro total de 1 mm aproximadamente.

El diodo de alta radiación [7] que se muestra en la figura 8b se ha diseñado especialmente para el lanzamiento eficiente de un haz relativamente intenso sobre una fibra multimodo simple de 50 μm de diámetro aproximadamente.

Un laser semiconductor está formado por la concentración de los fotones emitidos en la región *pn* por espejos colocados en los extremos abiertos del dispositivo. La unión está polarizada fuertemente en sentido positivo lo que produce una población muy densa de electrones en la banda de conducción. Cuando un fotón de energía $h\nu$, emitido espontáneamente, es reflejado por uno de los espejos y encuentra un electrón esperando para recombinarse espontáneamente para emitir otro fotón de energía $h\nu$, se produce una emisión estimulada de este fotón. Los dos fotones, estimularán entonces la emisión de nuevos fotones al encontrar electrones del nivel de energía apropiada en la banda de conducción densamente poblada. La acción de ganancia laser se mantiene una vez que se ha excedido un umbral de corriente para dar una densidad de electrones suficientemente alta. Puesto que los fotones estimularán la emisión de la misma longitud de onda, el mecanismo de ganancia sirve para estrechar el espectro de la emisión. Por esto es por lo que hay una ganancia de 10 veces en el efecto de la dispersión de material cuando se utiliza un laser en vez de un diodo emisor de luz.

Para obtener dispositivos de onda continua o de ciclo de alto rendimiento hay que utilizar disipadores de calor muy eficientes. Más aún, hay que desarrollar métodos especiales de construcción de dispositivos para obtener un umbral de corriente suficientemente bajo para operación continua. La tecnología de heterounión multicapa [8] ha proporcionado la flexibilidad de diseño que permite la realización de esto. Utilizando una técnica epitaxial multicapa deslizante, el índice de refracción del cristal en ambos lados de la región central GaAs indicada en la figura 9 puede modificarse con aleación de aluminio. La guía óptica creada por la interconexión entre el GaAs de tipo-*p* y el GaAlAs de tipos *p* y *n* establece un confinamiento fotón-electrón que permite la obtención de umbrales de corriente suficientemente bajos para una operación eficiente de onda continua. La tecnología del bote oscilante (sliding boat) se ha utilizado para producir los lasers de 5 capas de región de ganancia localizada que han producido alguno de los umbrales más bajos de densidades de corrientes hasta ahora constatados [9].

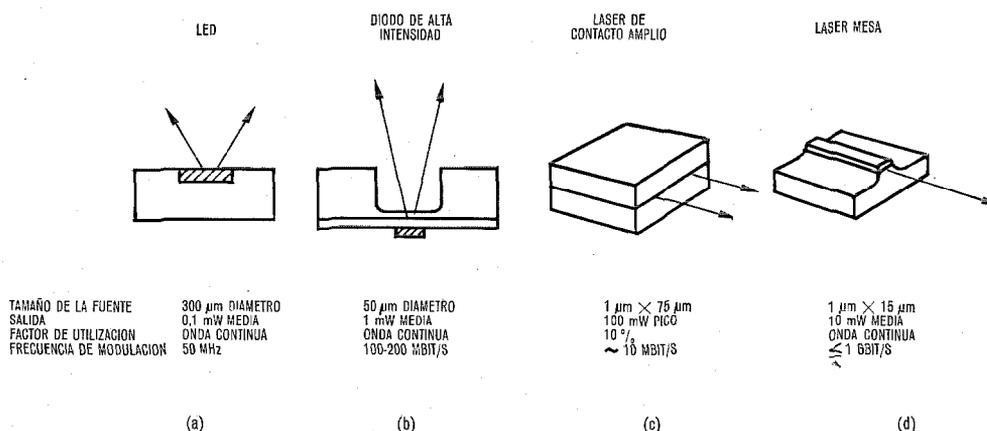


Fig. 8 Características de laser y diodo LED.

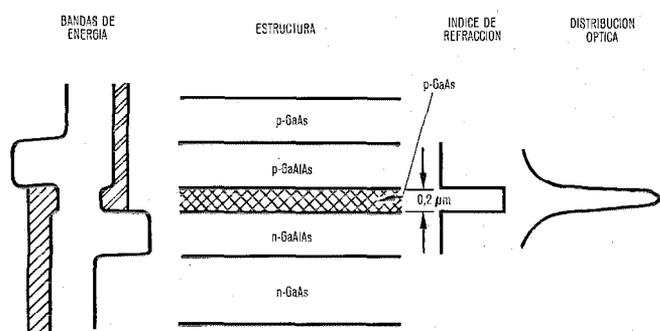


Fig. 9 Laser de doble heteroestructura.

Los resultados de las pruebas de vida sobre dispositivos a los que se les ha cuidado minimizando tensiones mediante la utilización de precauciones metalúrgicas y mecánicas adecuadas, sugieren que el problema de la vida del laser se está resolviendo.

Consideraciones de sistema

Los elementos básicos de los sistemas de transmisión por fibra se muestran en la figura 10. Todos los sistemas seguirán esencialmente la forma mostrada en el diagrama, debiéndose la diferencia principalmente a la naturaleza de los elementos de los bloques indicados por las líneas de puntos. En el caso del sistema más sencillo, el del concepto del conector activo, las líneas de puntos representan meramente conexiones de paso. El transmisor tendría solamente un diodo emisor de luz, no habría repetidor y el receptor tendría solamente un fotodetector. La etapa siguiente en complejidad podría ser un sistema que utilizase modulación lineal directa de los generadores con un amplificador incluido en el transmisor, el receptor y el repetidor

(si existe). Cuando el sistema requiera la máxima potencia del transmisor del laser, no es ya posible utilizar modulación de amplitud simple. Esto se debe a que la gran diferencia entre la luz emitida con la corriente del laser por encima y por debajo del umbral, la convierten en un dispositivo no lineal. Para sistemas de este tipo, sin repetidor, sería adecuado un método de codificación relativamente simple, tal como modulación de la posición del impulso del laser funcionando a amplitudes constantes de impulsos. Tales sistemas han sido probados con éxito para la transmisión de señales de TV en color [10].

Para comunicaciones interurbanas, en las que un enlace puede incluir varias secciones de repetidor, se utilizará un procedimiento de codificación más complejo tal como modulación por impulsos codificados (MIC o PCM). En este caso, el repetidor tendrá circuitos para la amplificación, conformación y reemisión de las señales. El transmisor y el receptor dispondrán de los circuitos apropiados para codificar y decodificar, respectivamente, las señales PCM. La tabla 3 compara algunos sistemas posibles de comunicaciones por fibra óptica con los sistemas equivalentes de transmisión por hilo de cobre para una amplia gama de capacidades de canales. (Las construcciones alternativas para los medios de transmisión por cobre o fibra se muestran entre préntesis). Puede verse que con los márgenes de atenuación medidos compatibles con el funcionamiento de la fibra (Fig. 7), es posible obtener distancias entre repetidores notablemente mayores con los sistemas de fibra óptica. Para las mayores capacidades de canal es también particularmente significativo el coste potencialmente más bajo del medio de transmisión por fibra óptica.

Una capacidad de tráfico doble aproximadamente de la correspondiente a un cable coaxial de 18 tubos,

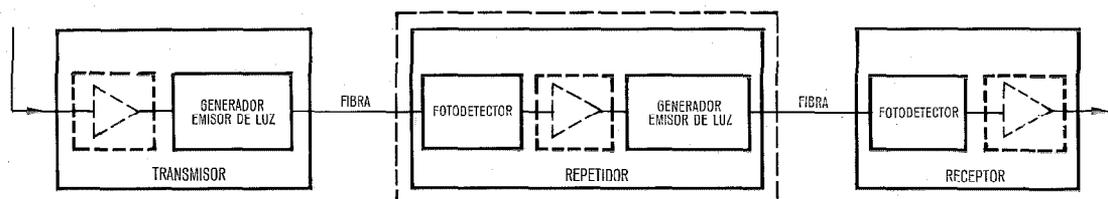


Fig. 10 Sistema de transmisión de fibra básico.

Tabla 3 - Comparación de los posibles sistemas de transmisión digital.

		Sistemas de transmisión por hilo e cobre		Sistemas de transmisión por fibra óptica		
Mbits	Canales	Tipo de cable	Separación entre repetidores km	Tipo de fibra	Pérdida dB/km	Separación entre repetidores km
2.048	30	Frecuencia vocal	2	Multimodo	10 a 4	6 a 15
8.448	120	Par retorcido de 0,6 mm (par retorcido de 0,9 mm)	2 (4)	Multimodo	10 a 4	5 a 12
34.304	480	Coaxial de 2,8 mm	2	Multimodo (índice gradual)	10 a 4	5 a 11
140	1.920	Coaxial de 4,4 mm	2	Índice gradual (modo simple)	10 a 5	4 a 8
560	7.680	(Coaxial de 4,4 mm)	(1)	Modo simple (índice gradual)	16 a 6	2 a 5
		Coaxial de 9,5 mm	2			

500 Mbits, podría conseguirse con una guía helicoidal con repetidores espaciados 30 km, pero el radio de curvatura mínimo sería de 300 m.

Habiendo establecido que todos los sistemas de transmisión por fibra óptica seguirán básicamente la forma indicada en la figura 10, es necesario introducir rápidamente la excepción, denominada repetidor óptico integrado. Aunque conceptualmente es muy sencillo, tal repetidor es todavía algo remoto tecnológicamente. En su forma más elegante, este repetidor podría consistir sensiblemente en una sección de amplificación de la guía misma, lo que se indica simbólicamente en la figura 11. El medio de transmisión incluiría una sección de la guía que tuviese el cristal debidamente dopado con algunas perturbaciones periódicas para formar los espejos parcialmente reflectores de una cavidad laser. El laser sería bombeado desde el exterior por un generador óptico potente, de forma que los fotones que entrasen por la izquierda se encontrarían en una región de ganancia y saldrían por la derecha como una señal amplificada. En la práctica, existen muchos obstáculos para la realización de un sistema de este tipo y el esquema de la figura 11 a ni siquiera orienta el problema básico de regenerar la señal en el repetidor óptico integrado.

Existe, sin embargo, un aspecto de la óptica integrada que puede encontrar aplicación práctica en los primeros sistemas ópticos. Con la disponibilidad de fibras de bajas pérdidas, es posible conseguir grandes separaciones entre terminales sin necesidad de repetidores. Existe, por tanto, un incentivo para continuar en el regimen óptico aunque haciendo simples operaciones de conmutación a frecuencias de luz en vez de realizar la conversión a banda base para que estas operaciones se puedan realizar eléctricamente. La figura 11 b muestra un dispositivo que podría utili-

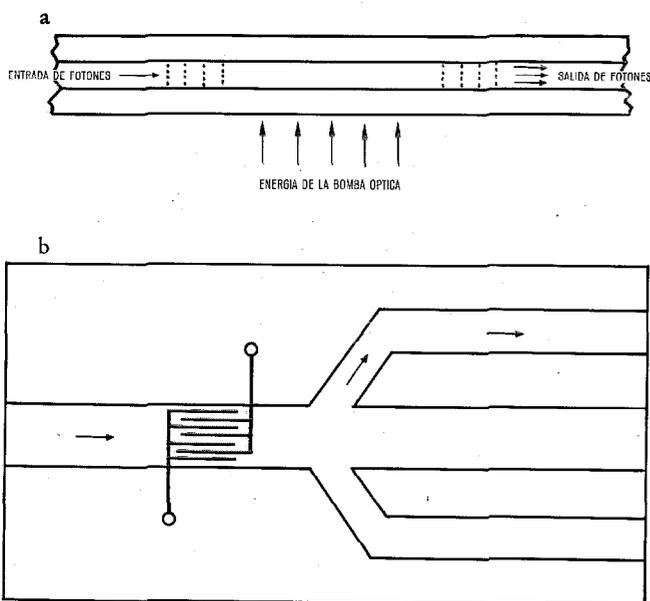


Fig. 11 Dispositivo óptico integrado.

- a) Guía amplificadora.
- b) Conmutación electroóptica para múltiplex por división de espacio.

zarse para múltiplex por división de espacio. La señal entrante se lleva a una película electro-óptica donde se puede crear una rejilla de difracción mediante la aplicación de una tensión a la estructura de electrodos inter-digitalizada. Así, el haz puede guiarse a una de las ramas mediante la aplicación del potencial adecuado a los electrodos [11]. Quizá la mayor área de aplicación de la óptica pura aparte de la simple transmisión, sea el campo de la teledividida o de la instrumentación. En estos sistemas, podría ser mucho más lógico dejar a los sensores que modulasen directamente la corriente de fotones en lugar de operar a través de los transductores eléctricos como es práctica actual de la teledividida.

Conclusiones

Las comunicaciones por fibra óptica están justo en el umbral de su explotación comercial. La gama de ejemplos elegida para mostrar los cálculos básicos de fibra son clásicos del tipo que se utilizará probablemente en una amplia variedad de enlaces prácticos.

Los conceptos de sistemas y tecnologías clave han sido revisados brevemente para familiarizar al lector con los elementos de los sistemas de fibra óptica y para animarle a seguir este tema en artículos más detallados de la serie que se está planificando editar en este revista.

Agradecimientos

El autor agradece la ayuda de sus muchos colegas en STL que le han suministrado información para este artículo. Agradece también a M. M. Ramsay, A. W. Horsley y M. J. Coupland de STL, Centro de Investigación Británica de ITT, F. F. Roberts, J. Midwinter y G. Newnes, del Departamento de Investigación del British Post Office y D. Williams de Signals Research and Development Establishment, Inglaterra, por las discusiones tan provechosas que han sostenido. Desea también expresar su aprecio a J. Evans y D. S. Ridler por su continuo aliento y particularmente a S. B. Marsh, cuyo apoyo data de los tiempos en que los diversos logros de funcionamiento de sistemas útiles estaban lejos de parecer seguros. Debo también mi agradecimiento a R. Lomax, ahora en STC, por la figura 1 y a R. W. White de PORD por la información sobre guíaondas de largo alcance.

Referencias

- [1] K. C. Kao y G. A. Hockham: Dielectric-Fibre Surface Waveguides for Optical Frequencies; Institution of Electrical Engineers Proceedings, julio 1966, volumen 113, nº 7, págs. 1151—1158.
- [2] D. Williams y K. C. Kao: Pulse Communication Along Glass Fibers; Institute of Electrical and Electronics Engineers Proceedings, febrero 1968, volumen 56, nº 2, págs. 197—198.
- [3] A. H. Reeves: Future of Telecommunications; South African Institute of Electrical Engineers Transactions, septiembre 1970, volumen 61, parte 9, págs. 445—465.
- [4] C. P. Sandbank: The Challenge of Fibre-Optical Communication Systems; Radio and Electronic Engineer, noviembre 1973, volumen 43, nº 11, págs. 665—674.

- [5] C. E. E. Stewart, D. Tyldesley, B. Scott, H. Rawson y G. R. News: High-Purity Glasses for Optical-Fibre Communication; *Electronics Letters*, 18 octubre 1973, volumen 9, nº 21, págs. 482—483.
- [6] M. W. Jones y K. C. Kao: Spectrophotometric Studies of Ultra Low Loss Optical Glasses; part. 2: Double Beam Method; *Journal of Scientific Instruments (Journal of Physics E)*, marzo 1969, serie 2, volumen 2, nº 4, págs. 331—335.
- [7] C. A. Burrus y R. W. Dawson: Small-Area High-Current-Density GaAs Electroluminescent Diodes and a Method of Operation for Improved Degradation Characteristics; *Applied Physics Letters*, 1 agosto 1970, volumen 17, nº 3, págs. 97—99.
- [8] P. R. Selway y A. R. Goodwin: The Properties of Double Heterostructure Lasers with Very Narrow Active Regions; *Journal of Physics D*, mayo 1972, volumen 5, nº 5, págs. 904—914.
- [9] G. H. B. Thompson y P. A. Kirkby: Low Threshold-Current Density in 5-Layer-Heterostructure (GaAl) As/GaAs Localised-Gain-Region Injection Lasers; *Electronics Letters*, 28 junio 1973, volumen 9, nº 13, págs. 295—296.
- [10] M. Chown y R. E. Epworth: Direct Modulation of Semiconductor Injection Lasers; *Proceedings of the Electro-Optics International '74 Conference, Brighton, 19—21 marzo 1974*, págs. 82—89.
- [11] S. Wright y M. G. F. Wilson: New Form of Electro-Optic Deflector; *Electronics Letter*, 3 mayo 1973, volumen 9, nº 8/9, págs. 169—170.

Charles P. Sandbank ingresó en la División de Válvulas Brimar de la Standard Telephones and Cables en 1953, después de obtener su graduación con honores en Ciencias Físicas en la London University. Obtuvo el Diploma del Imperial College en Ingeniería Eléctrica en 1956. En 1959 fue transferido de la División de Válvulas a la División de Transistores donde inició alguno de los primeros desarrollos con circuitos integrados semiconductores del Reino Unido. Cinco años más tarde, paso a Standard Telecommunication Laboratories para ser jefe del Departamento de Dispositivos Electrónicos. Además de la investigación en microelectrónica, se interesó especialmente en la generación y desarrollo de microondas con dispositivos de estado sólido como sustitutos de los tubos de ondas progresivas y de rayos catódicos.

Desde 1969, el Sr. Sandbank es el director de la División de Sistemas de Comunicaciones donde se realiza mucha de la investigación sobre tecnología de comunicaciones por fibra óptica de STL.

Equipo multicanal para los sistemas de corrientes portadoras de 60 MHz

Los sistemas de frecuencias portadoras hasta 60 MHz tienen exigencias más severas en la calidad de transmisión que los sistemas de 12 MHz existentes. En este artículo se describen el equipo múltiplex del nuevo sistema y sus particularidades.

K. KOCHER

O. KOLB

M. OPPENLANDER

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania Federal

Introducción

El continuo incremento de las exigencias de transmisión hace imperativo utilizar las líneas de transmisión más eficazmente. En paralelo, la tecnología ha progresado de tal manera que pueden utilizarse anchuras de banda cada vez mayores. En el futuro, se utilizarán sistemas de corrientes portadoras de 60 MHz con 10.800 canales donde hoy sólo están en servicio sistemas de 12 MHz y 2700 canales [1, 2]. En el presente artículo se describe con detalle el equipo de traslación y los circuitos asociados de generación de portadoras y de control automático de ganancia. Las frecuencias más elevadas exigen módulos muy compactos. La elevada capacidad de transmisión de estos sistemas impone componentes seleccionados y de alta fiabilidad. Por otra parte, estos sistemas satisfacen las recomendaciones eléctricas y mecánicas del CCITT, así como los requisitos de la Administración alemana.

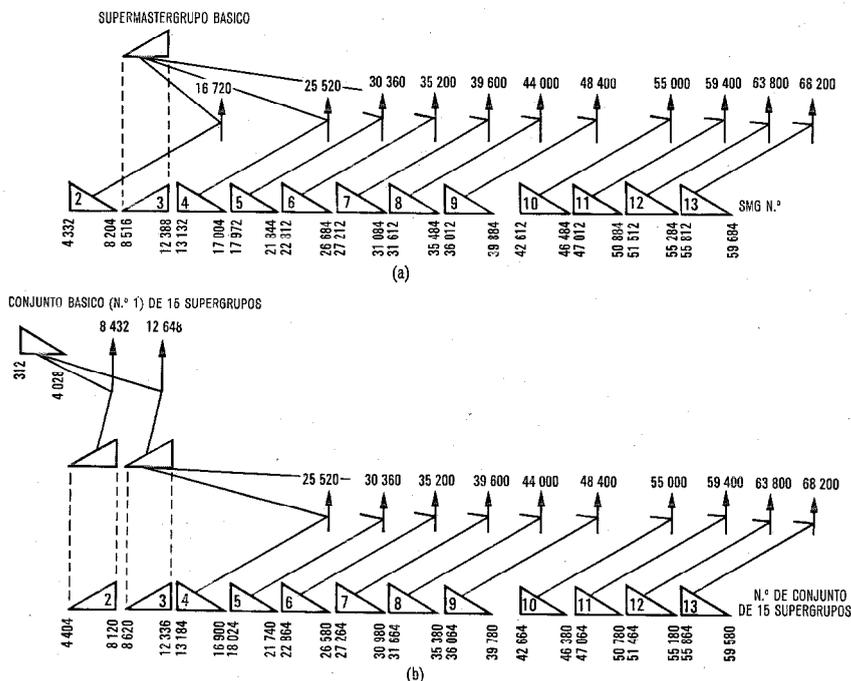
Planes de frecuencia

Para satisfacer la configuración de las redes telefónicas de los diferentes países, la recomendación G. 333 del CCITT ha sugerido dos planes diferentes de frecuencias (ver Fig. 1). En los dos planes, la banda de

transmisión comprende 12 supermastergrupos (SMG) ó 12 conjuntos de 15 supergrupos (conj. 15 SG).

El Plan 1 es la ampliación del esquema del master-supermaster-grupo y su bloque básico es el supermaster-grupo básico comprendido en la banda de frecuencias de 8516 a 12.388 kHz. La banda de transmisión comprende 12 supermastergrupos en los que 11 supermastergrupos se han desplazado mediante la correspondiente modulación y el supermastergrupo 3 se transmite directamente. El supermastergrupo básico y, por tanto, también el supermastergrupo 3 son directos, mientras que los demás supermastergrupos se transmiten invertidos.

El Plan 2 está destinado para la generación de la banda V 10.800 en aquellos países que están utilizando el esquema de conjuntos de 15 supergrupos. El bloque de partida es el conjunto básico de 15 supergrupos comprendidos en la banda de 312 a 4028 kHz. El conj. 15-SG N° 2 se obtiene modulando el conjunto básico de 15 supergrupos con la portadora de 8432 kHz. Otros once conjuntos básicos de 15 supergrupos se trasladan con la portadora 12.648 kHz a la banda de frecuencias del conj. 15-SG N° 3 (8620 a 12.336 kHz) que está dentro de la banda de frecuencias del supermastergrupo básico (Plan 1).



La subsiguiente ampliación de la banda de transmisión progresa de la misma manera que en el Plan 1. Uno de los once conj. 15-SG N° 3 se transmite directamente, sin traslación, mientras que los restantes diez conjuntos de 15 supergrupos N° 3 se trasladan a sus frecuencias de transmisión mediante modulación con la misma portadora que en el Plan 1.

Existe, además, la posibilidad de un tercer plan de frecuencias por medio del cual, partiendo del conjunto básico de 15 supergrupos, se modulan 12 conjuntos de 15-SG N° 3 con la portadora 12.648 kHz. Puesto que este conjunto de 15-SG N° 3 está dentro de la banda de frecuencias del supermastergrupo básico (Plan 1), la banda de transmisión puede obtenerse con el mismo esquema de traslación que en el Plan 1. Las posiciones 3 a 13 son idénticas a las del Plan 2 de frecuencias. Este tercer plan es ventajoso en casos donde, por ejemplo, han de conectarse en paso conjuntos de 15 supergrupos a través de un país de tránsito que utiliza el Plan 1, o en el caso de un país donde existan ambas técnicas, la de SMG y la de conjuntos de 15-SG.

Los tres planes de frecuencias permiten la transmisión de dos canales de televisión en el lugar de cuatro SMG o cuatro conjuntos de 15-SG.

En la tabla 1 se resumen las características eléctricas del equipo múltiplex de 60 MHz para el plan 1.

En las secciones que siguen, se describe el equipo múltiplex del sistema de 60 MHz correspondiente del Plan 1 de frecuencias del CCITT.

Equipo de traslación

La figura 2 muestra el diagrama de bloques de la traslación del supermastergrupo. Los tres armazones de traslación de supermastergrupo del sistema V 10.800 comprenden los circuitos moduladores y demoduladores para cuatro supermastergrupos, incluyendo la generación de portadoras descentralizada y el receptor piloto para el control automático de ganancia y supervisión.

El cuarto armazón, denominado armazón combinatorio, contiene los circuitos para formar, con los supermastergrupos 2 a 13, la banda de transmisión V 10.800 y los circuitos de extracción para el lado de recepción.

Circuitos de transmisión

En el lado de transmisión, los supermastergrupos básicos se llevan primeramente a un igualador ajustable en 5 pasos que puede igualar cables de estación de 0,5/3,0 mm hasta una longitud de 50 metros. Gracias a un circuito igualador especial, ha sido posible reducir el número usual de componentes y puntos de soldadura a la mitad. A la salida del igualador, la respuesta-frecuencia del grupo es otra vez plana.

Puede aplicarse una señal de prueba (desacoplada del camino de transmisión) a un zócalo de prueba M1 montado en el panel frontal para probar el sistema en servicio sin interferencia alguna. El desacoplamiento se asegura por la resistencia de entrada muy baja de

Tabla 1 - Características eléctricas

Supermastergrupo básico	
Banda de frecuencias	8516 á 12.388 kHz
Entrada transmisión	- 33 dB _r /75 Ω
Salida recepción	- 25 dB _r /75 Ω
Bastidor de distribución V 10.800	
Banda de frecuencias	4332 á 59.684 kHz
Salida transmisión	- 33 dB _r /75 Ω
Entrada recepción	- 33 dB _r /75 Ω
Respuesta/frecuencia	
Distorsión de atenuación de transmisión y recepción por supermastergrupo referida a 11.096 kHz	< ± 0,3 dB
Fugas de portadora	
Salida de transmisión	< - 50 dBm ₀
Salida de recepción	< 0 dBm ₀
Ruido de transmisor y receptor conectados en tándem	
Ruido térmico	< - 77 dBm _{0p} ≈ 20 pW _{0p}
Ruido total para la carga equivalente, de acuerdo con el CCITT	< - 74 dBm _{0p} ≈ 40 pW _{0p}
Diafonía inteligible	
Atenuación de cruce entre cualesquiera SMG y entre el lado de transmisión y de recepción del mismo SMG	> 85 dB
Control automático de ganancia (CAG)	
Margen de control	± 5 dB
Precisión del control	± 0,5 dB
La alarma de piloto se actúa para una pérdida de nivel de piloto de	5 dB ± 0,5 dB
En caso de alarma de piloto	Conmuta a ganancia nominal
Generación de portadoras	
Frecuencia de control	2200 kHz
Precisión de frecuencia requerida	< ± 1.10 ⁻⁸
Voltaje de entrada	1 V ± 50 %
Impedancia de entrada por armazón	> 1,25 kΩ en paralelo con < 60 pF
Alimentación	
Tensión nominal de suministro al equipo múltiplex	24 V ± 4 %
Opcionalmente	20 V ± 4 %
Corriente necesaria para un sistema	2,3 A

un amplificador. Esto se logra mediante realimentación negativa. Esta disposición también aísla la impedancia de entrada del filtro paso-banda del supermastergrupo básico siguiente de la entrada del sistema. Los niveles pueden ajustarse a ± 1 dB, en pasos de 0,5 dB, de una forma muy sencilla en el bucle de realimentación negativa del amplificador. El filtro paso-banda suprime frecuencias imagen y bandas de ruido que después de la modulación podrían caer en las bandas utilizadas. El modulador es el bien experimentado modulador doblemente equilibrado y transistorizado que debido a su configuración simétrica suprime la frecuencia portadora y la señal de entrada. Esto simplifica el filtro de banda lateral siguiente. La portadora se aplica al modulador a través de un amplificador separador para reducir cualquier interferencia de

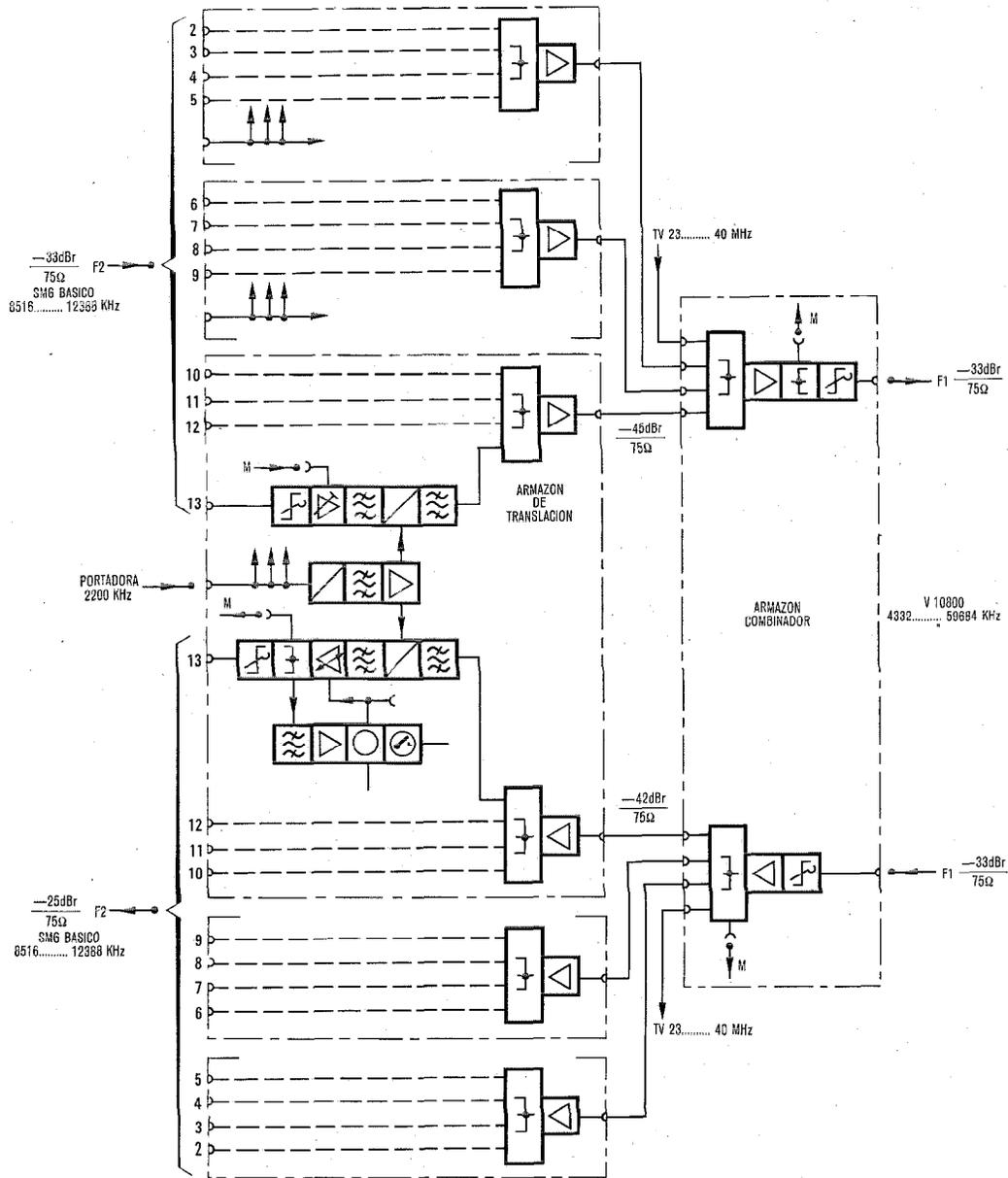


Fig. 2 Diagrama de bloques del equipo múltiplex para V 10.800, según el Plan 1 del CCITT.

bida a cruce a través de la resistencia interna de la fuente de portadoras. El filtro paso-banda utiliza, dependiendo de la banda de frecuencias, bobinas de $9\text{ mm} \times 5\text{ mm}$ ó $6\text{ mm} \times 3\text{ mm}$ y condensadores de mica o cerámicos. Gracias al pequeño tamaño de estos componentes, pueden reducirse al mínimo las capacidades parásitas e inductancias en serie. Debido a esto, los valores de los componentes calculados mediante ordenador pueden trasladarse muy fácilmente a valores operacionales finales. La figura 3 muestra el módulo del modulador de transmisión; sólo se permite que aparezca en la salida del módulo la banda de frecuencias necesaria del correspondiente supermastergrupo pero no la frecuencia del supermastergrupo básico que también se aplica a la entrada (atenuación superior a 90 dB). Esta atenuación viene determinada por la simetría del modulador juntamente con la selección del filtro de banda lateral mientras no existan

otros caminos espúrios. Por esta razón, los módulos se subdividen en compartimentos apantallados que aíslan las entradas de las salidas. La figura 4 muestra las características del filtro de banda lateral SF 13 para el supermastergrupo 13. Cuatro supermastergrupos trasladados se combinan mediante una red de desacoplamiento transistorizada en un conjunto de 3600 canales (Fig. 2). Esta red de desacoplamiento tiene la ventaja sobre las híbridas pasivas de 4 terminales más usuales, de una muy baja distorsión de atenuación, una impedancia de entrada muy precisa y una atenuación de desacoplamiento muy alta entre las diferentes entradas. Estas ventajas son particularmente importantes debido a que la conexión casi-paralela de los filtros de banda lateral, produce en la banda eliminada una desadaptación que el cableado convierte en casi total. La resistencia de entrada R_e del amplificador resulta tan pequeña con la realimentación negativa que, jun-

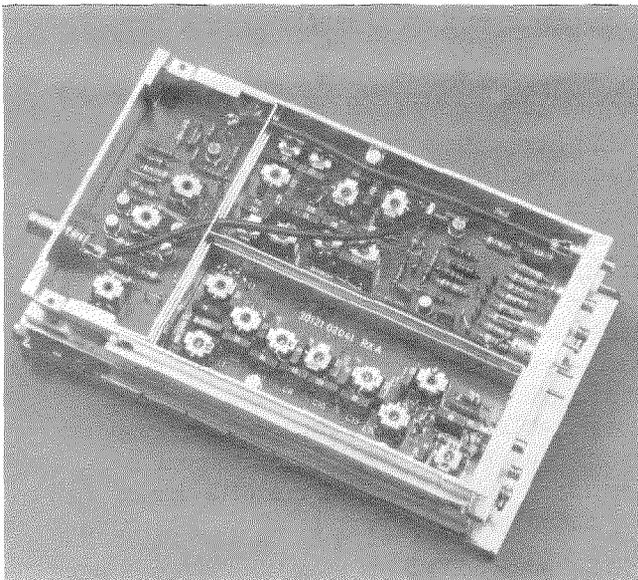


Fig. 3 Unidad enchufable del modulador de transmisión N° 4 (quitada la cubierta).

tamente con las resistencias en serie, proporciona el desacoplamiento necesario. Para una atenuación de desacoplamiento de, por ejemplo 37 dB, la resistencia R_e debe ser inferior a 2 ohmios. A 60 MHz esto corresponde a la inductancia de un hilo de 5 mm de longitud.

El amplificador de transmisión del armazón combinador es también una red de desacoplamiento activa con cuatro entradas, de manera que puede economizarse una red independiente. Si es necesario, puede aplicarse a través de una entrada adicional (TV) un piloto para referencia de frecuencia, o dos canales de televisión en la banda de frecuencias 23—40 MHz, en lugar del segundo bloque de 4 supermastergrupos. El amplificador tiene tres etapas y está construido con componentes convencionales de probada fiabilidad.

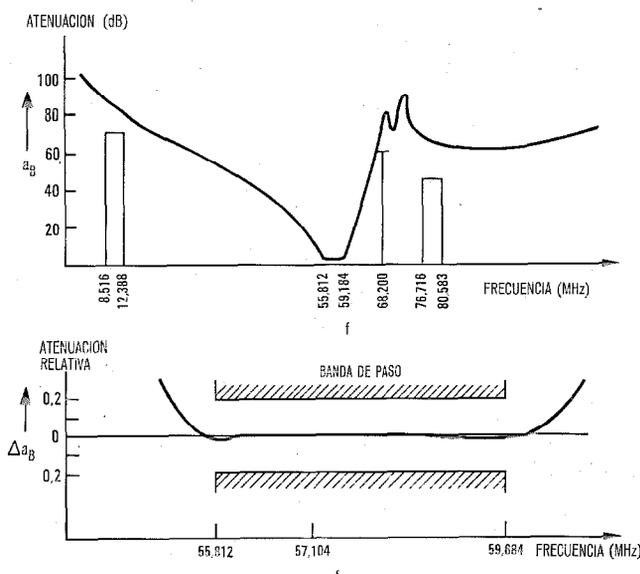


Fig. 4 Respuesta-frecuencia del filtro de banda lateral SF 13 para el SMG N° 13.

La transmisión opcional de un canal de televisión requiere un amplificador con una distorsión armónica muy baja para reducir al mínimo la interferencia en los canales de audio. La gran realimentación negativa necesaria para asegurar esto sólo se puede conseguir si la longitud del bucle de realimentación es extremadamente corto. Esto mantiene el retardo de propagación pequeño y, por tanto, también los desplazamientos de fase inherentes. Esto se ha logrado con una configuración especial en la que solamente se utilizan 3 transistores y una resistencia de película en el camino de realimentación. Los demás componentes se montan en derivación con el camino del bucle y radialmente hacia la periferia. La longitud geométrica del bucle es de unos 5 cm. Los componentes se montan en un circuito impreso de doble cara normal. La salida del amplificador es accesible a través de un punto de prueba desacoplado M2.

A continuación hay un igualador que permite la igualación de cables de estación de 1,0/6,5 mm hasta una longitud de 30 m en 4 pasos. Para un más fácil mantenimiento el igualador se ha construido en forma de "carrusel".

Circuitos de recepción

Lado de recepción del armazón combinador: Como puede verse en el diagrama de bloques de la figura 2 la diferencia de niveles entre la entrada y la salida es de 9 dB. A pesar de esta atenuación se necesita un amplificador separador para mantener la pérdida de retorno necesaria en la entrada del sistema, en el caso de armazones de traslación parcialmente equipados. Se eligió un nivel de salida de -42 dB_r, en primer lugar para permitir una conexión en paralelo a través de un filtro de 3 dB de atenuación y en segundo lugar para mantener dentro de límites el margen dinámico del amplificador. La banda de recepción se iguala primeramente con el igualador de cableado (construido en forma de carrusel, Fig. 5) y se divide mediante un amplificador de recepción en cinco salidas independientes. Tres de éstas alimentan los armazones de traslación, una se asigna al zócalo de prueba y la quinta se utiliza, según se requiera, para extraer el canal de TV o el piloto de referencia de frecuencia. Lo que se dijo anteriormente para el amplificador de transmisión, es también válido para este caso.

En el armazón de traslación, la banda de recepción se divide, a su vez, en cuatro salidas mediante una red de desacoplamiento activo y se aplican a los demoduladores a través de filtro de banda lateral. Para determinar el margen dinámico para este dispositivo activo, se midió la carga operacional total que depende de la frecuencia. El mismo fenómeno que se describió en la red de desacoplamiento de transmisión tiene también lugar aquí.

A la salida del demodulador existe un filtro paso banda que protege al siguiente amplificador con control automático de ganancia de los productos espúrios de modulación. También proporciona una cierta

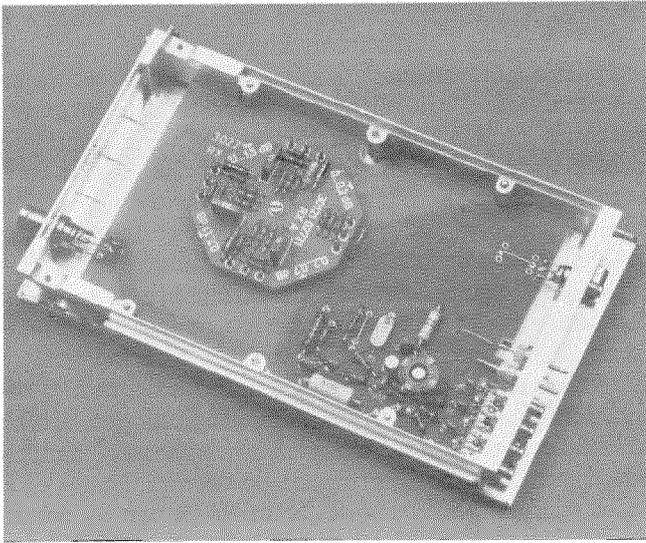


Fig. 5 Unidad enchufable del amplificador de desacoplamiento de recepción (quitada la cubierta).

reserva de selectividad para el caso en que se conecten sistemas exteriores.

Finalmente, cada supermastergrupo básico se lleva a un amplificador con CAG. En el bucle de realimentación se conecta, en paralelo, un elemento de control formado por dos diodos cuya impedancia en CA está controlada por su corriente de polarización. En ausencia de un módulo de control de piloto, los diodos se alimentan con una corriente constante de tal magnitud que prevalece la amplificación nominal. Cuando se inserta la unidad de control de piloto, esta corriente está shuntada por una conexión de masa; otra conexión alimenta los diodos desde el módulo de control, con la corriente de control. La inserción del módulo de control conmuta automáticamente la amplificación nominal a la controlada automáticamente.

Dos características ventajosas resultan de esta conexión en paralelo de los diodos en el bucle de realimentación. Debido a que la corriente inicial es cero, la amplificación inicial es también baja, de forma que no hay peligro de una sobre amplificación cuando se enciende el sistema o cuando se conecta de nuevo después de un fallo de la alimentación. Esto evita también cualquier inestabilidad del conjunto. La posición correcta de este shunt en el bucle de realimentación proporciona una segunda ventaja: la ganancia del bucle, $\mu\beta$, es independiente del punto de trabajo, es decir, no hay tampoco problemas intrínsecos de estabilidad del amplificador.

Puede obtenerse un cambio adicional de amplificación de ± 2 dB seleccionando diferentes resistencias en el camino serie del bucle de realimentación mediante tomas soldadas.

La impedancia de salida del amplificador de CAG es, gracias a la fuerte realimentación negativa de tensión, prácticamente cero, de forma que no se necesita red alguna de desacoplamiento adicional para desacoplar el piloto y las señales de prueba. La banda de

transmisión se lleva al igualador de cableado que es idéntico al utilizado en el lado de transmisión.

Regulador piloto y supervisión

La frecuencia piloto de 11.096 kHz se extrae mediante un filtro de cristal de banda estrecha, se amplifica en dos amplificadores de dos etapas y se rectifica. Se utiliza un rectificador de valor medio que es particularmente insensible a las interferencias. De este modo, por ejemplo, una frecuencia de interferencia que tenga, después del filtro paso banda de piloto, todavía una amplitud del 20 % de la señal piloto, induce solamente un voltaje de error de C.C. medio del 1 %. A continuación, hay una etapa de colector que desacopla la señal piloto independientemente para la salida del trazador (valor nominal 1 mA/600 ohmios), para el regulador piloto y para el circuito electrónico de alarma completo.

El regulador piloto arranca con un amplificador diferencial que compara la señal piloto con un voltaje de referencia. La señal de error se aplica a un integrador Miller que da una gran constante de tiempo. Esta constante de tiempo es mayor que cualquier otra utilizada en el circuito regulador en muchos órdenes de magnitud. Esto elimina problemas como el aumento de modulación a través del bucle regulador (ganancia envolvente).

A continuación hay un amplificador de C.C. que suministra la corriente de control para los diodos del regulador. Esta corriente puede medirse en un punto de prueba situado en el panel frontal. La magnitud de esta corriente da una medida de la amplificación del regulador.

Un circuito recortador situado en el amplificador diferencial frente al integrador Miller induce, para variaciones de voltaje de piloto superiores a ± 1 dB, el resultado requerido: grandes saltos de nivel inducen en la salida del integrador Miller variaciones lineales de corriente en función del tiempo; esto significa una velocidad de regulación que es independiente del salto de nivel. La velocidad es de $1/8$ dB/seg., aproximadamente.

Un circuito de disparo Schmitt, situado en el circuito electrónico de alarma, en el caso de pérdida demasiado elevada de nivel de piloto, gobierna:

- un conmutador electrónico en el integrador Miller para ajustar el elemento de control a su valor medio;
- los contactos electrónicos de la alarma del bastidor y el diodo emisor de luz situado en el panel frontal;
- el contacto de reposo electrónico de la alarma general.

El contacto de reposo electrónico se ha dispuesto de tal manera que se da también alarma aún en el caso de fallo de alimentación.

Como puede verse, no se utilizan contactos mecánicos a lo largo de todo el sistema. Por razones de fiabilidad y mantenibilidad, todos los ajustes o conmutaciones se hacen mediante puentes soldados o de forma completamente electrónica.

Generación descentralizada de portadoras

Cada par de traslaciones de SMG (transmisión y recepción) requiere una frecuencia portadora individual para fines de modulación. Para obtener una cierta flexibilidad de asignación de frecuencias y para reducir las inversiones iniciales se ha asignado a cada par de traslaciones una unidad de generación de frecuencia portadora descentralizada.

Esto permite la alimentación de cada traslación de supermastergrupo con una única frecuencia de control de 2200 kHz. Esta frecuencia de control debe, naturalmente, satisfacer el requisito de los sistemas de 60 MHz de una precisión de frecuencia superior a 1×10^{-8} . Para su generación se dispone de los correspondientes osciladores y unidades de control de frecuencia [3].

La frecuencia de control se lleva a través de un cable coaxial de 75 ohmios con lo que un cable alimenta dos sistemas V 10.800, es decir 6 asignaciones de traslación. Estas unidades con alta impedancia de entrada (mayor de 1,2 kohmios) se conectan en paralelo al cable de frecuencia de control en el panel de conexión situado en la parte superior del bastidor. La resistencia de terminación del cable coaxial también se coloca en el panel de conexión anteriormente mencionado. Esta distribución permite ampliar un sistema equipado parcialmente en un principio sin perturbar otras conexiones de supermastergrupo existentes.

Las correspondientes frecuencias portadoras necesarias para las diferentes traslaciones de supermastergrupo se derivan de la frecuencia de control de 2200 kHz de la forma siguiente:

SMG 2:	$16.720 \text{ kHz} = 19 \times 2/5 \times 2200 \text{ kHz}$
SMG 4:	$25.520 \text{ kHz} = 29 \times 2/5 \times 2200 \text{ kHz}$
SMG 5:	$30.360 \text{ kHz} = 23 \times 3/5 \times 2200 \text{ kHz}$
SMG 6:	$35.200 \text{ kHz} = 16 \times 2200 \text{ kHz}$
SMG 7:	$39.600 \text{ kHz} = 18 \times 2200 \text{ kHz}$
SMG 8:	$44.000 \text{ kHz} = 20 \times 2200 \text{ kHz}$
SMG 9:	$48.400 \text{ kHz} = 22 \times 2200 \text{ kHz}$
SMG 10:	$55.000 \text{ kHz} = 25 \times 2200 \text{ kHz}$
SMG 11:	$59.400 \text{ kHz} = 27 \times 2200 \text{ kHz}$
SMG 12:	$63.800 \text{ kHz} = 29 \times 2200 \text{ kHz}$
SMG 13:	$68.200 \text{ kHz} = 31 \times 2200 \text{ kHz}$

Todas las frecuencias portadoras se derivan de la frecuencia de control mediante multiplicación y división de frecuencia.

Para obtener las frecuencias portadoras necesarias para los SMG 2 y SMG 4, que son múltiplos enteros de 880 kHz, la frecuencia de control de 2200 kHz se aplica a un contador binario. La señal de salida de este divisor se filtra para obtener el segundo armónico. Esta señal se utiliza para gobernar un generador de impulsos. La frecuencia portadora necesaria se filtra de estos impulsos como un armónico, que se amplifica y se lleva a la traslación del correspondiente supermastergrupo mediante dos salidas desacopladas.

La obtención de la frecuencia portadora del SMG 5 se hace de manera idéntica salvo que aquí se filtra el tercer armónico de la salida del divisor binario para gobernar el generador de impulsos.

Las frecuencias portadoras para los SMG 6 a SMG 16 son múltiplos enteros de la frecuencia de control de 2200 kHz. El resultado es que esta frecuencia de control se aplica directamente al generador de impulsos. La frecuencia portadora requerida aparece entonces directamente como un armónico en la salida de este generador de impulsos. No es necesario generador de reserva ya que cada generador de portadoras alimenta solamente a un par de moduladores y la fiabilidad de los generadores de portadora es igual a la de los dispositivos de traslación.

Disposición mecánica y construcción

La figura 6 (lado izquierdo) muestra un armazón vertical completo para la traslación y combinación de cuatro supermastergrupos de acuerdo con el Plan 1 de frecuencias. Utiliza la práctica de equipo vertical VSEP* que es equivalente a la práctica de equipo de la administración alemana (Bundespost), BW/7 R/2. Este armazón vertical tiene 600 mm de altura, 110 mm de anchura y 195 mm de profundidad. Además de los moduladores contiene los correspondientes generadores de portadoras descentralizado, los reguladores piloto y las redes de desacoplamiento de transmisión y

* Marca registrada del sistema ITT

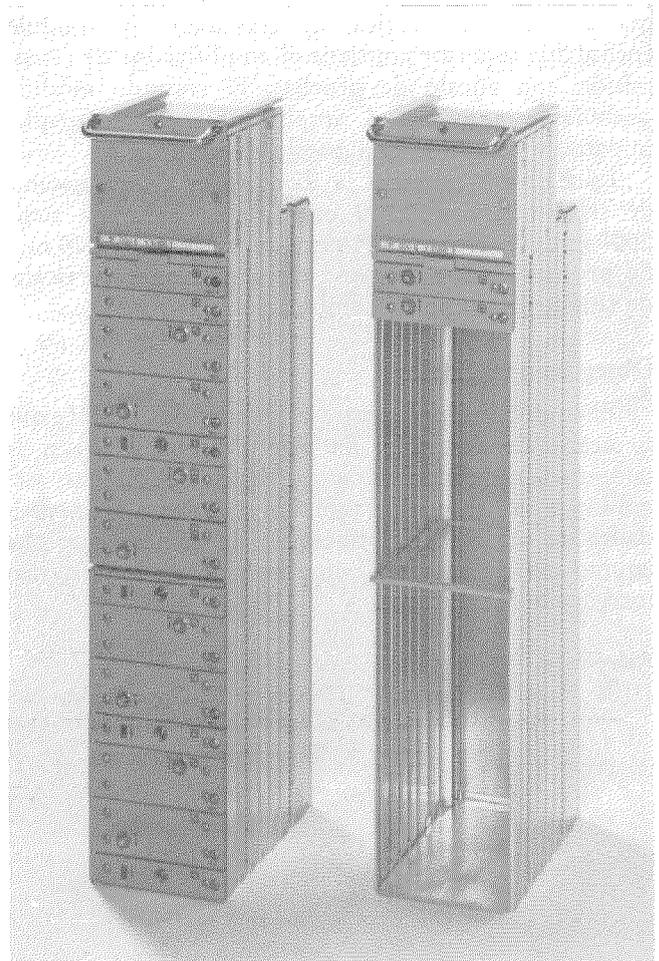


Fig. 6 Armazón vertical de traslación (izquierda) y de combinación (derecha).

Equipo multicanal de 60 MHz

recepción. Gracias a los tamaños normalizados y al cableado de los conectores y zócalos, el mismo armazón vertical puede utilizarse para los supermastergrupos 2—5, 6—9 y 10—13.

Todos los módulos son cajas apantalladas de AF de 160 mm de profundidad, 100 de anchura y con un paso modular normalizado de 22,5 mm. Para módulos más grandes se atornillan dos cajas y se obtiene un paso modular de 42,5 mm.

Una disposición especial de las conexiones del enchufe y un dispositivo de bloqueo adicional asegura que la inserción por error de cualquier unidad del mismo tipo de construcción, no cause ningún daño eléctrico ni mecánico. El armazón vertical de traslación de la figura 6 está equipado como sigue (de arriba abajo):

- tarjeta enchufable con instrucciones de servicio;
- módulo de la red combinadora de transmisión;
- módulo de la red de desacoplamiento de recepción;
- módulo de la traslación de transmisión con generador de portadora descentralizado;
- módulo de traslación de recepción con amplificador controlado con piloto;
- regulador piloto y módulo de supervisión.

Los otros tres supermastergrupos se disponen de forma análoga a la descrita anteriormente.

La figura 6 muestra, en el lado derecho, el armazón vertical combinador que tiene las mismas dimensiones que el armazón vertical de traslación. El módulo enchufable superior contiene el amplificador de transmisión con zócalo de pruebas. El segundo módulo enchufable contiene el amplificador de desacoplamiento de recepción con zócalo de pruebas.

La figura 7 muestra la disposición de un sistema de traslación de 10.800 canales. La columna tiene 2600 mm de altura, 121 mm de anchura y 226 mm de profundidad y contiene tres armazones verticales de traslación y uno de combinación.

Observaciones finales

El equipo múltiplex para el sistema de 60 MHz que se acaba de describir, ha sido desarrollado con la cooperación de muchas compañías de ITTE. Esto asegura que se han tenido también en cuenta las necesidades de otras administraciones de manera que este equipo múltiplex ganará importancia en los sistemas internacionales futuros.

Referencias

- [1] W. Haas, W. Harreus, U. Hornung y M. Oppenländer: Moderno equipo terminal para el sistema de transmisión en línea de banda ancha V 2700; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 47 (1972) N° 1, págs. 27—37.

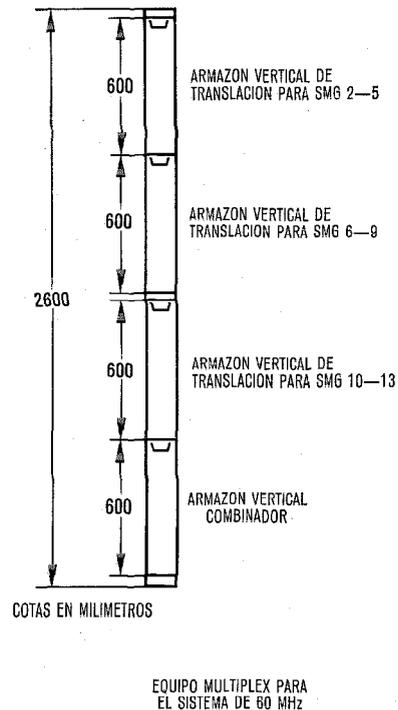


Fig. 7 Disposición del bastidor.

- [2] L. Becker: Sistema de transmisión de línea coaxial de 60 MHz; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 48 (1973), N°s 1 y 2, págs. 41—50.
- [3] W. Haas: Equipo de línea de frecuencias portadoras para cable coaxial de 60 MHz; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 50 (1975) N° 1, págs. 43—54 (en este número).
- [4] H. Löffler: La generación de las frecuencias de control para los sistemas de corrientes portadoras hasta 60 MHz; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 50 (1975) N° 1, págs. 37—42 (en este número).

Klaus Kocher nació en Reutlingen, Alemania, el 20 de enero de 1934. Estudió Tecnología de Telecomunicación en la Universidad Técnica de Stuttgart y se graduó en 1958. El mismo año ingresó en SEL como ingeniero de desarrollo. Su primera actividad fue en el campo de modernos generadores de portadoras. Desde 1970 es jefe de proyecto de desarrollo para transmisión por cable. Posee 9 patentes en el campo de la tecnología de frecuencias portadoras.

Otmar Kolb nació en Speyer el 27 de abril de 1922. Estudió Física y Telecomunicación en la Universidad Técnica de Stuttgart, obteniendo un diploma en Física. En 1953 ingresó en SEL como ingeniero de desarrollo. Desde 1958 dirige un laboratorio de traslaciones de orden superior y reguladores piloto.

Max Oppenländer nació en Künzelsau, Württemberg, el 22 de mayo de 1921. Obtuvo diploma en Telecomunicaciones en la Universidad Técnica de Stuttgart. Ingresó en SEL como ingeniero de desarrollo en 1955. Es "senior Engineer" en el campo de sistemas de transmisión por frecuencias portadoras.

La generación de las frecuencias de control para los sistemas de corrientes portadoras hasta 60 MHz

Los sistemas modernos de corrientes portadoras multicanales de banda ancha exigen un gran número de frecuencias portadoras de alta estabilidad. La generación de estas frecuencias resulta económica gracias al control en fase de la generación de portadoras descentralizadas mediante el oscilador de frecuencia fundamental central.

H. LÖFFLER

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania Federal

Introducción

El principio básico utilizado en la transmisión de frecuencias portadoras, es decir, la transmisión de una sola banda lateral con supresión de la portadora, exige una muy alta estabilidad en los generadores de frecuencias portadoras. Un factor que hay que tener en cuenta es la transmisión de telegrafía de frecuencia vocal sobre enlaces de portadoras que ordinariamente es más sensible a los desplazamientos de frecuencia que lo es la integridad de la palabra. El error de frecuencia en transmisión y recepción no debe exceder de 1 Hz. Es por esto por lo que el CCITT sólo permite una máxima desviación de frecuencia de $1 \cdot 10^{-8}$ para las frecuencias portadoras en las etapas superiores de modulación del sistema de 60 MHz. Un reloj de la misma precisión tendría una desviación máxima de 0,3 segundos por año [1].

Tales requisitos de estabilidad sólo pueden satisfacerse mediante osciladores controlados por cristal de alta calidad y elevado coste. Esto obliga a tener sólo unos pocos generadores centrales de frecuencias portadoras que contienen un oscilador de cristal del que se derivan las frecuencias de control y un considerable número de generadores de portadoras descentralizadas. De esta forma, todas las frecuencias portadoras tienen la misma precisión relativa que el oscilador de cristal.

Distribución de las frecuencias de control

Antes de entrar en los detalles del presente artículo, es decir, en la generación de las frecuencias de control, vamos a mostrar en la figura 1 la interrelación general de todas las unidades de un sistema moderno de frecuencias portadoras [2].

El conjunto funcional de la generación de frecuencias de control (o si éste falla, el equipo de reserva, de conmutación automática) alimenta, a través del bastidor central de distribución de frecuencias de control, a una multiplicidad de líneas de control que, después de multiplicación en otros bastidores de distribución descentralizados, suministran las frecuencias de control a un gran número de bastidores de traslación. Estos últimos contienen la generación de frecuencias portadoras descentralizadas. Puede establecerse una diferencia entre dos módulos de generación de portadora descentralizada, a saber, aquellos ligados a uno o más bastidores de traslación, como canales, traslaciones de grupo primario o secundario (arm. sum. port., Fig. 1) y aquéllos dedicados a las unidades moduladoras/demoduladoras, como sucede en las traslaciones de grupo terciario y cuaternario. La elección viene determinada por la flexibilidad de ampliación y cambio a otros planes de frecuencia, problemas de distribución de portadora y consideraciones económicas [3]. La utilización de generadores de portadora económicos y sencillos,

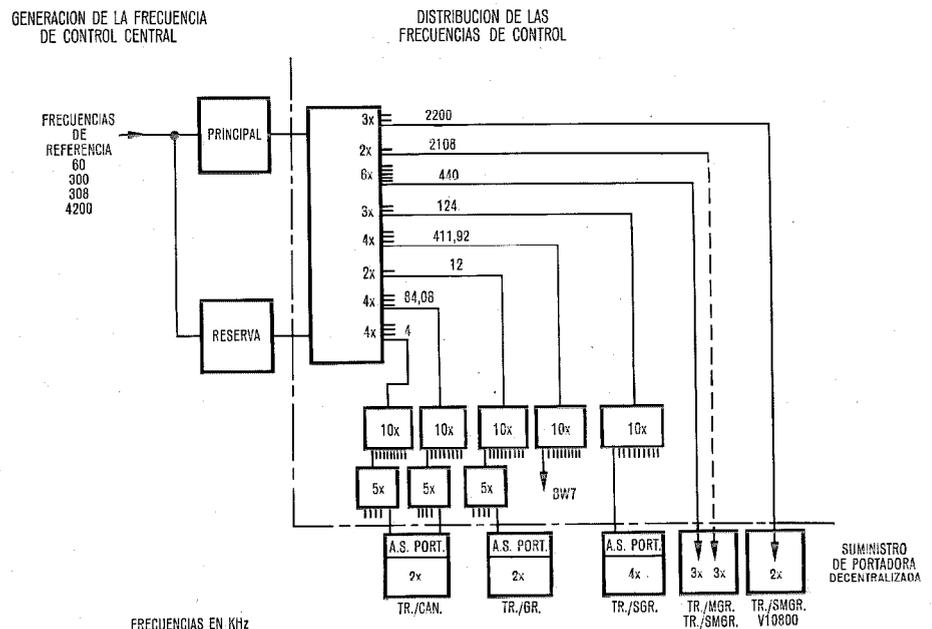


Fig. 1 Esquema de la distribución de las frecuencias de control.

Generación de frecuencias para 60 MHz

utilizando bucles de sincronización de fase, aumenta el interés en una verdadera descentralización. La figura 1 muestra también que los equipos de frecuencia de control están alimentados con frecuencias de referencia para fines de ajuste de frecuencia. Para dar una idea de la capacidad de un módulo de generación de frecuencia central, se muestra la capacidad del circuito de audio en el plano de traslación de canal. Cuatro líneas de frecuencia de control de 4 kHz alimentan, desde el bastidor de distribución central y después de subdivisión en 50 líneas, hasta 200 módulos de generación de portadora de canal descentralizados que alimentan 24.000 circuitos de audio [4].

Configuración

La generación de frecuencias de control está contenida en un equipo vertical (VSEP*) de dimensiones 110 mm × 203 mm × 600 mm.

La figura 2 muestra una vista de conjunto. Cuando está equipado totalmente, contiene 22 unidades enchufables que tienen todas, salvo el módulo del oscilador controlado por cristal, una altura de 20 mm. En el panel de control y frente al panel de conexión, se monta un instrumento de medida. Algunas unidades enchufables tienen su propio diodo emisor de luz (LED) para indicación de fallo. Otras unidades enchufables tienen botones de presión y conmutadores para medida.

Características eléctricas

En la tabla 1 se da un sumario de los parámetros más importantes para los módulos de frecuencias de control y para el bastidor de distribución.

Unidades de generación de frecuencias de control

Por razones de claridad, la generación de frecuencia central se subdivide en módulos (los más importantes se muestran en la Fig. 3) con las siguientes funciones:
— Generación, regulación y supervisión de la frecuencia fundamental de 2.200 kHz.

* Marca registrada del sistema ITT.

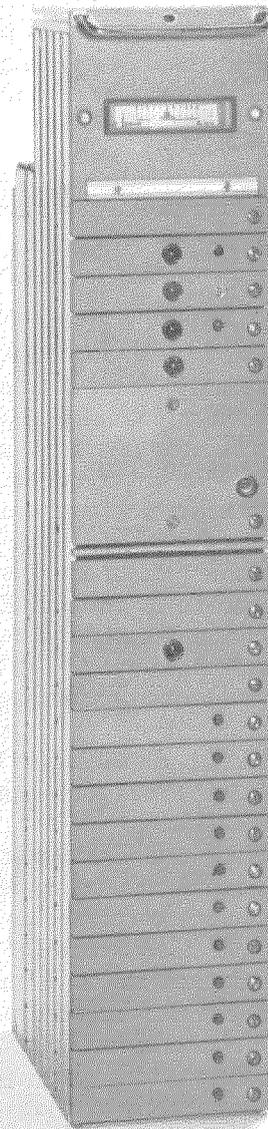


Fig. 2 Vista frontal del equipo de frecuencia de control.

Tabla 1 - Parámetros principales de los módulos y el bastidor del equipo de generación de frecuencias de control

Frecuencia kHz	Generador de frecuencias de control		Repartidor de frecuencias de control	
	Tensión de salida	Potencia mW	Tensión de salida	Número de salida
4	2 V equil./desequil.	54	1 V/150 Ω equil.	4
12	2 V equil./desequil.	27	1 V/150 Ω equil.	2
60	2 V desequil.	54	1 V/ 75 Ω desequil.	2
84,08	1 V equil./desequil.	54	1 V/150 Ω equil.	4
124	1 V equil./desequil.	80	1 V/150 Ω equil.	6
300	2 V desequil.	54	1 V/ 75 Ω desequil.	2
308	2 V desequil.	54	1 V/ 75 Ω desequil.	2
411,92	2 V equil./desequil.	54	1 V/150 Ω equil.	4
440	2 V desequil.	200	1 V/ 75 Ω desequil.	6
2108	2 V desequil.	72	1 V/ 75 Ω desequil.	2
2200	2 V desequil.	100	1 V/ 75 Ω desequil.	3
4200	2 V desequil.	54	1 V/ 75 Ω desequil.	2

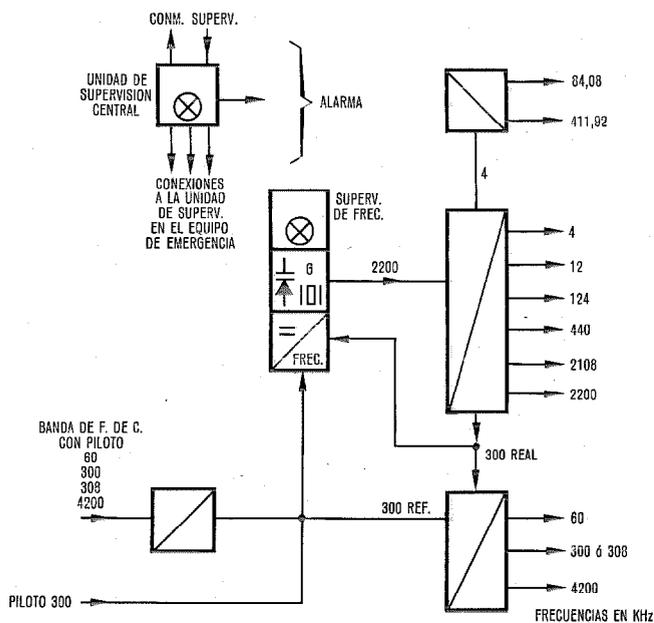


Fig. 3 Diagrama del circuito completo de la generación de frecuencias de control.

- Derivación de la frecuencia fundamental de las frecuencias de control 4, 12, 124, 440, 2.108 y 2.200 kHz para la generación de frecuencias portadoras descentralizadas.
- Derivación de las frecuencias de control piloto de 84,08 y 411,92 kHz a partir de la frecuencia fundamental.
- Derivación de la frecuencia fundamental de las frecuencias de referencia 60, 300, 308 y 4.200 kHz, o alternativamente, a partir de una de las frecuencias de referencia que puede filtrarse de la banda de frecuencias portadoras.
- Supervisión del nivel de salida y conmutación automática.
- Alarmas de fallos y medida de los principales parámetros.

Generación, ajuste y supervisión de la frecuencia fundamental

La figura 4 muestra el diagrama de bloques para la generación, ajuste automático y supervisión de la frecuencia fundamental de 2.200 kHz. La frecuencia fundamental se genera mediante un oscilador controlado por cristal G1. En vista de la relativamente pequeña desviación de frecuencia permisible de $df/f = 1.10^{-8}/3$ meses, se hace obligatorio el uso de un cristal de precisión con una tasa de envejecimiento extremadamente baja. Para reducir al mínimo el efecto de la variación de temperatura, tanto el cristal como el oscilador se alojan en un horno controlado termostáticamente con un sistema de control de temperatura electrónico continuo. Incluso después de una interrupción de funcionamiento por largo tiempo, dos horas después de conectarse nuevamente, la máxima desviación experimentada deberá quedar limitada a $df/f = 1.10^{-8}$.

La frecuencia del oscilador debe ajustarse automáti-

camente, ya que el ajuste manual está solo previsto a intervalos de 10 años. Un comparador de fase φ_1 se alimenta, por un lado, con la frecuencia de referencia de 300 kHz desplazada en fase 90° y por otro lado, con la frecuencia real de 300 kHz derivada de la frecuencia fundamental de 2.200 kHz. La salida del comparador de fase es un voltaje diferencial de frecuencia cuya fase es una indicación del signo de la desviación de frecuencia. La fase de este voltaje se desplaza 180° cuando la diferencia entre las frecuencias real y de referencia pasa de positiva a negativa. Define, por lo tanto, la dirección en la que ha de ser ajustado el oscilador fundamental. Un segundo comparador de fase, φ_2 , se alimenta con las mismas señales pero sin desplazamiento de fase. La fase de su señal de salida no está afectada por la dirección de la desviación de frecuencia. La salida de φ_1 tiene la forma de impulsos de longitud definida. Estos impulsos y las señales de la segunda salida gobiernan las entradas de dos puertas, I y II, de tal manera que una de las puertas da una salida cuando la frecuencia real es mayor que la frecuencia de referencia, y la inversa para la otra puerta. Estas señales de salida de las puertas controlan la magnetización del núcleo de un transfluxor. Esta magnetización determina la tensión de salida del transfluxor que se rectifica y amplifica. Esta señal de control se lleva a un diodo varactor del generador fundamental y sintoniza su frecuencia para una desviación máxima de $df/f = 3.10^{-9}$, comparada con la frecuencia de referencia. Los pasos de ajuste del transfluxor deben, pues, ser lo suficientemente finos como para ser inferiores a la más pequeña desviación residual aceptable.

El transfluxor se utiliza también como una memoria y, por consiguiente, en el caso de fallos de la frecuencia de referencia almacena el último estado de magnetización y, por tanto, la tensión de control. Después de un largo período de interrupción de la tensión de alimentación, la tensión de control se reproduce con tanta precisión que la desviación de frecuencia relativa es inferior a 1.10^{-8} .

La tensión de control, el nivel de entrada de la

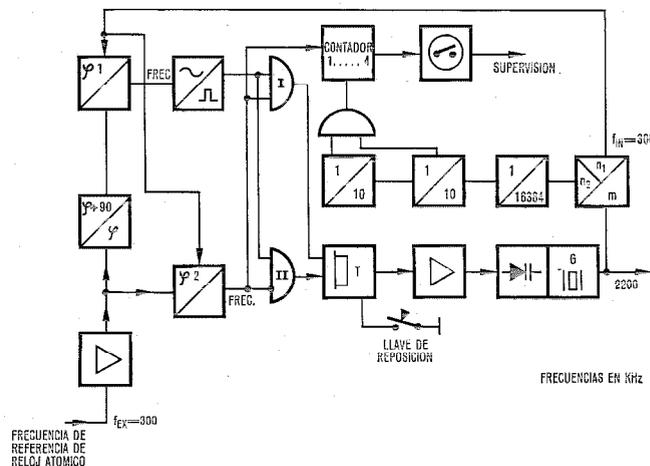


Fig. 4 Diagrama de bloques del oscilador básico con regulación de frecuencia y supervisión de frecuencia.

enganche, la frecuencia permanecerá sincronizada como si se derivara directamente de la frecuencia de control. Las fases varían proporcionalmente al desplazamiento del oscilador LC. El margen de arrastre, que es el desplazamiento de frecuencia para el cual el mecanismo de control es todavía operativo al efectuar el encendido, se selecciona de tal manera que se satisfacen todas las tolerancias posibles y las condiciones operacionales del oscilador. El sincronismo se supervisa de forma que se asegure que ninguna falsa frecuencia alcanza la línea de distribución en caso de cortes. Un segundo comparador de fase, φ_2 , compara la fase de los impulsos más anchos de 80 Hz y los impulsos de salida del divisor. En sincronismo, existe una cierta correlación de fase fija. Cuando no hay sincronismo, la fase relativa de los impulsos varía continuamente. Esto se utiliza como criterio para el corte electrónico de la señal de salida. Los amplificadores de salida se han construido como el amplificador de salida de frecuencia de control.

Derivación de las frecuencias de referencia

Para ajustar la frecuencia del oscilador fundamental se utiliza la frecuencia de referencia de 300 kHz (f_{ex}). En los distintos sistemas de frecuencias portadoras se transmiten diferentes frecuencias de referencia [5], a saber, 60 kHz, 300 kHz, 308 kHz y 4.200 kHz que se derivan de un reloj atómico, figura 7.

Cada una de estas frecuencias puede filtrarse de la correspondiente banda de frecuencias portadoras en el módulo de frecuencia de control. Se trasladan a 300 kHz para ajustar el generador fundamental y posteriormente también se puede derivar de ella cualquiera de las otras tres frecuencias de referencia. Como puede verse en la figura 7, esta unidad comprende divisores de frecuencias precisas y filtros pasabanda. Las frecuencias de referencia generadas de esta manera tienen la misma exactitud de frecuencia que las extraídas de la banda de frecuencias portadoras pero fallan en caso de una interrupción de línea.

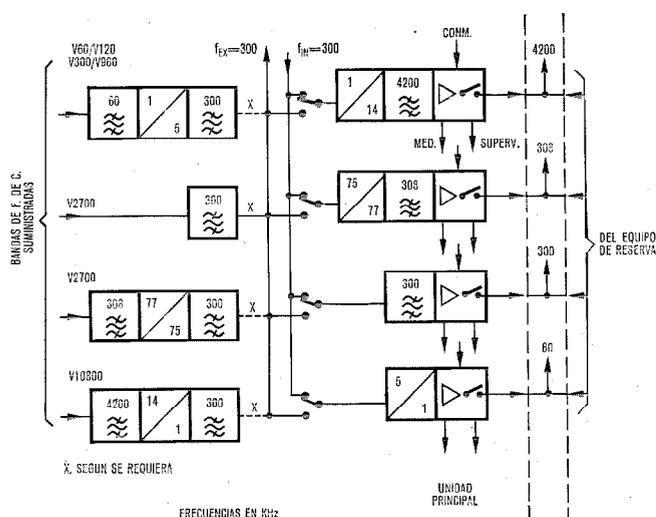


Fig. 7 Diagrama de bloques de la derivación de frecuencias de referencia.

Por tanto, los 300 kHz (f_{in}), derivados del generador fundamental, pueden también utilizarse para producir cualquier frecuencia de referencia. La menor estabilidad de frecuencia de este método está compensada por su falta de sensibilidad a las interrupciones de línea. El cambio de la f_{ex} externa a la f_{in} interna, como muestra la figura 7, se consigue automáticamente cuando f_{ex} se interrumpe.

Supervisión y medida

Un número muy elevado de circuitos de conversión depende de la fiabilidad funcional de la unidad de frecuencia de control. Ha de ponerse, pues, gran cuidado para reducir su probabilidad de fallos. Para esta finalidad se dispone de un suministro de emergencia o reserva. Continuamente se supervisan los voltajes de salida, la frecuencia y el voltaje de control del oscilador fundamental. Tan pronto como uno de los valores supervisados se desvía de la tolerancia permitida, tiene lugar la conmutación automática. El procedimiento de conmutación (desconexión de la salida de las barras omnibus y subsiguiente conexión de la unidad de reserva de emergencia a través de reles "reed") se controla en ambos equipos mediante dos circuitos electrónicos idénticos que están conectados en paralelo dentro de una unidad. El cambio a una unidad de suministro reparada, sólo puede hacerse manualmente y supone disponer de una unidad que no tiene disparo de alarma.

Cinco diodos L. E. D. se dedican a alarmas y localización de fallos. Estos diodos señalan desviaciones de frecuencia inaceptables, final del margen de ajuste de frecuencia y errores de nivel de las frecuencias de referencia, así como todas las salidas.

Las unidades enchufables amplificadoras poseen botones de presión que conmutan una tensión de prueba para la supervisión de los niveles de salida en el instrumento de medida del panel de control. Las otras posiciones del conmutador de prueba permiten supervisar el nivel de entrada de la frecuencia de referencia, la amplitud del voltaje de control y la desviación de la frecuencia del oscilador, la última en forma de un batido de la aguja del instrumento de medida.

Resultados de pruebas

Los siguientes valores se midieron en el oscilador de cristal, controlado mediante horno, de frecuencia nominal 2,2 MHz, que se muestra en la figura 8.

Estabilidad de frecuencia:

- Envejecimiento
- Estabilidad a corto plazo
- Sensibilidad a la temperatura en el margen de -5°C a $+65^{\circ}\text{C}$.
- Sensibilidad al voltaje de alimentación en el margen de trabajo
- Exactitud del ajuste.

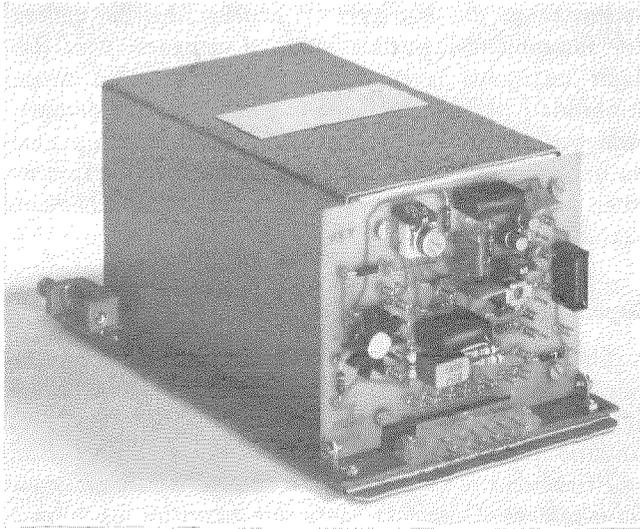


Fig. 8 Oscilador de cristal de 220 kHz.

Voltaje de salida:

- Sensibilidad a la temperatura en el margen de -5°C a $+65^{\circ}\text{C}$
- Sensibilidad al voltaje de alimentación en el margen de trabajo
- Supresión de armónicos
- Supresión de modulación de ruido.

Los buenos resultados de las medidas realizadas en el prototipo del armazón de frecuencia de control para sistemas portadores de hasta 60 MHz, permiten esperar que soportará las pruebas en trabajo de manera análoga a su predecesor, el armazón de frecuencia de control para sistemas portadores de hasta 12 MHz en la práctica de equipo 7, de los que durante muchos años un gran número de unidades han probado su alta fiabilidad.

Referencias

- [1] G. Pankow: Die Frequenzgenauigkeit in der Trägerfrequenztechnik, Taschenbuch der Fernmeldepraxis (1974), págs. 212—225.
- [2] H. Löffler, M. Oppenländer y M. Scheible: Die Endeinrichtung für das Trägerfrequenzsystem V 960. NTZ-Report, Drahtgebundene Übertragungstechnik (1972) 11, págs. 13—19.
- [3] K. Kocher, O. Kolb y M. Oppenländer: Equipo multicanal para los sistemas de corrientes portadoras de 60 MHz; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 50 (1975) N° 1, págs. 30—36 (en este número).
- [4] L. Becker: Sistema de transmisión de línea coaxial de 60 MHz; Comunicaciones Eléctricas, Vol 49 (1973) N°s 1 y 2, págs. 41—50.
- [5] W. Haas: Equipo de línea de frecuencias portadoras para cable coaxial hasta 60 MHz; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 50 (1975) N° 1, págs. 43—54 (en este número).

Hans Löffler nació el 13 de noviembre de 1926 en Oberglogau (Schlesien). Estudió Telecomunicaciones en la Technical Hochschule de Aachen y obtuvo el grado de Ingeniero diplomado. En 1956 comenzó su trabajo como ingeniero de desarrollo en SEL y en la actualidad es jefe de un laboratorio de desarrollo de frecuencias portadoras.

Equipo de línea de frecuencias portadoras para cable coaxial hasta 60 MHz

El continuo crecimiento del volumen de tráfico telefónico larga distancia ha llevado al desarrollo del sistema de transmisión de portadoras para 10.800 canales en el margen de 4 a 60 MHz. Las funciones y práctica de equipos son compatibles con los sistemas V 300/V 960/V 2700 de menores capacidades.

W. HAAS

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania Federal

Introducción

Es obvia la importancia de los sistemas de transmisión de gran capacidad para el tráfico nacional e internacional.

La demanda de canales de conversación y otros servicios aumenta rápidamente. En la actualidad no se dispone de equipos de línea de frecuencias portadoras para la transmisión de 300, 960, 2700 y 10.800 circuitos de conversación sobre pares coaxiales de 1,2/4,4 ó 2,6/9,5 mm. La asignación de frecuencia multicanal se encuentra en el equipo de traslación. El equipo de canales 1 es la primera etapa para la modulación y combinación de 12 canales de conversación. Los siguientes equipos de traslación son los de grupo, supergrupo, mastergrupo y supermastergrupo. En el último tiene lugar la modulación y combinación de 10.800 canales telefónicos [2].

Los equipos de línea y terminales deben alimentarse con un gran número de frecuencias portadoras individuales, pilotos y frecuencias auxiliares con precisión comprendida entre 10^{-5} y 10^{-8} . La generación y distribución se realiza mediante el equipo de suministro de portadoras y dispositivos de frecuencia de control [3].

La familia completa de sistemas ha sido planificada y desarrollada por SEL en estrecha cooperación con la Administración alemana (DBP). Se han considerado también los requisitos de otras administraciones; con esta base se ha elaborado una especificación funcional internacional de ITT para aplicación mundial de estos sistemas y los equipos se han planificado y realizado de acuerdo con estos requisitos. Es obvio que también se han tenido en cuenta las recomendaciones del CCITT.

En el diseño mecánico se ha utilizado una práctica de equipo vertical normalizada VSEP*. El diseño mecánico es similar a la técnica normalizada de la administración alemana.

En el equipo de desarrollo localizado en SEL, colaboraron ingenieros de FACE, Italia; SESA, España; STC, Inglaterra; STR, Suiza y SRT, Suecia.

Concepto básico

General

En el presente artículo, se describe una nueva familia de equipos para el sistema coaxial de línea de banda ancha FDM. Los diferentes equipos de línea para la transmisión a 4 hilos utilizan frecuencias idénticas para las dos direcciones de transmisión:

* Marca registrada del sistema ITT.

Lista de abreviaturas

DBP	- Deutsche Bundespost = Administración de correos, teléfonos y telégrafos alemana
IFS	- Especificaciones funcionales de ITT (no usado)
CCITT	- Comité Consultivo Internacional Telegráfico y Telefónico
VSEP	- Vertical System Equipment Practice = Sistema Vertical de Práctica de Equipos
FDM	- Múltiplex por división de frecuencia
LBO	- Atenuadores de adaptación para líneas cortas

V 300	- 1,3 MHz para 300 circuitos telefónicos
V 960	- 4 MHz para 960 circuitos telefónicos
V 2700	- 12 MHz para 2700 circuitos telefónicos y un canal TV
V 10.800	- 60 MHz para 10.800 circuitos telefónicos o hasta 6 canales de TV.

Es posible también la transmisión de un cierto número de canales videofónicos o de datos.

Los circuitos para las necesarias unidades funcionales de los equipos, así como los materiales y componentes utilizados, están de acuerdo con las técnicas disponibles más modernas.

El principio que ha guiado la selección de los componentes fue la consecución de las cifras de fiabilidad más elevadas. Los métodos de producción y control se eligieron para obtener un comportamiento óptimo.

Requisitos de ruido

El ruido consta de tres factores esenciales: Ruido térmico, distorsión armónica y diafonía. El ruido térmico y la distorsión armónica deben considerarse con cuidado durante el diseño.

El equipo de línea posee las características recomendadas por el CCITT para el circuito hipotético de referencia de 2500 km. El ruido total para una conexión deberá ser inferior a 10.000 pWOp. Para el equipo de línea, el ruido está limitado a 7500 pWOp, lo que significa un requisito de 3 pWOp/km. Las medidas realizadas muestran que los valores para los canales de conversación son del orden de 1 pWOp/km.

Asignación de frecuencias

En la tabla 1 se muestra la asignación de frecuencias recomendada por el CCITT. Debe notarse que para los sistemas de 60 MHz, el plan de frecuencias I ó II es aplicable dependiendo de la jerarquía utilizada para el equipo de traslación. Para las administraciones que prefieren la jerarquía de mastergrupo y supermastergrupo,

Equipo de línea para 60 MHz

Tabla 1 - Asignación de frecuencias

Sistema	V 300/1,3 MHz	V 960/4 MHz	V 2700/12 MHz	V 10.800/60 MHz
Plan de frecuencias	I	60 a 1.300 kHz con 5 supergrupos	60 a 4.029 kHz con 16 supergrupos	4.332 a 59.684 kHz con 12 supermastergrupos
	II	64 a 1.296 kHz con 1 mastergrupo trasladado	316 a 4.188 kHz con 3 mastergrupos (V 960)	4.404 a 59.580 kHz con 12 supermastergrupos
	III	—	46 a 4.024 kHz para la banda de frecuencia de V 900	316 a 12.388 kHz con 3 mastergrupos
	IV	—	—	312 a 12.388 kHz con 15 supergrupos más 2 mastergrupos
Pilotos de línea	60 kHz 1.364 kHz	60 kHz (308 kHz) 4.287 kHz	308 kHz 12.435 kHz	4.287 kHz 22.372 kHz 61.160 kHz
Frecuencias de comparación			300 kHz	4.200 kHz 8.316 kHz
Banda total de frecuencias de transmisión	60 a 1.500 kHz aprox.	60 a 4.700 kHz aprox.	300 a 13.700 kHz aprox.	3.800 a 62.000 kHz

el plan I de frecuencias es válido. Para la jerarquía de supergrupo, debe utilizarse el plan II de frecuencias.

Longitud de la sección de repetición

Deben colocarse repetidores a distancias regulares, a lo largo de la línea, para compensar la atenuación y las tolerancias del cable procedentes de producción, de la temperatura y del tiempo. La distancia entre dos repetidores auxiliares depende de varios factores. En cada repetidor debe considerarse un factor de ruido térmico de 5 a 6 dB porque es muy difícil reducir este factor en la banda de frecuencias de transmisión. El factor de ruido es la relación logarítmica del ruido medido en la salida del repetidor al ruido que se tendría si la resistencia de la línea fuese la única fuente de ruido térmico a la entrada del repetidor. El ruido se mide en la banda de frecuencias de un canal de conversación. La señal a la entrada del repetidor deberá tener un nivel suficientemente alto como para asegurar que la relación señal/ruido, debida al ruido térmico, cumple la recomendación del CCITT y los requisitos del cliente con buen margen.

La figura 1 muestra los niveles de diferentes equipos de línea hasta 10.800 circuitos telefónicos para tubos del par coaxial de 2,6/9,5 mm [4]. El repetidor debe funcionar como un circuito lineal hasta el límite de sobrecarga. Es sabido que la potencia de sobrecarga requerida aumenta rápidamente con la distancia del repetidor. La potencia de C. C. necesaria está directamente relacionada con el límite de sobrecarga, es decir, que la potencia de C. C. es función de la longitud de la sección de repetición.

El aumento del nivel de transmisión está también limitado por la distorsión armónica.

Requisitos de los repetidores de línea

El repetidor es el corazón de todo equipo de línea. Por tanto, el diseño y realización de tal repetidor para los diferentes sistemas y bandas de frecuencia de trans-

misión se realizaron con excepcional cuidado. La selección de los transistores, circuitos del amplificador y métodos de diseño tienen una influencia importante en las características eléctricas del amplificador. Las consecuencias de un excelente desarrollo son mayor longitud de la sección de repetición y mínimo consumo de potencia de C. C. El objetivo para cada amplificador de la familia de sistemas es una cifra de ruido inferior a 1 pWOp/km.

Las características más importantes de los repetidores de línea son:

- buena atenuación de la reflexión de entrada y salida,
- pequeño factor de ruido,
- pequeño ruido de intermodulación,
- margen de sobrecarga suficiente,
- mínimo consumo de potencia,
- exacta respuesta-frecuencia del amplificador,
- pequeña sensibilidad de la ganancia respecto a las desviaciones de las tensiones de alimentación,

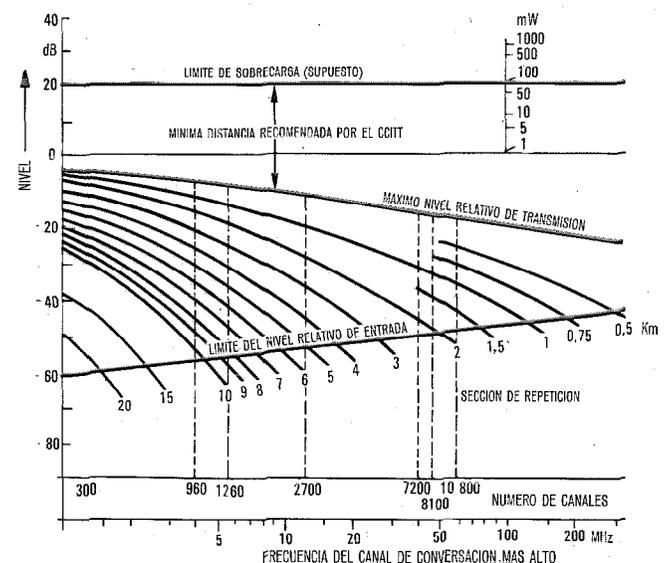


Fig. 1 Niveles de los sistemas de frecuencias portadoras para pares coaxiales de 2,6/9,5 mm.

- alta fiabilidad y larga vida,
- insensibilidad frente a las influencias de plantas de energía y descargas atmosféricas.

Es una tarea muy espinosa encontrar durante las etapas de diseño y optimización del repetidor el mejor compromiso para los diferentes parámetros contrapuestos.

Regulación e igualación

La atenuación de los pares coaxiales cambia con la temperatura a razón, aproximadamente, de 0,2 % por grado centígrado. Los cables están enterrados a una profundidad comprendida entre 80 y 100 cm. Los cambios medios anuales de temperatura a esta profundidad son de ± 2 %. La corrección de nivel puede realizarse por dos métodos diferentes:

- Con repetidor de ganancia fija y amplificadores de línea regulados por piloto. Es aplicable con cables enterrados, donde hay relativamente grandes diferencias de temperatura.
- Con repetidores controlados por temperatura y regulados por piloto.

Este método puede utilizarse si las temperaturas de los repetidores auxiliares y de los cables son casi idénticas. La compensación alcanzada es tan exacta que después de 7—10 amplificadores controlados por temperatura (el número de repetidores controlados por temperatura depende de la profundidad a que está enterrado el cable y del método de instalación de la caja donde se aloja el repetidor), sólo es necesario un amplificador regulado por piloto.

El consumo de energía de un amplificador regulado por piloto es superior al de un amplificador controlado por temperatura. Para secciones de telealimentación largas es conveniente poner tantos amplificadores controlados por temperatura como sea posible. Las tolerancias de longitud de una sección pueden ajustarse en el amplificador durante la instalación. La ulterior igualación de los errores, por ejemplo, la precisión limitada de las redes contenidas en los amplificadores, se realiza en la estación terminal o principal mediante igualadores ajustables. La desviación entre la respuesta en frecuencia real y requerida para cada repetidor auxiliar es de $\pm 0,03$ a $0,05$ dB. La experiencia con equipos de línea de cables coaxiales de hasta 10.800 circuitos telefónicos muestra que el ajuste del igualador debe realizarse, en principio, una sola vez.

Protección contra sobretensiones

Es conocido que los transistores, lo mismo que otros componentes, son sensibles a las sobretensiones. Esta situación puede derivarse de descargas atmosféricas o por interferencias de las líneas de energía de alta tensión situadas a lo largo de la ruta del cable. Por lo tanto, son necesarias precauciones adecuadas para la protección de estos componentes con objeto de evitar su destrucción o la disminución de su fiabilidad.

La protección debe colocarse directamente en el amplificador. El circuito de protección consta de dos etapas: protección aproximada y protección fina. La pri-

mera etapa de la protección se realiza con descargadores de gas o cerámicos de alta potencia con diferentes umbrales de tensión. La segunda etapa se ha realizado mediante diodos zener y diodos de silicio que suprimen la energía residual que deja pasar la primera etapa.

Desde hace algún tiempo, el CCITT recomienda proteger también la entrada de telealimentación del repetidor auxiliar. Especialmente, los equipos de línea cuyo conductor coaxial exterior está puesto a tierra corren peligro, si los descargadores se actúan, debido a que entonces se producen elevadas corrientes de AC. Para proteger la entrada de alimentación del repetidor auxiliar contra estas altas corrientes (aproximadamente 80 A) se añade un diodo zener de alta potencia.

Localización de fallos

Tanto en las estaciones terminales como en las principales se disponen receptores pilotos para supervisar la ruta de transmisión. La localización de las averías debe realizarse lo más rápidamente posible.

En principio pueden ocurrir dos tipos diferentes de fallos: Interrupción del circuito de telealimentación o perturbación del camino de transmisión de frecuencia portadora con el circuito de telealimentación trabajando correctamente. Para ambas clases de fallo se dispone de circuitos de localización especiales.

En el caso de una interrupción del circuito de telealimentación, la localización de la avería puede determinarse por la resistencia del bucle de la línea. Todos los repetidores auxiliares de los sistemas 300 - 960 - 2700 están equipados con una resistencia de alto valor que se coloca a través de diodos o relés entre los conductores interiores de ambos pares coaxiales. Del valor medido de la resistencia, puede determinarse el lugar del fallo.

Para los sistemas de 60 MHz se requieren secciones de localización más largas y, por tanto, un método que se basase en la medida de resistencias sería demasiado inexacto.

Otro hecho es que los repetidores auxiliares están telealimentados para ambas direcciones de transmisión, desde una u otra línea coaxial.

Debido a ambos hechos, se eligió una configuración de circuito que es capaz de cerrar automáticamente el bucle de telealimentación en caso de una interrupción. El bucle de telealimentación se cierra detrás del último repetidor que funciona correctamente. La localización de fallos en un camino de transmisión defectuoso, pero en el que el circuito de telealimentación funciona correctamente, se realiza utilizando un método de impulsos para el equipo de línea de 300 - 960 - 2700. Se aplican al camino de transmisión impulsos de alta frecuencia a intervalos relativamente largos. Estos impulsos atraviesan todos los repetidores auxiliares. Una parte de la energía de los impulsos alcanza a cada repetidor desde la salida del amplificador en una de las direcciones a la entrada del amplificador en la otra dirección. En el camino de recepción de la estación terminal o principal, los impulsos llegan en un orden con-

Equipo de línea para 60 MHz

secutivo, como fueron originados, cuando el camino de transmisión no sufre perturbación alguna. En caso de fallo, se pierden los impulsos del repetidor auxiliar perturbado y de todos los que le siguen.

Razones prácticas y técnicas no permiten utilizar el método de localización de impulsos para el equipo de línea de 60 MHz. El sistema se equipa con un dispositivo de selección de frecuencias. Las frecuencias se generan con sencillos osciladores situados en los repetidores auxiliares. El número total de frecuencias diferentes para fines de localización es de 201 y están situadas en el margen comprendido entre 3,8 y 4,0 MHz, con una separación de 1 kHz de una a otra. La medida de las señales de localización puede realizarse desde una estación terminal o principal con la ayuda de equipos de medida selectivos ordinarios.

Telealimentación

El equipo de telealimentación para repetidores auxiliares enterrados debe ser fiable pero debe ser también óptimo desde el punto de vista económico; por tanto, el equipo de telealimentación debe situarse a distancias de 100 km o más.

La telealimentación funciona con C. C. en serie. Para los equipos de línea de 300 - 960 - 2700 canales telefónicos (Fig. 2a) los repetidores auxiliares se conectan en serie en ambas direcciones de transmisión.

Para el equipo de línea de 60 MHz se ha modificado el principio de telealimentación (Fig. 2b). Ambos amplificadores de línea de cada repetidor se conectan en paralelo con respecto a la corriente continua. Se duplica, pues, la corriente de telealimentación. La tensión de telealimentación para el sistema de 60 MHz es casi la misma comparada con la de los otros tres sistemas aunque se alimenta un mayor número de repetidores desde cada fuente. Con este principio es posible alimentar 84 repetidores auxiliares [4].

Transmisión de programas de televisión sobre los equipos de línea FDM V 2700/V 10.800

En el pasado, la transmisión de TV se ha realizado casi exclusivamente mediante sistemas de radioenlace.

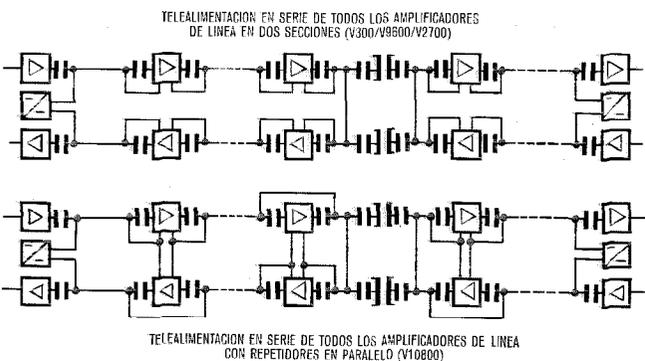


Fig. 2 Diagrama esquemático de telealimentación para los sistemas V 300/V 960/V 2700/V 10.800.

- Telealimentación en serie de todos los amplificadores de línea en dos secciones (V300/V 960/V 2700).
- Telealimentación en serie de todos los amplificadores de línea con repetidores en paralelo (V 10.800).

Ahora los nuevos equipos de línea para cables coaxiales permiten la transmisión de señales de TV, por ejemplo, un canal de TV en sistema de 12 MHz ó 6 canales de TV en sistemas de 60 MHz. Para este tipo de transmisión han de cumplirse requisitos adicionales y más severos. El CCITT está trabajando en este asunto. La calidad de la transmisión de TV por cables coaxiales depende no sólo de la baja cifra de ruido por km, sino también de los productos de intermodulación de segundo y tercer orden, por ejemplo 2A-B, A+B-C, 2B-A, A+B+C y A-B-C. Además, el equipo de línea necesita unidades funcionales para igualar el retardo de frecuencia y de tiempo.

Además de tenerse en cuenta que los niveles elevados de las señales de TV, la frecuencia portadora de TV y la posición, así como las líneas espectrales de la señal de TV, no deberán causar ruido en los canales propio o adyacentes. Es, pues, muy importante la elección del plan correcto de frecuencias para el equipo de traslación de TV.

Práctica de equipo normalizado

Los equipos terminales y principales se han construido en la práctica de equipo vertical (VSEP)*. Todas las unidades enchufables están eléctricamente apantalladas y se dispone de dos tipos básicos de cajas que pueden utilizarse conjuntamente para diferentes tipos de circuitos. El armazón para unidades enchufables tiene las alturas normalizadas de 400 y 600 mm. El filtro separador de energía tiene su propio diseño mecánico debido a los requisitos extremadamente severos de diafonía.

La normalización se ha realizado de forma perfecta de manera que, por ejemplo, la disposición de bastidores y armazones para los sistemas V 300/V 960/V 2700 son completamente idénticos mecánicamente. Los sistemas se diferencian sólo en los circuitos eléctricos de las unidades enchufables.

Debido a razones técnicas, el armazón y bastidor del equipo de línea V 10.800 difiere de los otros tres sistemas. Esta diferencia se debe a la modificación del equipo de telealimentación y al mayor número de dispositivos de igualación.

El repetidor terminal para los sistemas de 300 - 960 - 2700 circuitos telefónicos está situado en un bastidor de 2600 x 121 x 225 mm. El repetidor terminal para 10.800 circuitos telefónicos necesita dos bastidores.

Los repetidores auxiliares se alojan en cajas metálicas de fundición (Fig. 3). Estas cajas son idénticas para todos los sistemas. Los circuitos de los repetidores auxiliares se acomodan en unidades metálicas, aisladas eléctricamente para evitar accidentes debidos a altas tensiones.

Realización del equipo de línea

General

Durante la realización de los circuitos, de las unidades enchufables y de los armazones, así como de los

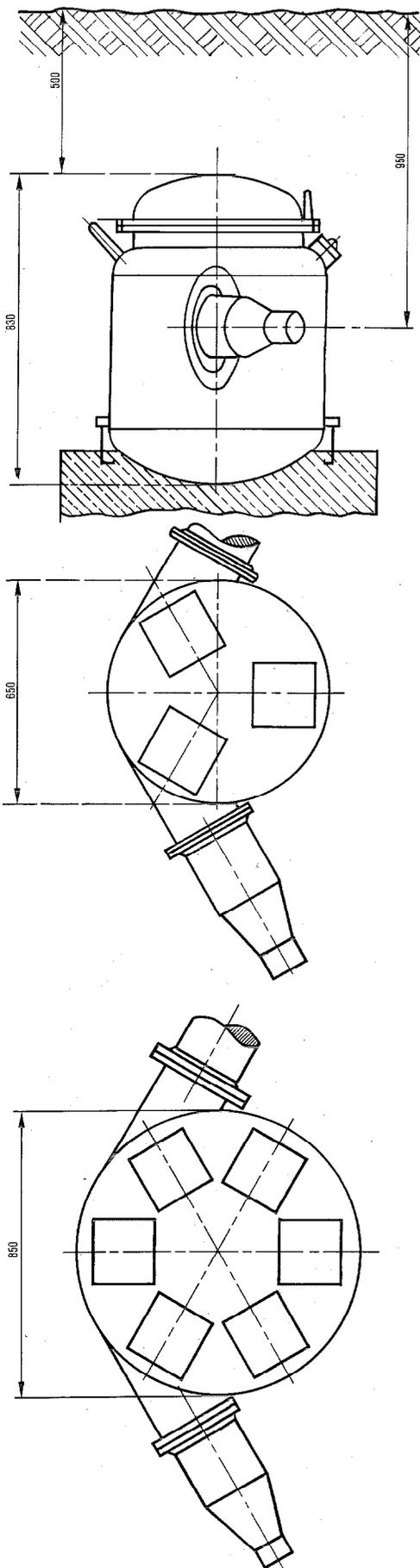


Fig. 3 Esquemáticos de las cajas enterradas para 3 y 6 repetidores.

bastidores equipados, se consiguió un alto grado de normalización. El equipo de línea completo de toda la familia de sistemas se ha desarrollado al mismo tiempo, de forma que, en general, se utilizan los componentes y tecnologías más modernos. El advenimiento de nuevos componentes de alta fiabilidad, excelentes características eléctricas y dimensiones más pequeñas, tuvieron gran impacto en la realización de la familia de equipos de línea coaxial de banda ancha. La selección de componentes calificados, combinada con circuitos especiales y adecuada disposición de los circuitos impresos, muestran la posibilidad de utilizar, para el equipo de 60 MHz, tecnologías similares a las utilizadas en los otros sistemas con bandas de frecuencia inferiores.

La figura 4 muestra el principio de una ruta de sistemas coaxiales.

Repetidor auxiliar para los sistemas V 300 a V 10.800

Estos repetidores son muy importantes debido al considerable número que se instalan a lo largo de la ruta del cable.

Se dispone de cuatro tipos: El repetidor controlado por temperatura (Fig. 5), el repetidor de ganancia fija (idéntico al de la figura 5 pero sin resistencia sensible a la temperatura), repetidor regulado por piloto (Fig. 6) y repetidor regulado por piloto con un igualador adicional (Fig. 7). El último sólo es necesario en los sistemas de 60 MHz (V 10.800).

Con objeto de simplificar los esquemáticos de bloques 5 a 7, no se han dibujado en los mismos ningún dispositivo de localización de fallos ni de protección contra sobretensiones. El repetidor controlado por temperatura (Fig. 6) tiene filtros separadores de energía de entrada y salida, amplificador con red igualadora, resistencia sensible a la temperatura y alimentación que consta de condensadores y un diodo zener. La corriente continua total atraviesa el repetidor de línea; si tiene lugar una interrupción, el bucle de telealimentación se mantiene a través del diodo zener.

El repetidor regulado por piloto (Fig. 7) tiene como unidad funcional adicional un receptor piloto, un regulador, un termistor y una memoria.

El repetidor regulado por piloto tiene como misión compensar las desviaciones de la respuesta frecuencia que proceden de la no exacta igualación del repetidor de ganancia fija o con control de temperatura. El re-

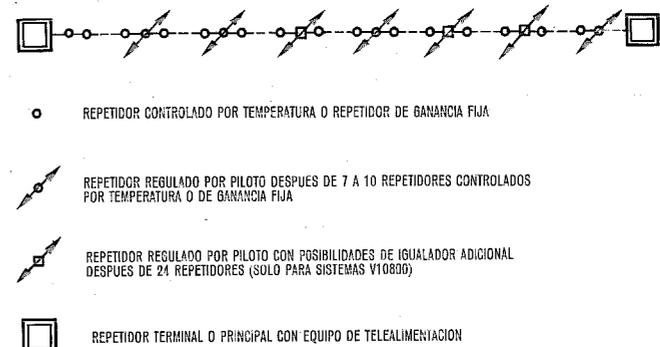


Fig. 4 Principio de una sección de línea de sistemas coaxiales.

Equipo de línea para 60 MHz

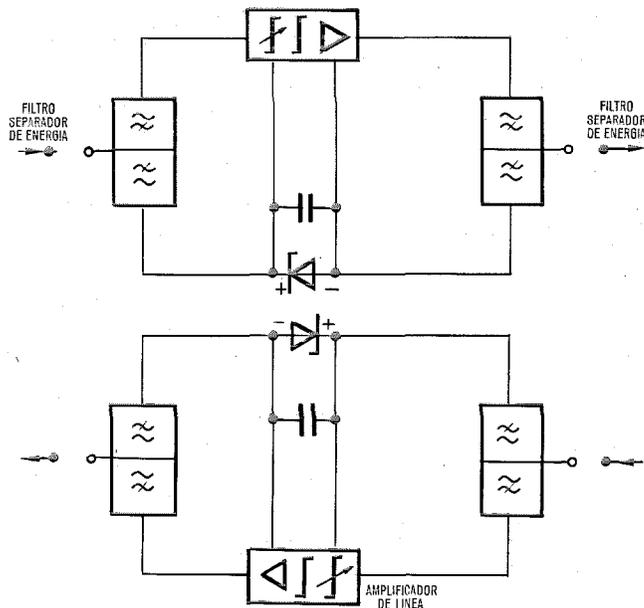


Fig. 5 Principio del repetidor auxiliar controlado por temperatura (no se han representado los dispositivos de localización de fallos ni de protección contra sobretensiones).

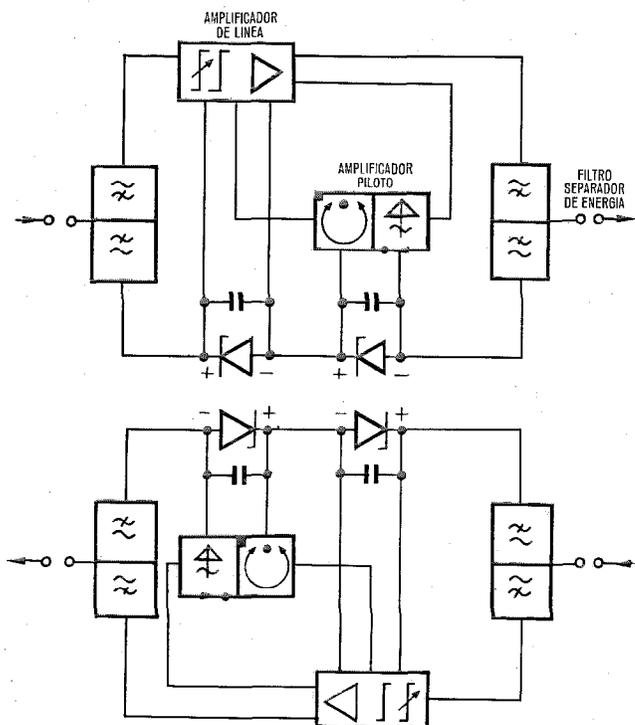


Fig. 6 Principio del repetidor auxiliar regulado por piloto (sin circuito de localización de fallos ni de protección contra sobretensiones).

petidor regulado por piloto con igualador adicional para aplicación a 60 MHz tiene dos circuitos de regulación por piloto, uno para la frecuencia piloto de 61,16 MHz y otro para 4,287 MHz. El último controla al igualador. Un segundo igualador ajustable compensa el error sistemático de atenuación. Los circuitos de los repetidores para los equipos de línea V 300/V 960 son amplificadores de 2 etapas. Esta con-

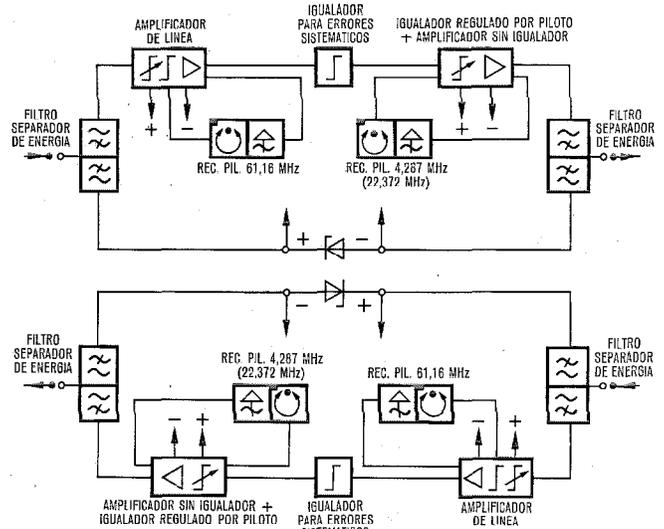


Fig. 7 Principio del repetidor auxiliar regulado por piloto con igualador adicional (sólo en V 10.800), (sin circuito de localización de fallos ni de protección contra sobretensiones).

figuración tiene ciertas ventajas con respecto a la igualación.

La igualación puede efectuarse en la realimentación de la etapa preamplificadora o la etapa de salida. El preigualador es un circuito pasivo.

Los amplificadores de línea para los sistemas de 12 y 60 MHz han sido realizados según una disposición de tres etapas. Para el amplificador de 12 MHz los transistores funcionan como etapas emisor común-emisor común-colector común. Para el amplificador de 60 MHz se ha adoptado la disposición emisor común-colector común-emisor común. La figura 8 muestra el esquemático de bloques del amplificador de 60 MHz de tres etapas con acoplamiento de realimentación. Los transformadores de entrada y salida son redes híbridas. El preigualador es una red pasiva, cuya respuesta frecuencia a altas frecuencias se aproxima a 0. Se han previsto en el camino de realimentación una sección T híbrida y un igualador de Bode de dos polos para la necesaria igualación. El igualador de Bode se carga, en el amplificador controlado por temperatura, con un diodo sensible a la temperatura. En el amplificador regulado por piloto se utiliza un termistor. Ambos igualadores trabajan en la mitad superior de la banda de frecuencias para cumplir los requisitos de la relación señal/ruido. Las impedancias N, mostradas en la figura 8, son circuitos equivalentes para el transformador híbrido.

En la figura 9 se muestra el diseño mecánico de los repetidores auxiliares de los cuatro sistemas.

Repetidores terminal y principal para los sistemas V 300/V 960/V 2700

En el lado de transmisión, el repetidor terminal tiene que realizar las siguientes funciones: amplificar la banda de frecuencias e inyectar la frecuencia del piloto de línea. En el lado de recepción, el repetidor terminal debe amplificar la banda de transmisión de

bajo nivel recibida y transmitirla a los tres repetidores terminales, cuyas únicas diferencias consisten en la banda de frecuencias de los pilotos y en los parámetros especiales de cada sistema.

Para garantizar la precisión de los niveles del piloto se han insertado filtros de eliminación de piloto que suprimen los eventuales voltajes de ruido. Cada terminal incluye dos generadores de piloto con 60 y/o 308 kHz. La frecuencia de 308 kHz (300 kHz para V 2700) se utiliza para fines de comparación. Además, el equipo terminal contiene, en el lado de transmisión, una red de prénfasis para elevar el nivel a medida que crece la frecuencia.

El repetidor terminal se ha diseñado para una cierta longitud de sección. Para distancias más cortas se consigue la adaptación a la atenuación de línea nominal mediante redes de pérdidas situadas en transmisión y recepción. La regulación automática de nivel del amplificador de recepción se realiza mediante las frecuencias de los pilotos de línea superiores (1364 kHz en V 300; 4287 kHz en V 960; 12 435 kHz en V 2700) y compensar la atenuación de una sección y la desviación total de los igualadores desde el último repetidor controlado por temperatura.

En casos especiales si las secciones de repetición son largas y a petición del cliente, los errores de igualación pueden corregirse con ayuda del piloto inferior de línea (V 300/V 960 - 60 kHz; V 2700 - 300 kHz).

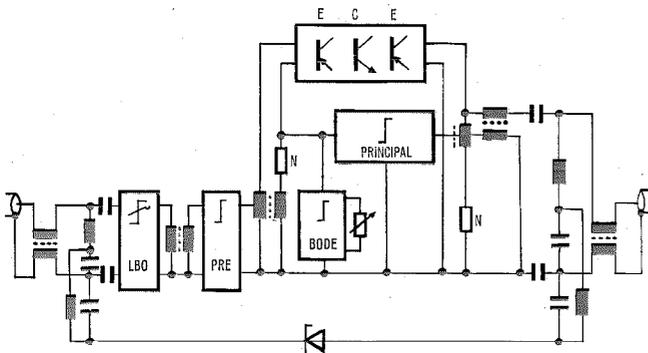


Fig. 8 Diagrama de bloques simplificado de un repetidor de línea del sistema V 10.800.

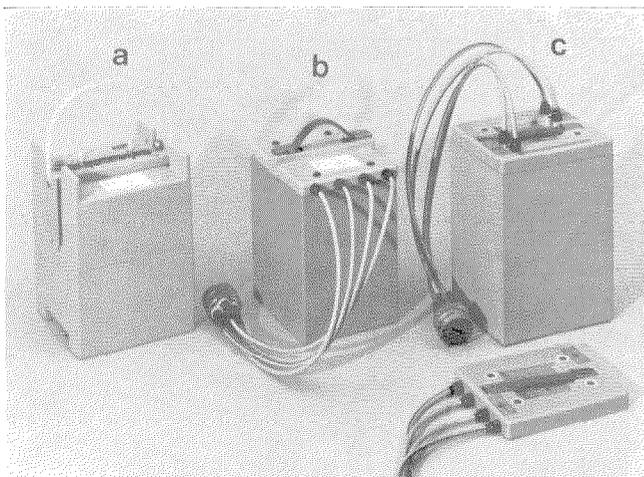


Fig. 9 Repetidores auxiliares de los sistemas V 300/V 960 a), V 2700 b) y V 10.800 c).

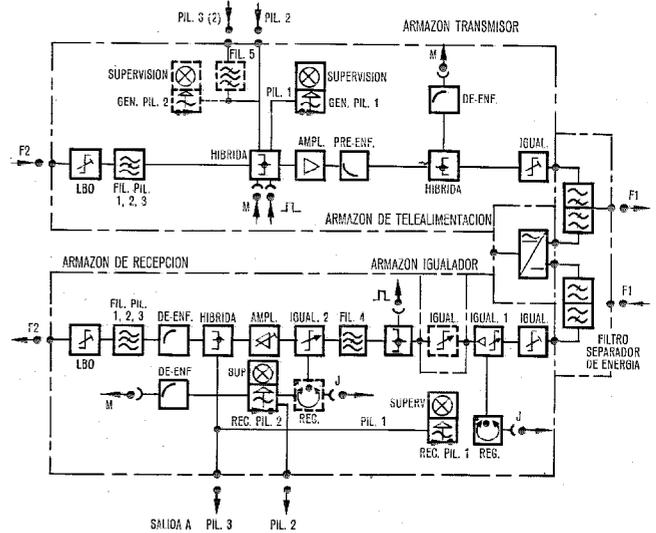


Fig. 10 Esquemático de bloques del repetidor terminal de los sistemas V 300, V 960 y V 2700.

Las frecuencias piloto de 60 kHz y 308 kHz, respectivamente, pueden tomarse del receptor piloto para fines de comparación. Si no se dispone del amplificador es posible conectar la salida A (Fig. 10) con un equipo para selección (y traslación si es necesario) de la frecuencia piloto de comparación. Las desviaciones de frecuencia y distorsiones que dependen de las tolerancias de todo el equipo a lo largo de toda la ruta pueden compensarse con un igualador ajustable.

En el armazón de transmisión y recepción del repetidor terminal, se disponen entradas y salidas desacopladas para facilitar durante la instalación las primeras medidas o posteriormente para medidas de control a intervalos largos de tiempo, por ejemplo, con un equipo de medida automático de la frecuencia piloto. Un par de puntos de medida se destinan al equipo de localización de fallos. El equipo de regulación automática tiene un punto de medida de C. C. para observar la posición de la memoria.

La estación repetidora principal se coloca después de un máximo de 24 repetidores auxiliares controlados por temperatura, de ganancia fija, o regulados por piloto. La parte de recepción es idéntica a la del repetidor terminal. El repetidor principal contiene dos equipos de telealimentación para alimentar a los repetidores auxiliares enterrados.

Repetidores terminal y principal del sistema V 10.800

La parte transmisora es en principio similar a la del repetidor terminal de los sistemas V 300/V 960/V 2700.

Los filtros de eliminación de piloto y los generadores de piloto corresponden a las frecuencias 4,287, 22,372 y 61,160 MHz, (Fig. 11). El sistema modificado de localización de fallos requiere la inyección de diferentes frecuencias de localización en el armazón de transmisión. El siguiente preigualador, que se usa solamente en rutas de larga distancia, reduce al mínimo la desviación entre las respuestas de frecuencia requerida y resultante, y en consecuencia reduce las cifras de ruido.

Equipo de línea para 60 MHz

La parte de recepción es comparable con la de los otros tres sistemas de la familia. La diferencia más importante es que la regulación y la igualación pueden realizarse con tres frecuencias piloto. El igualador adicional ajustable es de tipo eco con hasta 30 ecos. Se dispone de frecuencias en los puntos de prueba para las medidas de localización de fallos. Para comprobar las características eléctricas existen también otros puntos de medida, tanto en la parte transmisora como en la receptora.

El repetidor principal es, como antes se ha dicho, para ambas direcciones, una combinación de dos partes receptoras de un repetidor terminal. Comporta las siguientes modificaciones: Supresión de las unidades enchufables de de-énfasis y de filtros supresores de piloto y adición de un segundo equipo de telealimentación para alimentar los repetidores auxiliares de ambas direcciones.

Equipo de telealimentación

El equipo de telealimentación alimenta a los repetidores auxiliares a través del conductor interior del par coaxial con corriente constante. El equipo en telealimentación tiene, pues, una importancia capital. Se ha desarrollado para todos los equipos de línea discutidos aquí, con propósito de homogeneidad, especialmente en lo que se refiere a componentes, circuitos y disposición mecánica.

Los repetidores auxiliares se colocan en serie con los pares coaxiales.

La corriente continua es suministrada por el equipo de telealimentación situado en el bastidor terminal o principal y se regula automáticamente a un valor constante dentro de los límites exigidos de $\pm 2\%$. El bucle de telealimentación se cierra mediante una sección ter-

minial de telealimentación que conecta el conductor interior del par coaxial a través de un filtro de separación. La sección siguiente de repetición está desconectada del bucle de telealimentación.

En las unidades de telealimentación se equipan dispositivos automáticos que reducen el voltaje de salida cuando la resistencia de carga es demasiado alta. Después de corregidas las dificultades, los dispositivos automáticos conmutan a las condiciones de funcionamiento nominal.

Los armazones de telealimentación contienen los circuitos necesarios para la localización de fallos de C. C.

Técnica de segregación

En algunos casos puede ser necesario derivar en un repetidor principal uno o más supergrupos, mastergrupos o supermastergrupos de la banda de frecuencia total. La banda de frecuencias que queda libre en tales casos puede volverse a ocupar con otros supergrupos.

Para restringir las múltiples variaciones posibles, se ha normalizado los siguientes tipos para el equipo de segregación: V 300, segregación en paralelo de SG 1 a 5, SG 1 y 2; V 900/V 960, SG 1 a 16, SG 1 y 2; V 2700 derivación en paralelo de MG 1 a 3 y segregación de supermastergrupo, de acuerdo con la asignación de frecuencias II o IV respectivamente, MG 2 y MG 3, MG 10 a 13.

Todos los casos de segregación se han realizado en el mismo tipo de armazón, con una altura de 400 mm.

Práctica de equipo normalizada

Los repetidores terminal y principal se han construido en la práctica de equipo vertical VSEP* (Fig. 12).

* Marca registrada del sistema ITT

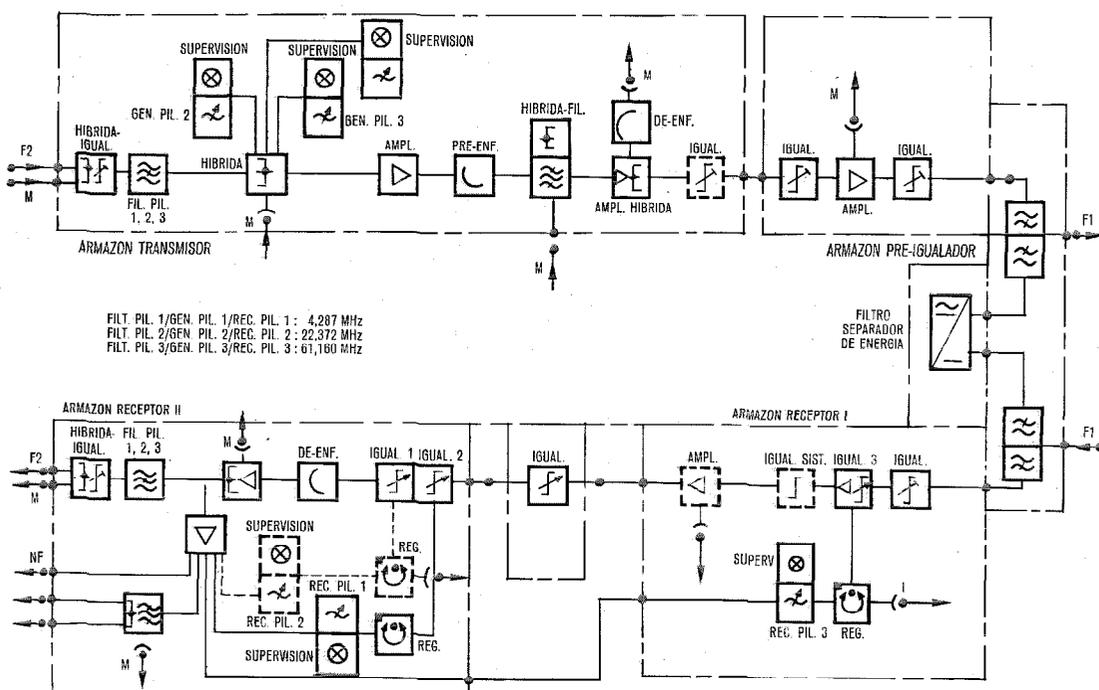


Fig. 11 Diagrama de bloques del repetidor terminal V 10.800.

El bastidor consiste en dos montantes verticales con agujeros a intervalos de 40 cm, para situar los soportes de los armazones. Los armazones tienen alturas normalizadas de 400 y 500 mm. Las conexiones eléctricas entre los armazones y el cableado de la estación se establece mediante conexiones en la parte posterior de los armazones. Los bastidores y armazones para los equipos de línea de los sistemas V 300/V 960/V 2700 son idénticos.

La aplicación de uno u otro equipo depende solamente de las diferentes unidades eléctricas enchufables. El repetidor terminal de los sistemas V 300/V 960/V 2700 (Fig. 12) puede equiparse en un bastidor de dimensiones 2600 × 121 × 225 mm. El bastidor repetidor terminal contiene de arriba abajo: un armazón para el filtro separador de energía, un armazón de transmisión, un armazón de recepción, una unidad de supervisión y señalización, un armazón de igualación, un armazón de telealimentación y un armazón de suministro de energía. Los dos bastidores del repetidor principal están constituidos de forma similar al bastidor terminal pero se han suprimido los armazones transmisores.

Características del sistema y medidas

Datos técnicos

La tabla 2 muestra todos los parámetros importantes de la familia de sistemas con excepción de las cifras de consumo de energía, dimensiones y peso. La alimentación de los repetidores terminal y principal puede realizarse mediante batería o con tensión de red, por ejemplo: 220 V $\begin{matrix} +1 \\ -2 \end{matrix}$ % ó $\begin{matrix} +10 \\ -20 \end{matrix}$ %, 47 a 65 Hz; ó 48/60 V C. C. $\begin{matrix} +22 \\ -12 \end{matrix}$ % y opcionalmente 24/36 V.

Respuesta frecuencia

En las figuras 13 y 14 se han seleccionado algunos resultados de las medidas realizadas para mostrar respuestas/frecuencia típicas. La figura 13 muestra los resultados de una ruta del sistema V 960 de 52 km de longitud. La figura 14 muestra los resultados de una ruta del sistema V 2700 de 112 km de longitud. La curva de puntos es la calculada, que muestra los errores sistemáticos de los repetidores auxiliares. Estos errores sistemáticos se derivan de la igualación debido a que la red tiene un limitado número de componentes y por tanto, el igualador sólo puede compensar la atenuación del cable dentro de ciertos límites. La curva de trazo continuo muestra los valores medidos. La conformidad entre los valores calculados y medidos es buena.

En ambos ejemplos, la desviación puede reducirse al mínimo con el igualador ajustable del repetidor terminal. El rizado es de $\pm 0,2$ dB lo que para rutas de larga distancia representa una distorsión inferior a 0,5 dB.

Los resultados son señaladamente mejores que los valores recomendados por el CCITT para una sección homogénea de 280 km de longitud con una distorsión de frecuencia de 2 dB.

Potencia de ruido

Como se ha mencionado anteriormente, el CCITT ha establecido una recomendación para la calidad de transmisión de una ruta de 2500 km. El ruido debe ser inferior a 10.000 pW0p. Para el equipo de línea se reservan 7500 pW0p. Cada sistema se carga con ruido blanco, es decir, con la carga convencional del CCITT, y las medidas se realizan de acuerdo con los métodos conocidos. En las figuras 15 y 16 se muestra el ruido total kilométrico ponderado al nivel relativo cero, en un canal de conversación en función del nivel de trans-

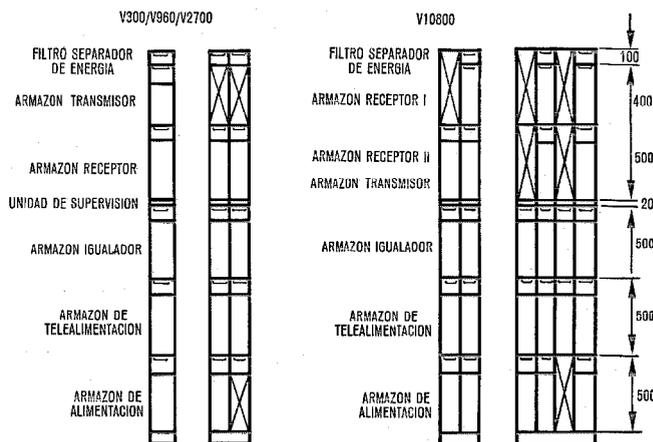


Fig. 12 Bastidores repetidor terminal y principal de los sistemas V 300/V 960/V 2700 (izquierda) V 10.800 (derecha).

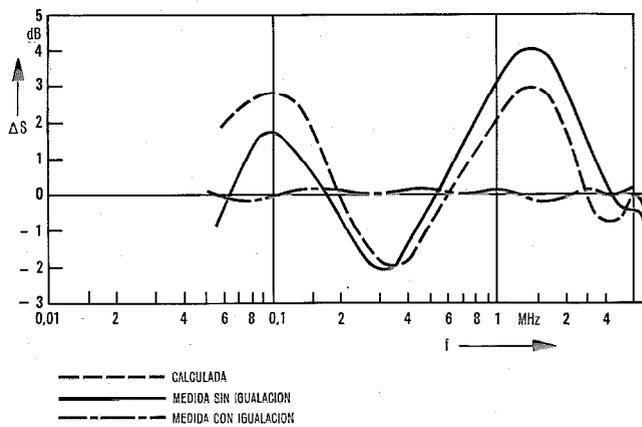


Fig. 13 Características de atenuación del sistema V 960 en una ruta de 52 km.

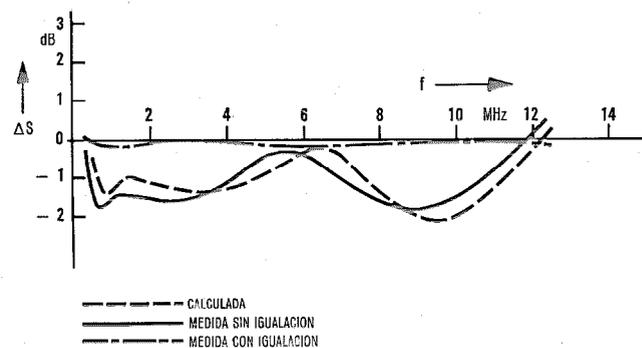


Fig. 14 Característica de atenuación del sistema V 2700 en una ruta de 112 km.

Equipo de línea para 60 MHz

Tabla 2 - Principales parámetros de la familia de equipos multicanales

	V 300	V 960	V 2700	V 10.800
Margen de frecuencia de transmisión	60 a 1.300 kHz	60 a 4.188 kHz	312 a 12.388 kHz	4,332 a 59,68 MHz
Banda total de frecuencia de transmisión incluidos piloto y localización fallos	60 a aprox. 1.500 kHz	60 a aprox. 4.700 kHz	300 a aprox. 13.700 kHz	3,8 a 61,16 MHz
Tipo de par coaxial	1,2/4,4	1,2/4,4 (2,6/9,5)	2,6/9,5 (1,2/4,4)	2,6/9,5
Distancia media entre repetidores	aprox. 8 km	aprox. 4 km (9 km)	aprox. 4,65 km (2 km)	aprox. 1,55 km
Número de repetidores auxiliares que pueden alimentarse desde un terminal o principal	12 máx.	12 máx.	12 máx. (24)	42 aprox.
Máxima distancia entre estaciones de telealimentación (Secciones de 25 repetidores)	200 km aprox.	100 km aprox.	115 km aprox.	130 km aprox.
Ganancia media del amplificador (temp. + 10 °C). Valor calculado	48,6 dB a 1.300 kHz	42,6 dB a 4.028 kHz	38,1 dB a 12.388 kHz	28,5 dB a 61,16 MHz
Atenuación de una sección de repetición ajustable por pasos	46 a 51 dB a 1.300 kHz	40 a 45 dB a 4.028 kHz	36,5 a 40 dB a 12.388 kHz	27 a 30 dB a 61,16 MHz
Margen de ajuste a temperatura del cable de + 10 °C, de acuerdo con una variación de longitud respecto al valor nominal planificado	± 430 m aprox.	± 250 m (± 550 m) aprox.	± 210 m aprox.	± 80 m aprox.
Sección de repetición auxiliar con red L.B.O.	360 ó 720 m aprox.	250 ó 500 m aprox.	200, 400 ó 600 m aprox.	37, 74, 150 m
Máxima potencia de ruido por canal telefónico con carga convencional a nivel relativo 0 (CCITT)	1 pW0p/km	1 pW0p/km	1 pW0p/km	1 pW0p/km
Margen des regulación del amplificador regulador piloto	± 2,6 dB aprox.	± 2,6 dB aprox.	± 3 dB aprox.	± 3 dB aprox.
Precisión de la regulación	± 0,45 dB aprox.	± 0,45 dB aprox.	± 0,5 dB aprox.	± 0,5 dB aprox.
Margen del repetidor con control de temperatura	- 5 a + 30 °C	- 5 a + 30 °C	- 5 a + 30 °C	- 5 a + 30 °C
Nivel de transmisión	- 4,3 dBr a 1.300 kHz	- 8,7 dBr a 4.028 kHz	- 13 dBr a 12.388 kHz	- 18 dBr a 61,16 MHz
Preénfasis	10 dB	10 dB	10 dB	9 dB
Pilotos de línea	60, 1.364 kHz	60, 308 kHz 4.287 kHz	308, 12.435 kHz	4,287, 61,16 MHz (22,372 MHz)
Pilotos de comparación de frecuencia	60 kHz	60 ó 308 kHz	300 y/o 308 kHz	4,200 MHz
<i>Localización de fallos</i>				
Señal de localización de fallos	1.450 kHz	4.660 kHz	13.500 kHz	3,8 a 4,0 MHz
Niveles de tráfico				
Nivel desde el equipo múltiplex (transmisión)	- 36 dBr	- 33 dBr ó - 36 dBr	- 33 dBr	- 33 dBr
Nivel hacia el equipo múltiplex (recepción)	- 23 dBr	- 33 dBr	- 33 dBr	- 33 dBr
Impedancia nominal	75 ohmios desequilib.	75 ohmios desequilib.	75 ohmios desequilib.	75 ohmios desequilib.

misión para los equipos de línea de los sistemas V 2700 y V 10.800.

$a_{k3} = 117$ dB a 12 MHz
 $a_{k3} = 110$ dB a 60 MHz.

Distorsión de intermodulación

En el equipo de línea de 60 MHz los valores de los productos de intermodulación son muy importantes para la transmisión de los canales de TV: Las combinaciones más importantes de los productos de modulación son: A + B - C; 2 A y 3 A. Se han obtenido los siguientes valores:

$a_{e3} = 107$ dB a 12 MHz
 $a_{e3} = 95$ dB a 55 MHz
 $a_{k2} = 69$ dB a 12 MHz
 $a_{k2} = 79$ dB a 60 MHz

Diafonía

La atenuación de diafonía entre dos repetidores de un sistema, en una estación repetidora no deberá exceder los siguientes valores, dentro de la banda de frecuencia de transmisión y a carga nominal.

91 dB para V 300/V 960
 95 dB para V 2700
 100 dB para V 10.800.

Los resultados obtenidos de medidas realizadas en las rutas, muestran que los valores requeridos se alcanzan con margen suficiente.

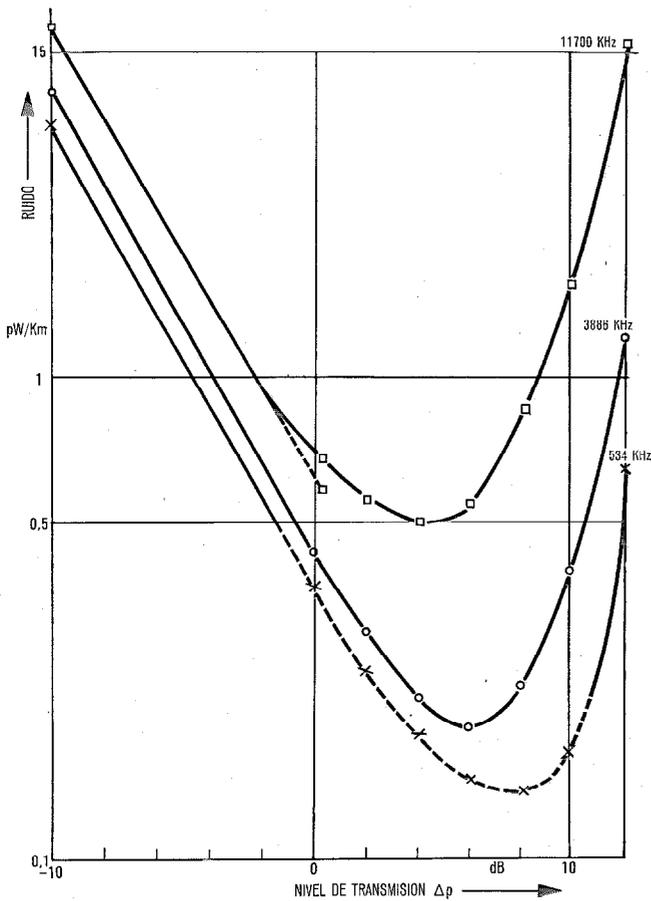


Fig. 15 Ruido total por kilómetro del sistema V 2700 en una ruta de 115 km.

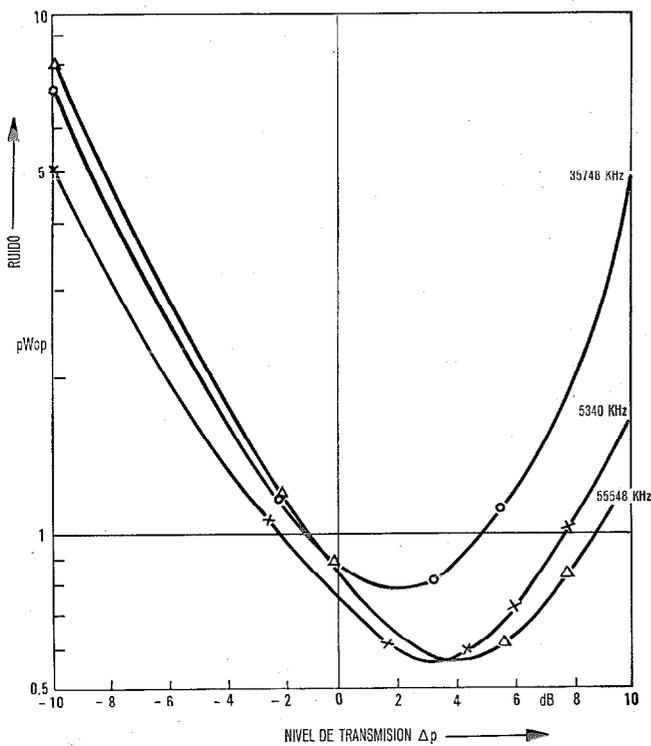


Fig. 16 Ruido total por kilómetro del sistema V 10.800 en una ruta de 100 km.

Sensibilidad de la ganancia respecto a la corriente de telealimentación

Las tolerancias de la corriente de telealimentación, incluyendo la corriente alterna superpuesta, inducida por las líneas de alta tensión, tienen una influencia muy pequeña en la ganancia, especialmente en la parte superior de la banda de frecuencia de transmisión. Suponiendo una tolerancia en la corriente de telealimentación de ± 5 a ± 20 % y una corriente alterna superpuesta de aproximadamente 5 mA, las tolerancias de nivel son inferiores a 0,05 dB por repetidor. Esta cifra es válida para todos los repetidores de línea de la familia de sistemas.

Precisión de la igualación

Para la igualación de la longitud total de una ruta es necesario que la desviación de la respuesta frecuencia por repetidor respecto al valor requerido se reduzca al mínimo. Cuantos más repetidores existan en una ruta se necesitará una mayor precisión en la respuesta frecuencia (ver figura 17).

Conclusiones

El equipo de línea V 300/V 960 descrito, se ha usado durante años. La experiencia práctica demostró que las especificaciones de parámetros eléctricos se cumplen con buen margen. Los proyectos nacionales e internacionales demuestran la fiabilidad del sistema.

Medidas recientemente efectuadas sobre el equipo de línea V 2700 han dado resultados en muy buen acuerdo con los valores esperados.

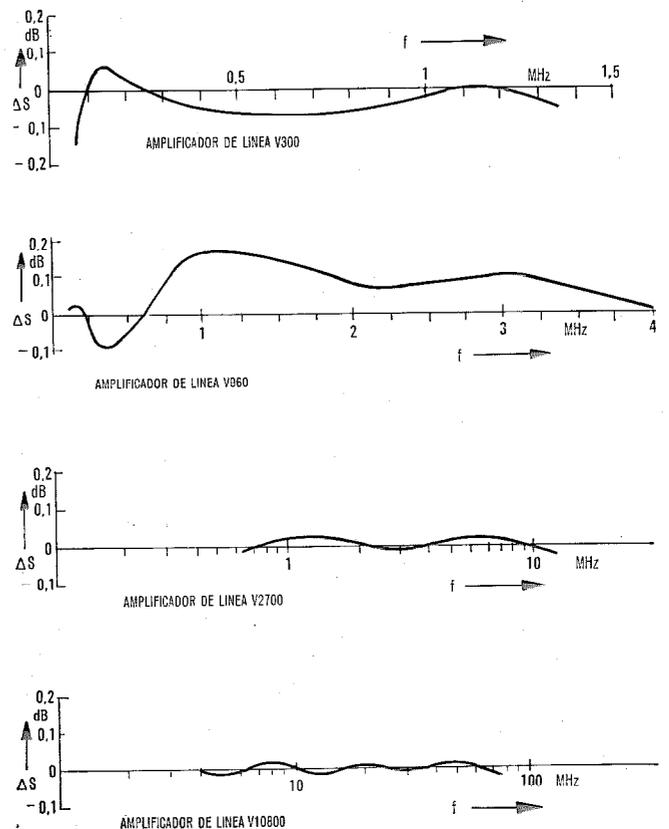


Fig. 17 Desviación entre la igualación del cable requerida y la real en un amplificador de línea.

Equipo de línea para 60 MHz

Ahora se están realizando las pruebas del equipo de línea V 10.800 en cooperación con la Administración alemana. Se está considerando especialmente la transmisión de señales de TV porque está creciendo la importancia de su envío por cable coaxial.

Agradecimiento

El autor desea agradecer a los expertos de la Administración alemana la magnífica colaboración en la concepción de los sistemas, la concesión de líneas de ensayo y las pruebas conjuntas.

Referencias

- [1] W. Haas: La tecnología del equipo de canales con filtros electrodomécánicos; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 48 (1973), N°s. 1 y 2, págs. 17—21.
- [2] K. Kocher, O. Kolb y M. Oppenländer: Equipo multicanal para los sistemas de corrientes portadoras de 60 MHz; Comu-

nicaciones Eléctricas, Vol. 50 (1975) N° 1, págs. 30—36 (en este número).

- [3] H. Löffler: La generación de las frecuencias de control para los sistemas de corrientes portadoras hasta 60 MHz; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 50 (1975) N° 1, págs. 37—42 (en este número).
- [4] L. Becker: Sistema de transmisión de línea coaxial de 60 MHz; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 48 (1973) N°s. 1 y 2, págs. 41—50.

Werner Haas nació el 23 de junio de 1927 en Stuttgart. Estudió matemáticas y telecomunicación en la Universidad Técnica de Stuttgart recibiendo Diploma en Matemáticas. En 1952 ingresó en SEL como ingeniero de desarrollo para teoría de redes y aplicaciones del ordenador. Fue jefe del laboratorio de redes y más tarde llevó la responsabilidad técnica del desarrollo avanzado de sistemas de transmisión, teoría de redes y equipos especiales.

Desde septiembre de 1966 es el responsable del desarrollo de sistemas de transmisión de FDM, TDM, datos y de equipos de línea para cable.

Modelo de tráfico para los sistemas telefónicos de control centralizado

La capacidad de tráfico de la Unidad de control de un sistema de conmutación se mide en términos de "número de intentos de llamada por hora cargada" y depende del origen y destino de los intentos de llamada así como de su grado de compleción y del comportamiento del abonado. El modelo de tráfico que se presenta considera estos parámetros y hace posible la descripción de cualquier situación de tráfico en la central.

G. DIETRICH

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania Federal

Introducción

Actualmente, uno de los mayores problemas de la teoría de tráfico es la determinación de la capacidad de tráfico de los sistemas de conmutación de control centralizado. La centralización alcanza su mayor grado en los sistemas controlados mediante procesador por lo que obtener la capacidad del procesador es un problema en el que en la actualidad trabajan numerosos expertos. El problema es complejo ya que la capacidad máxima depende de un gran número de parámetros; por ejemplo, se necesita tener en cuenta las centrales adyacentes que, posiblemente, tendrán unas características de tráfico diferentes de las de la central en estudio, los enlaces desde y hacia otras centrales, los hábitos de los abonados que forman parte de la red, etc.; cada descuelgue, interrupción en el marcaje de un número, repetición de un intento de llamada, etc. tienen como consecuencia un aumento de carga en la unidad de control y por tanto una variación de la capacidad máxima de tráfico.

Para llevar a cabo investigaciones de este tipo el modelo de tráfico telefónico debe tener en cuenta bastantes más detalles acerca del comportamiento de los abonados y de la red telefónica de lo que es necesario para las investigaciones de la red de conmutación del sistema telefónico para la que hoy en día existen suficientes modelos válidos.

En lo que sigue se intenta definir un modelo de tráfico que pueda adaptarse a la aplicación particular y condiciones del entorno y además (y esto es importante) que suministre una medida realista de la capacidad de tráfico de la unidad de control.

Proceso de entrada para los intentos de llamadas

Se puede describir el tráfico telefónico mediante un proceso estocástico que con el fin de simplificar

se supone en estado estacionario. Los sucesos son los intentos de llamadas y la sucesión de llegadas en el tiempo se denomina proceso de entrada. Un "intento de llamada" expresa cualquier toma, tanto intencionada como no, de los órganos de conmutación. El espectro de sucesos cuyo proceso de entrada se trata de encontrar cubre desde los intentos que acaban en conversación o se ven bloqueados por alguna causa hasta aquellos de muy corta duración producidos por el abonado.

Con el fin de expresar el proceso de entrada correspondiente a un número infinito de fuentes de tráfico, la teoría de tráfico supone el proceso de Poisson, el cual produce buenos resultados cuando se aplica en el estudio de las redes de conmutación de los sistemas telefónicos; mediante este proceso, los intentos de llamada se generan de forma que los intervalos entre llegadas siguen una ley exponencial negativa lo que equivale a decir que la probabilidad de que se produzcan n llamadas durante intervalos de tiempo de duración constante τ viene dada por la distribución de Poisson:

$$P(n, \tau) = \frac{(\lambda\tau)^n}{n!} e^{-\lambda\tau}$$

donde λ representa el número medio de llamadas que llegan durante la unidad de tiempo.

Se puede también aplicar el proceso de entrada de Poisson para los estudios de tráfico de las unidades de control, como se ha comprobado mediante medidas de las llegadas de los intentos de llamada en una central en Stuttgart; estas medidas proporcionaron el número de intentos de llamadas en periodos de tiempo consecutivos y de duración igual a 5 segundos, separando los intentos originados en la central de aquellos procedentes de otras centrales. Posteriormente, se pusieron fuera de servicio durante un cierto periodo

Tabla 1 - Resultados de las medidas del proceso de entrada en una central de Stuttgart. El número de llegadas se tomó en intervalos consecutivos de 5 segs.

Intentos de llamada observados en la central	Nº de intervalos observados	Nº medio de llamadas por intervalo	χ^2 de la muestra	χ^2 teórico (S = 95 %)
<i>Condiciones normales de carga</i>				
Número total de intentos de llamada (Fig. 1)	876	5,28	7,86	25,00
Intentos de llamadas originados en la central	876	2,87	17,65	19,67
Intentos de llamadas procedentes de otras centrales	876	2,41	7,18	16,92
<i>Condiciones de sobrecarga</i>				
Número total de intentos de llamada	100	10,45	17,16	25,00
Intentos de llamada originados en la central	100	8,21	7,88	21,03
Intentos de llamada procedentes de otras centrales	100	2,24	3,97	12,59

Modelo de tráfico

de tiempo $\frac{1}{3}$ de todos los enlaces salientes con lo que se creó una gran sobrecarga sobre los restantes, lo que dió lugar a que el número de intentos de llamada originados en la central, se triplicara. En todos los casos que aparecen en la tabla 1, la prueba χ^2 reveló que el proceso de entrada correspondía a una distribución de Poisson; en las figuras 1 y 2 se pone de manifiesto la coincidencia entre ambas distribuciones lo cual es destacable sobre todo en el caso de sobrecarga debido al gran número de intentos repetidos de llamadas. Otros resultados de medidas ya publicados [1, 2, 3] justifican también la misma hipótesis de proceso de Poisson.

Cada intento de llamada que genera el abonado aparece en un instante que en el modelo viene determinado por el proceso de Poisson correspondiente. Todo intento da lugar a una serie de eventos o tareas para la unidad de control que son en la mayor parte de los casos muy dependientes entre sí, como por ejemplo sucede con los eventos que se producen durante la fase en que el abonado marca el número deseado. El primer evento de un intento de llamada, es decir, su aparición se determina mediante el proceso de Poisson*.

Uno de los puntos que debe considerarse a la hora de diseñar la unidad de control del sistema de conmutación es su reacción frente a los picos de tráfico

* Los intervalos de tiempo entre eventos se definirán en la sección siguiente.

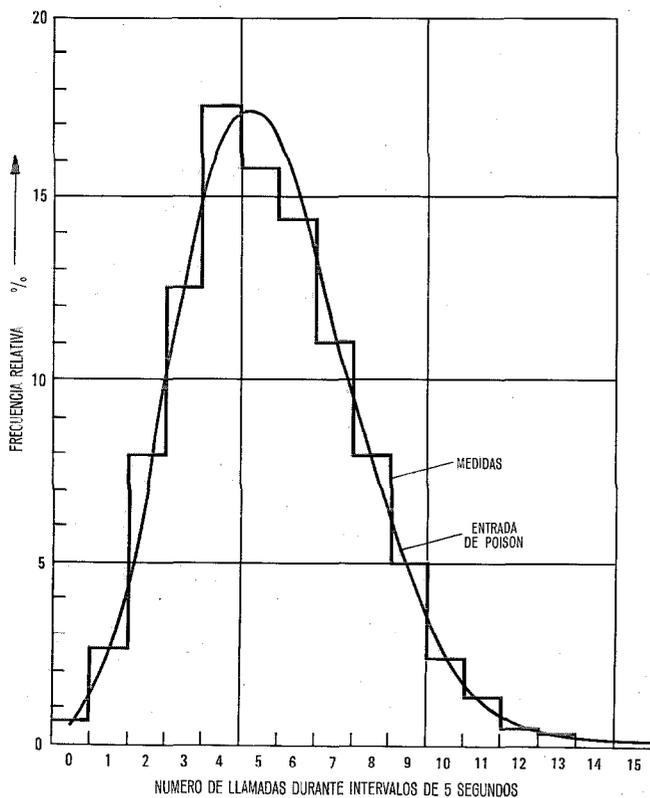


Fig. 1 Frecuencia relativa de la llegada de llamadas en intervalos de 5 seg. Están incluidos todos los intentos locales y entrantes en la hora cargada (carga normal).
Número de intervalos observados: 876.
Número medio de llamadas por intervalo: 5,28.

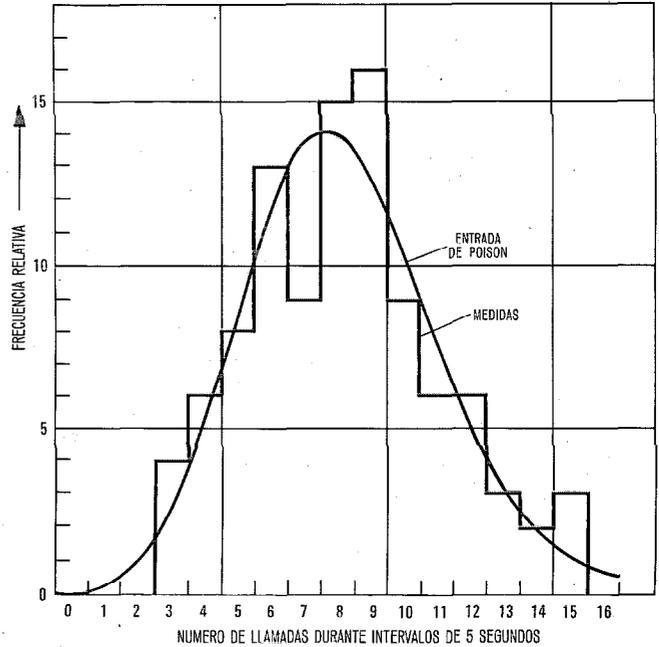


Fig. 2 Frecuencia relativa de la llegada de llamadas en intervalos de 5 segundos. Se contaron todos los intentos originados en la propia central en condiciones de sobrecarga ($\frac{1}{3}$ de los enlaces salientes fuera de servicio).
Número de intervalos observados: 100.
Número medio de llamadas por intervalo: 8,21.

de corta duración que suelen presentarse en la práctica. Como es bien sabido, el proceso de Poisson tiene en cuenta los picos de tráfico que pueden aparecer bien de una forma aleatoria o sin una causa externa determinada. Si además de estos picos se desea generar otros fijados de antemano, se puede seguir un procedimiento que es muy útil para las simulaciones de tráfico y que consiste en cambiar la intensidad de tráfico en un instante dado y durante un cierto intervalo de tiempo. Este proceso se repite periódicamente con el fin de obtener datos sobre el comportamiento del sistema operando bajo dichas condiciones, que sean fiables desde un punto de vista estadístico. La tabla 2 y la figura 3 contienen los resultados de simulación referentes al comportamiento de un sencillo sistema de espera en el que la intensidad de tráfico varía periódicamente. Es evidente, por ejemplo, que los tiempos de espera aumentan considerablemente, si a pesar de ofrecerse al sistema una intensidad de tráfico constante, los picos de tráfico tienen una duración mayor (curva 5 de la figura 3).

Datos estadísticos correspondientes a los intentos de llamadas

En la sección anterior se estableció el proceso de entrada del modelo de tráfico; se necesita ahora definir en detalle los intentos de llamadas, es decir, los distintos tipos de intentos de llamadas así como sus frecuencias respectivas, los intervalos de tiempo entre eventos consecutivos dependientes del comportamiento del abonado, etc. Obviamente, con el fin de establecer un modelo de tráfico realista todos los parámetros

Tabla 2 - Resultados de simulación (100.000 llamadas) para un sistema de espera constituido por un único servidor con tiempo de ocupación constante $t = 0,01$ seg. y tratamiento de la cola FIFO. El tráfico ofrecido $A = 0,7$ Erl cambia periódicamente según los valores indicados en la tabla

Intensidad de tráfico	$P(> 0)$	t_w	Longitud de la cola	
			Media	Máxima
0,7 Erl	0,700	0,012 s	0,8	7
1,5 Erl durante 1 s	0,782	0,155 s	10,8	85
0,5 Erl durante 4 s				
1,5 Erl durante 2 s	0,781	0,293 s	20,5	150
0,5 Erl durante 8 s				
1,5 Erl durante 3 s	0,782	0,424 s	29,7	203
0,5 Erl durante 12 s				
1,5 Erl durante 5 s	0,785	0,718 s	50,3	308
0,5 Erl durante 20 s				

$P(> 0)$: Probabilidad de espera
 t_w : Tiempo medio de espera para las llamadas que esperan

citados deben basarse en datos estadísticos obtenidos a través de medidas de tráfico.

Desde el punto de vista de la unidad de control el conjunto total de los intentos de llamada debe subdividirse hasta donde sea necesario, es decir, en forma tal que para todas las llamadas que pertenecen a una misma categoría la unidad de control tenga que llevar a cabo exactamente las mismas tareas. La clasificación se realiza por origen y destino de las llamadas así como por su grado de compleción.

La separación de las llamadas por su origen y destino dependen del lugar concreto en que se instale el sistema de conmutación y por tanto es un parámetro que debe establecerse para cada aplicación.

La separación de las llamadas por su grado de compleción depende principalmente de la carga de tráfico tanto en la central como en la red de centrales por lo que en este caso es posible suministrar datos para su aplicación general tanto en una red con carga normal como para unas condiciones bien definidas de sobrecarga. De esta manera, se reduce el número de parámetros que se necesita suministrar al modelo para cada aplicación. Las tablas 3 y 4 muestran esta división

Tabla 3 - Distribución de los intentos de llamada originados durante la hora cargada, así como los correspondientes tiempos medios de ocupación en el caso de carga normal y marcaje rotary. Los intentos de llamada se observaron en los circuitos de línea

Tipos de intentos de llamada	% llamadas	Tiempos ocupación
Llamadas sin marcado de cifras	10	3,5 s
Llamadas con marcaje incompleto	5	8,0 s
Congestión en la propia central	2	10,0 s
Congestión en otra central	3	18,0 s
Abonado llamado ocupado	15	19,0 s
Abonado llamado no contesta	5	55,0 s
Llamadas en conversación	60	150,0 s
Total y media respectiva	100	97,1 s

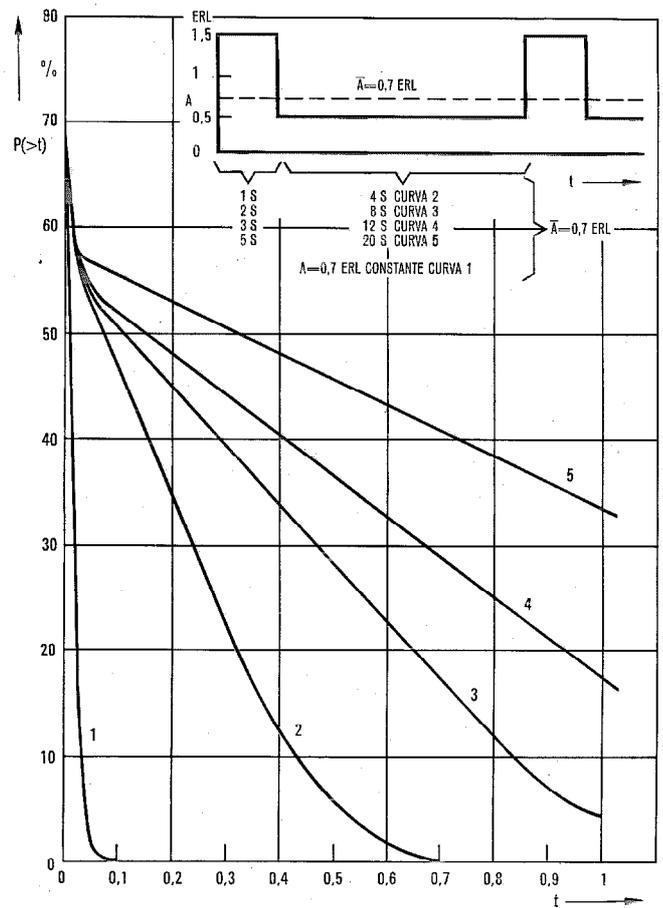


Fig. 3 Resultados de la simulación de la distribución del tiempo de espera $P(> t)$ para el sistema de espera descrito en la tabla 2 con cambio periódico de la intensidad de tráfico.

de llamadas para los intentos originados en la central y los procedentes de otras centrales respectivamente. Los porcentajes de los distintos tipos de intentos de llamadas así como sus tiempos medios de ocupación no son los mismos para todos los países; los valores que se indican en las tablas son aplicables solamente en redes bien dimensionadas de los países de Europa Occidental; los tiempos medios de ocupación se basan en las observaciones realizadas sobre el comportamiento del abonado durante y después del marcado de cifras así como del número de ellas marcados.

Tabla 4 - Distribución de los intentos de llamadas entrantes y sus correspondientes tiempos medios de ocupación en el caso de carga normal y marcaje rotary. Los intentos de llamadas se observaron en los enlaces entrantes

Tipos de intentos de llamada	% llamadas	Tiempos ocupación
Llamadas sin marcado de cifras	-	-
Llamadas con marcaje incompleto	3	2,0 s
Congestión en la propia central	2	13,0 s
Congestión en otra central	-	-
Abonado llamado ocupado	19	13,0 s
Abonado llamado no contesta	6	49,0 s
Llamadas en conversación	70	144,0 s
Total y media respectiva	100	106,5 s

La división por el grado de compleción de los intentos de llamada se denominará en lo que sigue distribución de llamadas.

Independientemente del tipo, cada intento de llamada da lugar a una serie de eventos que deben simularse de la forma más realista posible. El modelo de tráfico tiene en cuenta solamente aquellos eventos que se inician por el abonado, como pueden ser los siguientes, en el caso de una llamada con éxito:

- Descuelgue (aparición de llamada).
- Comienzo del marcado de cifras una vez que el abonado recibe el tono de invitación a marcar.
- Fase de marcaje de cifras (tiempo entre dígitos en el caso de marcaje rotary o tiempo de pulsación de las teclas más tiempo entre cifras en el caso de señalización por teclados).
- Recepción del tono de llamada hasta que el abonado llamado contesta (duración del tono de llamada).
- Conversación entre los abonados llamante y llamado hasta que se efectúa el cuelgue (tiempo de conversación).

En el caso de otros intentos de llamada pueden ocurrir otros eventos, por ejemplo, recepción del tono de ocupación en el caso de congestión, o del tono de llamada en el caso de que el abonado llamado no conteste.

En las tablas 5 y 6 se resumen los resultados de las medidas presentadas en [4, 5, 6] referentes a las longitudes medias de los intervalos de tiempo que dependen del comportamiento del abonado. Las funciones de distribución para estos intervalos de tiempo están contenidos en [4, 5] para marcaje rotary y en [6] para señalización de teclado.

A partir de la sucesión de eventos que dependen

Tabla 5 - Longitudes medias de los intervalos de tiempo correspondientes a la fase de marcaje de cifras

Tipos de intervalos de tiempo	Longitud media
<i>Marcaje rotary</i>	
Espera antes del marcaje	3,00 s
Longitud media del impulso	0,55 s
Tiempo entre cifras	1,30 s
<i>Señalización por teclado</i>	
Espera antes del marcaje	2,50 s
Tiempo de pulsación de una tecla	0,21 s
Tiempo entre cifras	0,50 s

Tabla 6 - Tiempo de escucha del tono de llamada y del tono de ocupación

Tipos de intervalos de tiempo	Longitud media
<i>Duración del tono de llamada</i>	
en el caso que:	
el abonado llamado conteste	15,0 s
el abonado llamado no contesta	40,0 s
<i>Duración del tono de ocupado</i>	
en el caso de:	
bloqueo en la red	5,0 s
abonado llamado ocupado	5,0 s

del abonado se puede deducir en un segundo paso (modelo del sistema) una sucesión de acciones específicas que deben realizarse por determinadas partes de la unidad de control; dicha sucesión junto con los correspondientes tiempos de procesamiento, representan el tráfico ofrecido a la unidad de control; por ejemplo, una conversación telefónica puede requerir alrededor de 50 ocupaciones de corta duración del procesador.

La fiabilidad de los resultados depende en su mayor parte del modelo de tráfico y de su adaptación a cada caso particular así como del modelo del sistema que se investiga.

Adaptación del modelo de tráfico a distintas condiciones de sobrecarga

La investigación de las condiciones de sobrecarga en el caso de sistemas de conmutación de control centralizado es de gran importancia, porque a diferencia de los sistemas paso a paso en los que únicamente puede sobrecargarse la red de conmutación, en los sistemas de control centralizado puede también sobrecargarse la unidad de control reduciéndose así su capacidad de tratamiento de tráfico. La reducción puede ser tal que aun teniendo capacidad sobrante en la red de conmutación no se pueda hacer uso de ella debido a la saturación de la unidad de control. Se necesita por lo tanto determinar el grado de sobrecarga que puede resistir la unidad de control, así como la eficacia de los posibles controles, con el fin de asegurar un tratamiento óptimo del tráfico, no sólo en condiciones normales sino también en sobrecarga. Para cumplir este objetivo, los sistemas controlados mediante un procesador ofrecen una gama de soluciones posibles. Como más adelante se verá se pueden simular todos los casos concebibles de sobrecarga, haciendo uso del modelo de tráfico descrito.

Primeramente, debe discutirse bajo qué condiciones la unidad de control puede estar sobrecargada:

a) Bajo condiciones normales de carga en la red de conmutación y en los grupos de enlaces, la unidad de control puede estar sobrecargada debido a las causas siguientes:

- La central es demasiado grande (elevado número de abonados a los que dar servicio, tráfico muy elevado, etc.).

- Debido a alguna razón (por ejemplo, tráfico de datos) los tiempos medios de ocupación son más cortos que los que se habían previsto.

Estas situaciones de sobrecarga deben evitarse mediante una adecuada planificación de los medios.

b) Debido a alguna causa (mayor tráfico ofrecido, fallo en los enlaces de un grupo o en ciertas unidades de la red de conmutación) se produce una sobrecarga en la red de conmutación o en alguna o en todas sus rutas de enlace. Las llamadas son rechazadas con una frecuencia superior a la que se encuentra durante condiciones normales y como resultado de ello, el número de llamadas repetidas crece, la distribución de llamadas varía debido a un

bloqueo mayor y el tiempo medio de ocupación disminuye.

Si la unidad de control se encontraba con anterioridad próxima a la carga máxima que puede soportar en condiciones normales, debido a las causas anteriormente descritas, se sobrecargará; la duración de esta sobrecarga puede ser larga (minutos e incluso horas). Este efecto puede darse en la práctica con cierta frecuencia y por lo tanto debe ser investigado cuidadosamente. El grado de sobrecarga puede variar considerablemente; por otra parte, las variaciones de tráfico que se producen de un día a otro dentro de la hora cargada pueden ser incluso lo suficientemente elevadas como para producir sobrecargas temporales en la unidad de control.

- c) Debido a alguna razón técnica o externa pueden producirse cortos picos de tráfico que en general no son detectados por los equipos convencionales de medida de tráfico pero que pueden sobrecargar la unidad de control llevando a la central a una situación crítica a pesar de que el pico pueda durar tan sólo unos pocos segundos.

Por lo tanto se necesita también en este caso investigar la reacción de la unidad de control a los picos de tráfico de corta duración.

Además de los tres casos citados de sobrecarga existen probablemente muchos otros, pero es de esperar que puedan ser tratados de forma análoga.

¿Cómo puede adaptarse de forma sencilla el modelo de tráfico descrito a estas situaciones? Primeramente, se supone que la aparición de llamadas durante la sobrecarga sigue la ley de Poisson (tablas 1 y 2). Sin embargo, en el caso de cortos picos de tráfico, la intensidad de tráfico debe variarse según se explicó anteriormente (tablas 2 y 3). Excepto por el hecho de que los tiempos de ocupación pueden variar (por ejemplo, debido a una gran proporción de tráfico de datos), los tipos de intentos de llamada no diferirán de los ya descritos. Sin embargo, en todos los casos de sobrecarga el número de intentos de llamada variará, así como también la distribución de llamadas. De nuevo, es necesario recordar que se considera al sistema en estado estacionario, es decir, todos los parámetros del sistema permanecen constantes; únicamente varía periódicamente la intensidad de tráfico en el caso de picos de tráfico de corta duración. Es evidente que todo este tipo de idealizaciones se realiza con el fin de simplificar el problema.

Consideramos los tres casos de sobrecarga descritos con respecto al aumento en el número de intentos de llamada y el cambio en la distribución de llamadas.

Sobrecarga solamente en la unidad de control

Supuesto que la distribución de llamadas se mantiene constante y en condiciones normales (tablas 3 y 4) el número de intentos de llamada crece hasta sobrecargar la unidad de control; los controles de sobrecarga comienzan a actuar y finalmente la capacidad alcanza su valor máximo. En este momento debe comprobarse si la distribución de llamadas no ha variado

bajo las condiciones extremas de carga máxima (por ejemplo, debido a los intentos repetidos que se producirían si los tiempos de espera se hicieran demasiado largos).

En este caso se alcanza la carga máxima que la unidad de control puede admitir bajo condiciones externas normales mientras que se mantiene el grado de servicio (espera hasta recibir el tono de invitación a marcar, espera hasta recibir el tono de llamada). Aunque esta información es de gran importancia, debe completarse mediante datos que describan el comportamiento de la unidad de control en caso de sobrecarga en la red de conversación, o durante picos de tráfico de corta duración.

Sobrecarga en la red de conversación

El grado de sobrecarga en la red de conversación puede variar considerablemente, por lo que se hace necesario definir sin ambigüedades las condiciones de sobrecarga. Desde el punto de vista de la unidad de control, el número de intentos de llamadas y su distribución son parámetros de la mayor importancia. Por otra parte, para el dimensionado de la red de conmutación y de los grupos de enlace la capacidad de tratamiento de tráfico y el aumento de pérdidas son importantes, pero debe tenerse en cuenta que la teoría de tráfico ordinaria deja de ser válida en el caso de sobrecarga debido a la repetición de llamadas. Actualmente existen diversas teorías para el tratamiento del proceso de repetición de llamadas [7, 8, 9] pero hasta el presente ninguna de ellas se ha aceptado de forma general. Una vez que la teoría se comprobara mediante medidas de tráfico, se podría encontrar la relación existente entre la intensidad de tráfico y el número de intentos de llamada cuando crecen ambos parámetros. Dentro del alcance de este artículo y con el fin de comprobar la validez del modelo de tráfico para estudiar el comportamiento de la unidad de control bajo condiciones de sobrecarga, se han escogido dos casos de sobrecarga que pueden considerarse típicos. En ambos casos se utilizará como medida de la sobrecarga el aumento en el número de intentos de llamada; conociendo la distribución de llamada y los tiempos medios de ocupación se puede obtener el aumento de tráfico en la red de conversación; inversamente, si se conoce el aumento de tráfico, se puede comprobar la distribución de llamadas supuesta.

Con objeto de poder comparar los diferentes valores, las tablas 7 y 8 contienen además de los casos de sobrecarga, el caso de carga normal. Para simplificar, solamente se considera el tráfico generado en la central y se supone que todo el tráfico se ofrece solamente a los enlaces salientes. Por lo tanto, los casos considerados son los siguientes:

- Carga normal (congestión normal) con una distribución de llamadas dada por la tabla 3; se fija en 100 el número de intentos de llamada.
- Sobrecarga en la red de conversación y en los grupos de enlaces; por consiguientes el número de llamadas se eleva a 180.

Modelo de tráfico

Tabla 7 - Ejemplos de distribuciones de llamadas bajo diferentes condiciones de carga

Tipos de intentos de llamadas	% de llamadas		
	A	B	C
Llamadas sin marcaje de cifras	10	6	3
Llamadas con marcaje incompleto	5	3	3
Congestión en la propia central	2	15	69
Congestión en otra central	3	25	1
Abonado llamado ocupado	15	12	4
Abonado llamado no contesta	5	3	2
Llamadas en conversación	60	36	18
Total	100	100	100

A = Carga normal (véase tabla 3) con el fin de poder comparar con los casos de sobrecarga.

B = Sobrecarga en la red telefónica.

C = Sobrecarga en los grupos de enlaces ($\frac{1}{3}$ de los enlaces fuera de servicio, véase tabla 1).

Tabla 8 - Comparación de los tiempos medios de las llamadas, número de intentos de llamada e intensidades de tráfico bajo las condiciones de carga A, B y C de la tabla 7

	Caso		
	A	B	C
Tiempo medio de ocupación de los circuitos de línea sin incluir esperas por el tono de invitación a marcar	97,1 s	64,4 s	36,3 s
Tiempo medio de ocupación de los enlaces salientes	109,9 s	76,5 s	110,2 s
Número relativo de intentos de llamadas	100	180	300
Número relativo de llamadas hacia los enlaces salientes	83	137	75
Intensidad de tráfico relativa en los circuitos de línea sin indicar esperas por el tono de invitación a marcar	100	119,4	112,2
Intensidad de tráfico relativa hacia los enlaces salientes	93,9	107,9	85,1
Carga media por enlace saliente en Erlangs	0,70	0,80	0,95

c) Sobrecarga en los grupos de enlaces salientes debido a que $\frac{1}{3}$ de los enlaces se pone fuera de servicio; en este caso el número de intentos de llamada se eleva a 300, (vease tablas 1 y 8).

Las distribuciones de llamadas para b) y c) contenidas en la tabla 7 no se basan en medidas de tráfico pero se han obtenido mediante consideraciones realistas. En ambos casos, los receptores de señalización se encuentran muy sobrecargados, por lo que se pueden producir largas esperas en la recepción del tono de invitación a marcar. Se ha supuesto que la espera tiene lugar en el circuito de línea (LC), por lo que el resultado es una carga adicional para la unidad de control y no para la red de conversación.

Las distribuciones de llamadas b) y c) de la tabla 7 resultan más razonables si se examina con detalle la tabla 8. Los valores de esta tabla se obtienen a partir de los de las tablas 3 y 7. Se ha supuesto que con independencia de la carga, los tiempos medios de ocupación de los distintos intentos de llamada son los indicados en la tabla 3. Solamente se ha escogido arbitrariamente la carga media en los enlaces salientes en el caso a) (0.70 Erlangs correspondiente a 34 enlaces y $B = 1\%$ de pérdida). Los valores que resultan, 0.82 y 0.95 para los casos b) y c) respectivamente, confirman las cifras de bloqueo en la propia central dadas en la tabla 7. Aunque se pueden realizar bastantes comparaciones de interés, nos centraremos en el caso de los tiempos medios de ocupación de los enlaces salientes (tabla 8). Como se observa, son casi iguales en los casos a) y c), ya que en este último la sobrecarga se da solamente en la propia central, por lo que si se logra enlace saliente, los casos a) y c) son análogos. Sin embargo, en el caso b) el tiempo medio de ocupación correspondiente es mucho menor dado que la red completa se encuentra sobrecargada, por lo que se producen pérdidas mayores (llamadas de corta duración) fuera de la propia central.

Bajo las hipótesis realizadas en la tabla 7, el caso b), que es el que suele presentarse con más frecuencia, indica que un 80 % de aumento en el número de intentos de llamada eleva la carga en la red de conversación en un 19 % y en los enlaces salientes en un 14,9 %. El aumento de carga que se produce en la unidad de control es mayor y por consiguiente representa una condición de sobrecarga grave.

Picos de tráfico de corta duración

Para este caso de sobrecarga se ha descrito anteriormente el proceso de entrada. En el modelo de tráfico, la intensidad de tráfico puede aumentarse o disminuirse gradualmente o bien se puede utilizar una función escalón. Cuando la unidad de control retorna a las condiciones de carga normal después de un pico, el proceso puede repetirse, con lo que la simulación suministrará una información fiable del comportamiento de la unidad de control.

Para cada cambio repentino de la intensidad de tráfico debe utilizarse la distribución de llamadas correspondiente, con el fin de reflejar los efectos del pico en la red de conversación.

Resumiendo, puede decirse que el modelo de tráfico propuesto se puede aplicar para la investigación de los diversos casos de sobrecarga. El número de intentos de llamada así como sus distribuciones correspondientes deben especificarse con el fin de definir un caso de carga normal o de sobrecarga.

El problema principal es determinar la relación existente entre la carga en la red de conversación, el número de intentos de llamada y la distribución de llamadas. La investigación del fenómeno de la repetición de llamadas será de una gran ayuda. En las tablas 7 y 8, las relaciones previamente mencionadas se han obtenido para dos casos típicos.

Una medida de la capacidad de tráfico de la unidad de control

La capacidad de tráfico de un sistema de conmutación depende de la eficiencia de la red de conmutación así como de la unidad de control. Para la red de conmutación el tráfico ofrecido admisible se expresa en Erlangs para un grado de servicio determinado. Para la unidad de control el tráfico ofrecido no es una medida idónea para la capacidad, dado que la carga en la unidad de control aumenta con el número de intentos y no hay un factor de conversión que sea aplicable en general. Para ser preciso, la carga de la unidad de control depende del número de llamadas de cada tipo. Un intento de llamada sin marcaje, por ejemplo, implica menos trabajo para la unidad de control que un intento con éxito en conversación.

Evidentemente, el número de llamadas en la hora cargada acompañado de la distribución de llamadas correspondiente parece una medida aceptable para la capacidad de tráfico de la unidad de control. Si se conocen también los tiempos medios de ocupación de cada uno de los tipos de intentos de llamadas, el tráfico ofrecido puede expresarse en número de llamadas y viceversa, lo cual demuestra la importancia de la distribución de llamadas y de los tiempos de ocupación. Sin esta información que refleja la situación particular de tráfico en la central y su entorno, todos los datos sobre capacidad de tráfico de la unidad de control serán imprecisos o incluso inexactos.

De aquí el que la especificación completa de una central deba incluir la distribución de llamadas, así como los tiempos de ocupación. La información debe ser lo más detallada posible con el fin de asegurar la máxima precisión; por ejemplo, la distribución de llamadas de los intentos de llamada asignados y que lleguen a la central deben especificarse separadamente (vease tablas 3 y 4). Se debería realizar también una subdivisión de los intentos clasificándolos en salientes e internos y sería muy conveniente hacerlo para llamadas locales, de larga distancia y tránsito.

La medida de capacidad de tráfico propuesta para la unidad de control puede también aplicarse a los casos de sobrecarga. Además de las especificaciones acostumbradas en el caso de sobrecarga (aumento de tráfico y pérdida), las distribuciones de llamadas y los tiempos de ocupación deben también especificarse, así como el deterioro admisible en el grado de servicio.

Desde el punto de vista de la teoría de tráfico sería conveniente establecer tipos de distribuciones de llamada para condiciones normales de carga en la red de conmutación así como para condiciones de sobrecarga, con el fin de tener normalizadas las hipótesis para efectuar consideraciones teóricas. Las distribuciones de llamadas típicas deben ser realistas para que los resultados de las investigaciones generales puedan representar una ayuda importante en la planificación.

Existen naturalmente otros parámetros que afectan la capacidad máxima de un sistema de conmutación como ocurre con los servicios adicionales.

Como conclusión puede establecerse que el proceso de entrada de Poisson para los intentos de llamada juntamente con las distribuciones de llamadas y otros datos estadísticos referentes al comportamiento del abonado conducen a un modelo de tráfico apropiado para los sistemas de conmutación de control centralizado. Es de destacar el hecho de que el modelo puede describir cualquier situación de tráfico en la central (carga normal, cualquier caso de sobrecarga). Dentro de ITT, el modelo descrito se usa para todas las investigaciones de las unidades de control. Debe mencionarse también que este modelo de tráfico se utiliza en todas las versiones de *Metaconta** para investigar la capacidad de sus procesadores y su comportamiento en sobrecarga.

Referencias

- [1] W. S. Hayward, Jr., R. J. Wilkinson: Human Factors in Telephone Systems and their Influence on Traffic Theory; Especially with Regard to Future Facilities, 6th ITC, Munich, 1970.
- [2] V. B. Iversen, J. Nygaard: Investigation of Traffic Arrival Processes Based Upon Extensive Traffic Measurements, 6th ITC, Munich, 1970.
- [3] A. Myskaja, O. O. Walmann: An Investigation of Telephone User Habits by Means of Computer Technics, 6th Intern. Symposium on Human Factors in Telecomm., Estocolmo, 1972.
- [4] G. Rothert, H. Evers: Zeitintervalle beim Wählen von Fernsprechverbindungen. Nachrichtentechn. Zeitschrift 14 (1961), págs. 179—182.
- [5] G. Rothert, H. Evers: Zeitintervalle beim Wählen von Fernsprechverbindungen. Nachrichtentechn. Zeitschrift 16 (1963), págs. 149—155.
- [6] O. Baade, L. Gasser: Teilnehmerverhalten bei Tastwahl. Nachrichtentechn. Zeitschrift 20 (1967), págs. 98—105.
- [7] J. W. Cohen: Basic Problems of Telephone Traffic Theory and the Influence of Repeated Calls. Philips Tel. Rev. 18 (1957), págs. 49—100.
- [8] A. Elldin: Approach to the Theoretical Description of Repeated Call Attempts. Ericsson Technics 23 (1967), págs. 345—407.
- [9] P. Le Gall: Sur le taux d'efficacité et la atationnarité du trafic téléphonique. Commutation et Electronique 35 (1971), Oct., págs. 7—36.

Gunter Dietrich obtuvo el título de Licenciado en Matemáticas en 1955 en la Universidad de Rostock. Estuvo hasta el año 1957 en el Centro Científico-Técnico de Berlín, trabajando en el desarrollo de un equipo magnético especial.

El Sr. Dietrich comenzó a trabajar en Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, en 1958, y actualmente dirige el departamento de Teoría de Tráfico. Además, es responsable de la coordinación de todas las actividades de Teoría de Tráfico en ITT Europa.

El Sr. Dietrich es miembro de la Sociedad de Telecomunicaciones (NTG) que pertenece a la Asociación de Ingenieros Eléctricos alemanes.

* Marca registrada del sistema ITT

EL RASIT 72 A 2, un radar para vigilancia terrestre

RASIT 72 A2 es el último de una serie de radares Doppler estudiados para la vigilancia del suelo. Sus especiales cualidades técnicas permiten su utilización en muy variadas circunstancias y particularmente en vehículos militares. Ha sido probado por los ejércitos de varios países europeos que proyectan adoptarlo.

P. STOLL

Laboratoire Central de Télécommunications, París, Francia

Introducción

El Laboratoire Central de Télécommunications ha sido pionero en el campo de radares de vigilancia terrestre, arrancando con un trabajo original que data de los años 1949—1950. La investigación en este área ha continuado sin interrupción desde esa fecha bajo los auspicios del Departamento de Fabricación e Ingeniería de Telecomunicaciones del Ministerio de Defensa Nacional Francés. Esta investigación ha conducido a la producción de una familia completa de radares de vigilancia terrestre de creciente sofisticación. Merece destacarse:

- El suministro entre 1958 y 1961 de los radares DRMT 2 A, de los cuales 43 todavía están en funcionamiento en el Ejército francés. Además, se entregaron algunas unidades a los ejércitos de EE.UU. y Alemania para fines de experimentación.
- Desarrollo por LCT, entre 1961 y 1970, de un nuevo tipo de radar transistorizado cuya finalidad esencial fue ayudar a la artillería en el ajuste de tiro por la observación de los impactos del proyectil. Este equipo, conocido como RATAc, fue adoptado por el Ejército francés con la designación DRPC 1, por el Ejército alemán y, desde 1970, por el Ejército de EE.UU. con la designación AN/TPS 58. Se fabrica por Standard Elektrik Lorenz, Le Matériel Téléphonique y por ITT-Gilfillan. Desde esa fecha, diferentes países han decidido adquirir el radar RATAc.
- En 1966, el Ejército francés decidió que debía obtenerse una versión más simple a partir del RATAc, conocida como RASIT, para sustituir a los radares DRMT 2 A utilizados por las unidades de reconocimiento. Puesto que este programa se pospuso por razones presupuestarias, se decidió en 1970 realizar un nuevo desarrollo para mejorar las técnicas y la tecnología. Los resultados fueron el RASIT 72 A2, listo para su producción a principios de 1975.

Los resultados de las pruebas del RASIT 72 A2 realizadas por diversos gobiernos han superado las esperanzas. El personal de pruebas quedó particularmente impresionado por la claridad de la representación de TV que muestra el rastro del objetivo y contribuye a la alta probabilidad de detección y baja tasa de falsas alarmas, como ha sido demostrado durante las pruebas.

Además de sus excelentes características para la detección de objetivos en los campos de combate, el radar ha demostrado también su utilidad en el control de la ayuda de los helicópteros en las operaciones de combate.

El programa RASIT siguió, pues, una progresión

Lista de abreviaturas

RAM	- Memoria de acceso aleatorio
BCD	- Código binario decimal
MTBF	- Tiempo medio entre fallos
UTM	- Indicador universal de coordenadas

estricta, marcada por etapas bien definidas, lo que es característico de las normas de un desarrollo de ingeniería seguro y prudente.

Este programa se inició con la producción en 1966 de un modelo de factibilidad al que siguieron varios prototipos (entre ellos el RAPIERE, en 1971, mostrado en la figura 1).

Teniendo en cuenta los resultados de las pruebas de campo y un análisis de reducción de coste, la información de fabricación y las herramientas se hicieron en 1973 y comienzos de 1974.

Debe señalarse que diversos países han mostrado un profundo interés por este radar del que, aparentemente, no existe otro equivalente en la actualidad.

Misión

El RASIT 72 A2 es un radar de peso ligero para vigilancia terrestre de medio alcance.

Permite:

- detección
- captación
- reconocimiento
- localización

de objetivos en movimiento sobre el suelo o próximos al suelo, tales como:

- tropas andando o arrastrándose, o soldados aislados
- tanques, camiones y vehículos diversos



Fig. 1 Equipo de radar RAPIERE en estación.

— helicópteros o aviones ligeros volando a pequeña altura.

También puede utilizarse para guiar a las unidades propias.

Presentación

El RASIT 72 A2 es un radar de impulsos que rechaza ecos fijos mediante el uso de recepción coherente y filtros Doppler.

Principio de la recepción coherente

La detección de objetivos en movimiento se basa en el fenómeno físico conocido como efecto Doppler.

En el caso del RASIT, que transmite a una frecuencia de aproximadamente 9500 MHz, el cambio de frecuencia por efecto Doppler viene dado por:

$$\Delta F_{\text{Hz}} = 17,5 \times V_{\text{kph}}$$

Una velocidad radial de 30 kph producirá, pues, un cambio de frecuencia de 527 Hz. En este caso, la frecuencia de la radiación reflejada es:

$$F_r = F_i + 527 \text{ Hz.}$$

Aunque esta diferencia de frecuencia es pequeña comparada con la frecuencia de transmisión, sin embargo, es detectada por los circuitos RASIT.

Este cambio de frecuencia ΔF es detectado por el detector coherente. El principio del circuito utilizado consiste en producir un batido entre la frecuencia de eco y una frecuencia de referencia fija.

En el caso del RASIT, la frecuencia de batido es igual a la frecuencia Doppler requerida, ΔF .

El detector coherente extrae la frecuencia Doppler de eco. Puesto que la finalidad del RASIT es detectar objetivos en movimiento, sólo interesan los ecos cuyas amplitudes varían a la frecuencia Doppler y que, por consiguiente, contienen esta frecuencia; todos los demás son rechazados. Este rechazo lo efectúa un grupo de selectores de objetivos en movimiento consistentes en 64 puertas de análisis separadas 320 metros en un margen de 0 a 20 km en funcionamiento NORMAL, o 40 metros en un intervalo de alcance limitado de 2,5 km, en el funcionamiento AMPLIADO.

Estos circuitos tienen dos funciones:

- selección del margen de ecos para discriminación entre objetivos,
- rechazo, mediante filtraje, de los ecos que no contienen frecuencias Doppler.

El rechazo de ecos fijos se realiza aplicando las señales recibidas, después del adecuado proceso, a la entrada de un filtro paso-banda.

Este filtro está diseñado para dejar pasar solamente aquellas frecuencias comprendidas entre los valores correspondientes a los límites superior e inferior del posible margen de velocidades de los objetivos en cuestión.

La señal producida por el eco en movimiento, contiene una frecuencia Doppler y produce una señal Doppler a la salida del filtro. Después del adecuado proceso, esta señal permite representar en una pantalla al eco en movimiento y actuar a un altavoz. Esta

señal se utiliza también, durante la vigilancia automática, para disparar la señal de alarma de audio.

El objetivo en movimiento se detecta, pues, no solo visualmente, sino también por medios audibles. La naturaleza de los sonidos oídos hace posible, particularmente en el caso de un operador experimentado, reconocer el tipo de objetivo detectado y, en ciertos casos, determinar su comportamiento e intenciones.

Por otra parte, la señal producida por un *eco fijo* no contiene *frecuencias Doppler*. No produce señal alguna a la salida del filtro y es, por tanto, eliminada.

La capacidad del radar para rechazar ecos fijos, se expresa por la relación de rechazo.

Nota: Debe señalarse que la auténtica recepción coherente requiere el uso de osciladores de referencia (oscilador coherente de señal local, "coho") con una estabilidad de fase extremadamente elevada (estabilidad a corto plazo del orden de 10^{-10}).

Un método menos elaborado y menos costoso podría consistir en utilizar como señal de referencia el eco reflejado por un objetivo fijo grande que pueda estar presente en la misma puerta de resolución. Esto sería más sencillo de realizar pero, sin embargo, tiene severas limitaciones:

- Necesita la presencia de un objeto fijo próximo al objetivo que ha de detectarse, lo que no es necesariamente el caso para todos los tipos de terreno: desiertos, sabanas, pequeños ángulos de incidencia etc. La probabilidad de detección resultante es, pues, baja.
- La probabilidad de detección y la tasa de falsas alarmas dependen mayormente de los ecos fijos.
- La precisión de localización es a menudo baja ya que la medida se hace utilizando un par de señales: la del objeto fijo y la del objetivo en movimiento. Dependiendo de los niveles relativos de las señales recibidas de este par, el radar puede, alternativamente, señalar el objeto fijo o el objetivo en movimiento.

Estas desventajas han conducido a la elección de la recepción coherente auténtica para el radar RASIT 72 A2, proporcionando un factor de visibilidad tangencial del orden de 46 dB (lo que corresponde a una relación de superficie aparente del objetivo de 40.000).

Descripción

El RASIT 72 es de construcción modular, lo que permite suministrarlo en muchas configuraciones diferentes. Una versión particularmente útil, el RASIT 72 A2, está destinada para instalación en vehículos todo terreno.

Consta de cuatro unidades de pequeño tamaño y peso reducido, y de una antena.

El diagrama de la figura 2 muestra que los equipos pueden física y funcionalmente separarse en los conjuntos principales:

- el conjunto de antena,
- y la consola de operador.

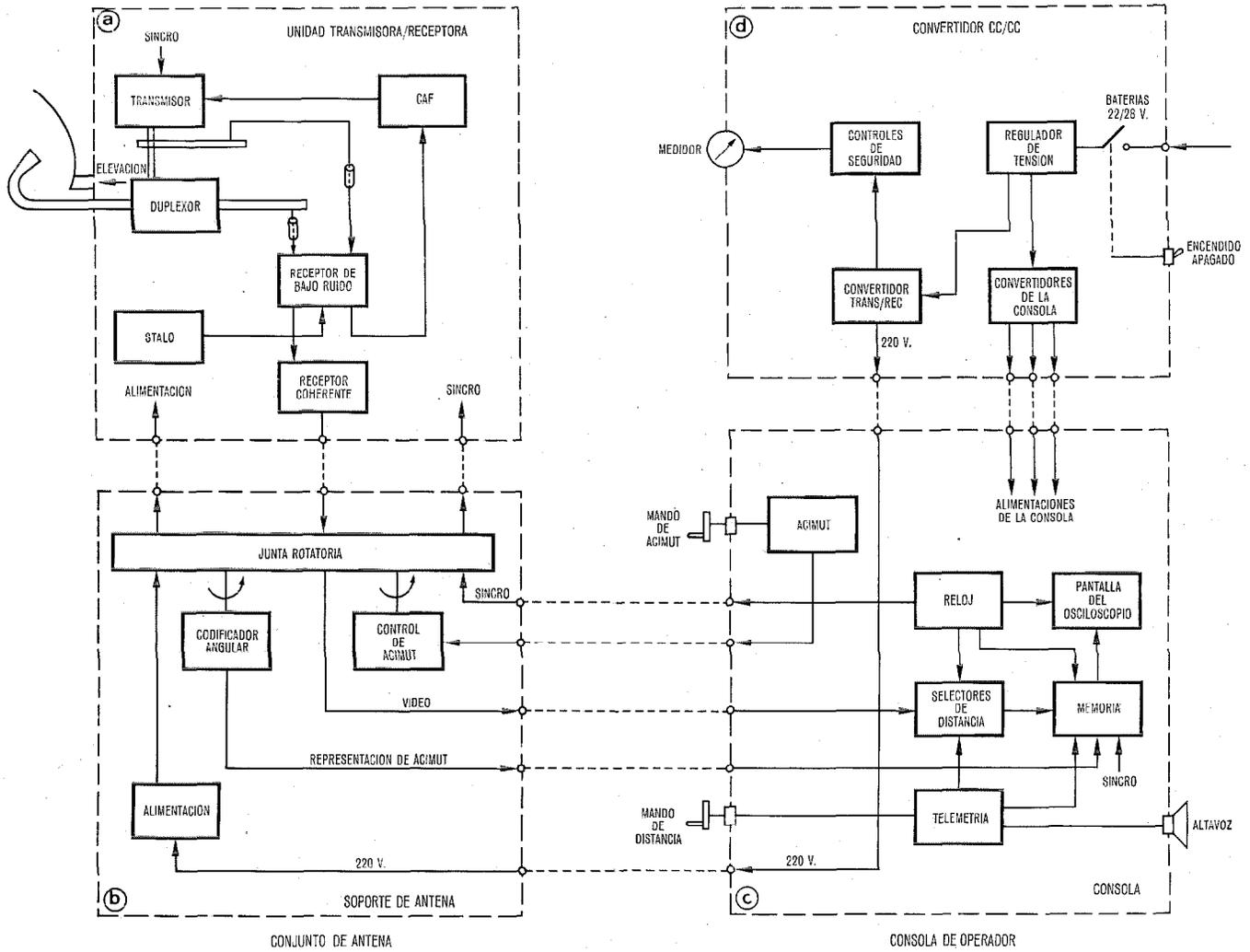


Fig. 2 Diagrama del equipo de radar RASIT 72 A 2.

Conjunto de antena

El conjunto de antena contiene todas las unidades necesarias para la transmisión y recepción. Consta de: — una unidad transmisora/receptora que incorpora también la antena:

- el transmisor consta de un magnetrón controlado por la señal de sincronismo producida por el reloj maestro de la unidad de consola. El modulador de potencia, de estado sólido, utiliza un rectificador controlado de alta velocidad y un transformador de adaptación de impedancia. El magnetrón se controla en frecuencia automáticamente con una separación de 60 MHz respecto a la frecuencia del oscilador local (Sistema de CAF)
- el duplexor y el receptor de bajo ruido utiliza tecnología triplaca. Los amplificadores de FI trabajan en 60 MHz
- el oscilador local que tiene 10 frecuencias preajustadas, utiliza un oscilador controlado por cristal seguido de un multiplicador de frecuencia de alta estabilidad y de un sistema amplificador. Las frecuencias de trabajo pueden selec-

cionarse por el operador mediante un sencillo conmutador selector

- la antena es de tipo convencional y consta de una bocina de radiación y de un reflector. El ángulo de elevación del haz de la antena se controla por rotación del reflector únicamente. La señal de RF está polarizada verticalmente. La adición de un polarizador en la fuente primaria produce polarización circular que atenúa los ecos espurios producidos por la lluvia y la nieve en 20 dB, mediante una relación elíptica de 0,9 dB, aproximadamente. Las curvas de la figura 3 muestran la disminución del alcance del radar para un objeto dado en presencia de lluvia, tanto para polarización lineal como circular, ilustran la efectividad de la última. Esto ha sido confirmado en el curso de varios trabajos experimentales con el RASIT 72
- el soporte de la antena tiene una placa rotatoria en la que se monta el conjunto transmisor/receptor/antena. Un servomecanismo, provisto de realimentación de tacogenerador, permite controlar el acimut del haz de la antena desde la consola, ya manualmente o bien con una exploración de sector

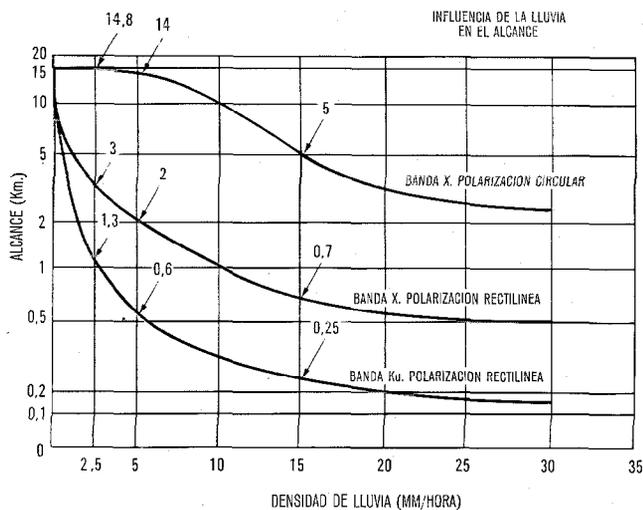


Fig. 3 Curvas de alcance del radar en función de la densidad de lluvia.

automática. Un codificador óptico de 13 bits transmite el acimut en forma de datos sucesivos para su representación en la consola.

Consola de operador

Esta consola consta de dos unidades adyacentes:

- el convertidor de suministro de energía, que produce todas las tensiones necesarias para el funcionamiento del radar a partir de una batería de 24 voltios. La unidad de antena se alimenta con un suministro de alta tensión (220 V) con objeto de reducir al mínimo las pérdidas de la línea, cuando se utiliza un cable largo (25 a 100 metros) entre la unidad de antena y la consola de operador. Los tres convertidores individuales están estabilizados en tensión para asegurar un funcionamiento correcto a partir de un suministro primario de batería de 20 a 30 V. La frecuencia de interrupción utilizada en el convertidor es igual a la frecuencia de repetición del radar, es decir, 3.600 Hz con objeto de minimizar las señales espurias que aparecen en los circuitos procesadores. Además, esta alta frecuencia asegura una excelente eficiencia y permite utilizar transformadores y circuitos de filtrado de pequeño tamaño.
- la consola de operador contiene todos los circuitos de proceso de la señal, relojes y circuitos para la representación. La mayor parte de los controles y de los indicadores necesarios para el manejo del radar están montados en el panel frontal (Fig. 4).

Una característica particularmente útil del RASIT 72 A es su pantalla, que produce una representación estable, visible a la luz del día. En esta pantalla se representan todos los datos necesarios para el operador (Fig. 5):

- coordenadas polares (acimut y distancia)
- coordenadas cartesianas (longitud y latitud)
- modo de funcionamiento
- margen de representación ampliado.

La línea central del haz de la antena y la distancia

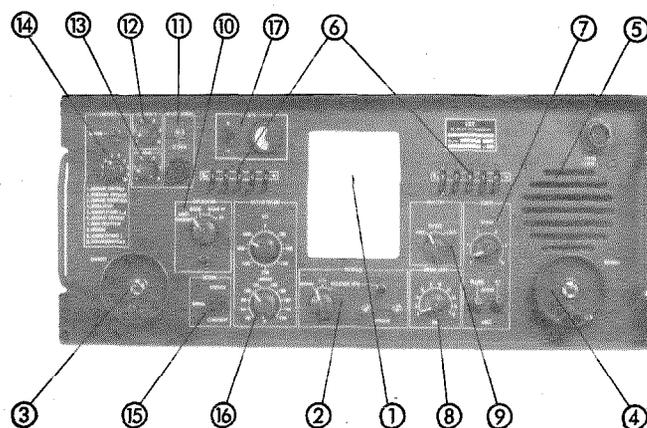


Fig. 4 Panel frontal del radar RASIT 72 A2.

- | | |
|--|---|
| 1 - Oscilador de fijación. | 10 - Selección del modo de empleo. |
| 2 - Transformación de coordenadas directa e inversa. | 11 - Circuito antena/servicio. |
| 3 - Manivela del mando de desplazamiento. | 12 - Luminosidad del osciloscopio. |
| 4 - Manivela del mando de distancia. | 13 - Umbral. |
| 5 - Altavoz. | 14 - Control automático de fallos. |
| 6 - Punto de estacionamiento UTM. | 15 - Ajuste de memoria del osciloscopio. |
| 7 - Circuito de escucha y alarma. | 16 - Zona vigilada automáticamente (Modos 1 y 3) — Eje y anchura. |
| 8 - Origen de la lupa (Modos 3 y 4). | 17 - Telemando y telefijación de la estación. |
| 9 - Selección del tipo de objetivo. | |

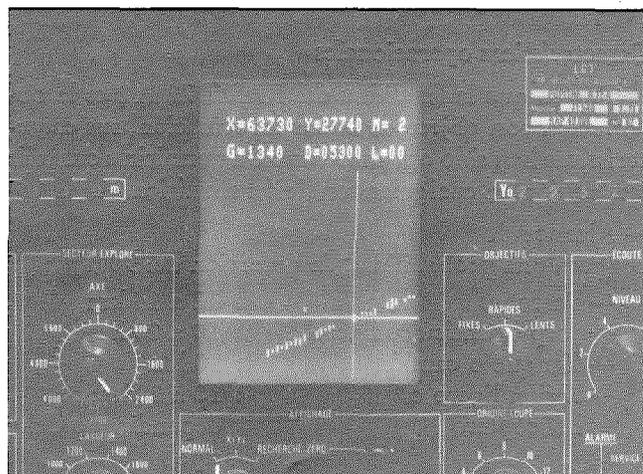


Fig. 5 - Detalle mostrando la pantalla presentadora de los datos.

del alcance están representadas por las líneas vertical y horizontal, respectivamente, de la cruz de la retícula.

Los diversos objetos presentes en la zona explorada aparecen en forma de puntos luminosos que se intensifican cada vez que son barridos por los ejes de la retícula. El principio de funcionamiento se ilustra en el siguiente diagrama-bloque (Fig. 6).

Los datos obtenidos a partir de los 64 circuitos de filtro Doppler (selectores) se inscriben en serie en una memoria de acceso aleatorio (RAM), la cual se lee al ritmo del barrido TV de la pantalla. La información contenida en cada posición de la memoria se renueva

normalmente a cada barrido de la antena. De esta manera, los ecos correspondientes a objetivos demasiado fugaces y, por tanto, difíciles de utilizar, o a falsas alarmas, se borran, ordinariamente. Dependiendo de los requisitos de funcionamiento, el operador puede también borrar completamente la imagen de la pantalla o, por el contrario, inhibir el borrado cuando, por ejemplo, desea señalar la pista de un objetivo particular. Los datos que aparecen en la parte superior de la pantalla se añaden a la señal de video de la pantalla en la salida de memoria, y por tanto, no están afectados por el borrado. Se obtienen a través de un generador de caracteres. Además, todos estos datos pueden representarse en un monitor de televisión normal de 625 líneas alejado del radar al que se une mediante un cable coaxial de 50 ohmios. Estos datos pueden también transmitirse en forma decimal de codificación binaria (BCD) sobre una línea telefónica.

Pruebas incorporadas

Con objeto de facilitar el mantenimiento, las funciones principales del equipo se prueban automática y permanentemente. Se producen señales de alarma cuando cualquiera de estas funciones es defectuosa, encendiendo una lámpara roja en la consola. El operador puede entonces identificar la función defectuosa mediante un conmutador selector y proceder, consecuentemente, a un mantenimiento de mayor nivel.

Características operacionales

Puesto que la finalidad del RASIT 72 A2 es la observación con objeto de hallar información, sus características han sido optimizadas para permitirle cumplir esta misión en cualquier condición climática.

- Alcance
(para una probabilidad de detección del 90 %)
 - Peatones : 12 a 14 km
 - Jeep o vehículos ligero : 18 a 20 km
 - Tanque o camión : 20 km
 - Avión ligero o helicóptero : 10 a 20 km, dependiendo del tipo

- Precisión de localización del objetivo (para el 90 % de los casos)
 - Alcance : ± 10 m
 - Orientación : ± 10 miliradianes
- Poder de resolución
 - Acimut : 45 miliradianes
 - Alcance (ampliado) : 50 metros
- Fiabilidad
 - Alto factor de disponibilidad debido a un MTBF (calculado) superior a : 1000 horas

Características técnicas

El RASIT 72 A2 es un radar de impulsos coherente que elimina los ecos fijos mediante el uso de puertas fijas asociadas con filtros Doppler conmutables. Esta técnica proporciona un excelente factor de visibilidad, alta probabilidad de detección y alta precisión de localización.

- Transmisor
 - Tipo: de impulsos
 - magnetrón sintonizado : Banda X (10 frecuencias preajustadas)
 - Potencia de pico : 3 kW
 - Frecuencia de repetición : 3.660 Hz
 - Anchura del impulso : 0,33 μ s
- Antena
 - Tipo: reflector parabólico, con bocina de radiación
 - Anchura del haz en acimut : 2,7°
 - Anchura del haz en elevación : 4°
 - Polarización de la radiación : vertical o circular
 - La antena puede girarse manualmente los 360°.
 - Permite vigilancia automática mediante exploración alrededor de una dirección dada que puede ajustarse en una posición cualquiera desde 0 a

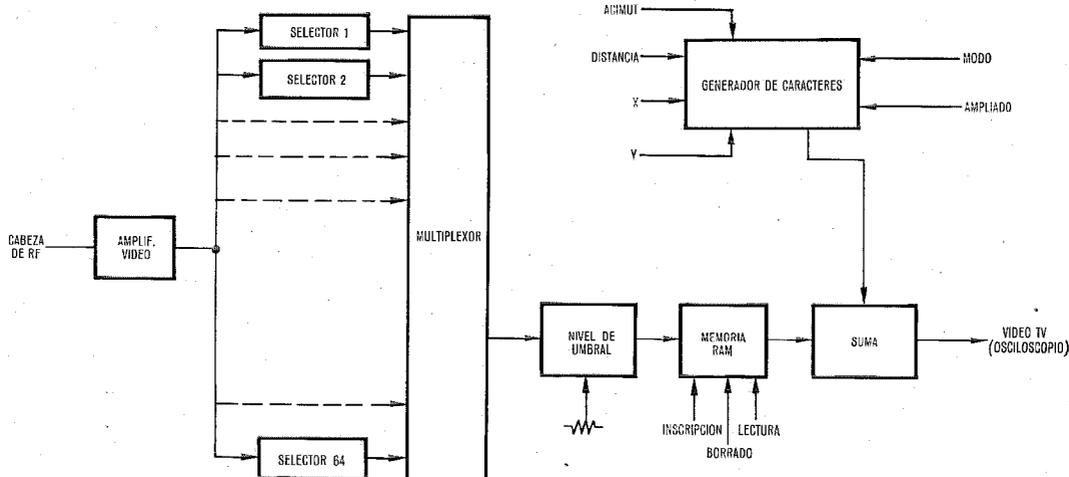


Fig. 6 Principio de funcionamiento del RASIT 72 A2.

360° y la anchura del sector explorado puede ajustarse desde 30 a 120°.

- El ángulo de elevación puede ajustarse manualmente desde -200 mrad hasta +400 mrad o, si se quiere, desde una posición alejada de la consola.

— Receptor

Tipo: superheterodino, con detección coherente

- Factor de ruido : 8,5 dB
- Sistema de control de ganancia : rápido
- Factor de visibilidad : 46 dB

— Extractor

Tipo: puertas adyacentes asociadas con filtros Doppler, extractor con tasa de falsa alarma constante

- Número de puertas : 64
- Distancia analizada por cada puerta:
 - modo normal : 320 m
 - modo ampliado : 40 m
- Alcance de la representación ampliada : 2,5 km (situada en pasos de 2 km hasta 20 km)
- Control de distancia operando manualmente la puerta de alcance asociada con un indicador luminoso.

Reconocimiento del objetivo

Escuchando la señal Doppler característica del objetivo detectado. Escucha posible con auriculares o con un altavoz.

Representación

Todos los datos que el operador necesita aparecen en la pantalla en forma de representación luminosa de televisión (visible a la luz del día):

- Radar panorámico en una pantalla tipo B (acimut/distancia) con memoria digital de las coordenadas del objetivo:
 - representación de radar normal (todos los ecos)
 - o representación de objetivos en movimiento rápido
 - o representación de objetivos en movimiento lento
- Datos digitales de los objetivos detectados:
 - acimut y distancia (coordenadas polares)
 - longitud y latitud (coordenadas UTM)
- Indicaciones del modo de funcionamiento del radar:
 - modo
 - origen de la representación ampliada
 - dirección de la antena

Todos estos datos pueden, opcionalmente, transmitirse en forma codificada a un centro de información.

Alarma automática

Un dispositivo de alarma audible y conmutable advierte al operador de un eco en movimiento o de señales de contramedidas que aparezcan en la zona vigilada.

Suministro de energía

El radar puede alimentarse con la batería del vehículo o con una batería de emergencia.

El consumo de corriente para una tensión de 26 V CC es, aproximadamente, de 5 A.

Tecnología

El equipo contiene solamente dos tubos: el magne-trón y el tubo de rayos catódicos de la pantalla. Los demás circuitos están transistorizados y utilizan circuitos integrados, siempre que es posible, montados en tarjetas de circuito impreso de dos o cuatro capas.

Puesto que el circuito "selector" que consta de una puerta y dos filtros Doppler (rápido y lento), se repite 64 veces en cada equipo, se ha realizado en forma de módulo de circuito híbrido de película gruesa. En un circuito impreso de cuatro capas se montan dieciséis módulos, juntamente con un multiplexor de circuito integrado que analiza secuencialmente los 16 módulos con objeto de reducir el tamaño del conector y la complejidad del cableado.

Los receptores de RF utilizan tecnologías triplaca, montándose los diodos detectores en cavidades co-axiales para permitir una fácil sustitución.

Los amplificadores de frecuencia intermedia utilizan circuitería impresa de impedancia definida (50 ohmios) y se montan en cajas metálicas, fundidas, de precisión.

Las cajas que contienen el equipo, que son tan sencillas como es posible, son de fundición y requieren una mecanización mínima.

Los componentes utilizados son de origen reciente pero se encuentran ya en el comercio y están de acuerdo con las especificaciones militares.

Estado del desarrollo

El programa del RASIT 72 A se encuentra en el final de la etapa del desarrollo de producción. Toda la información de fabricación se ha completado y comprobado mediante la producción de varios prototipos. Se han desarrollado también las principales herramientas para la fabricación. Se han desarrollado totalmente los equipos de pruebas eléctricas de conjuntos y sub-conjuntos, con objeto de reducir al mínimo el tiempo de ajuste. Varios de estos equipos de prueba son enteramente automáticos. Finalmente, también se han desarrollado los equipos de mantenimiento destinados a conservar los equipos de radar en el campo.

Desde mediados de 1973 se están homologando prototipos por varios ejércitos europeos. Estas pruebas han puesto de manifiesto la calidad del RASIT

72 A, tanto técnica como funcionalmente, y también su excelente fiabilidad.

Agradecimientos

La Compañía del Laboratoire Central de Télécommunications quiere expresar su agradecimiento al Ministerio Francés de Defensa por su considerable ayuda en la promoción del radar RASIT 72 A2. En particular, la Compañía quiere agradecer a los ingenieros militares de la Sección de Estudios y Fabricación de Telecomunicaciones y al personal del Departamento Técnico del Ejército Francés (STA) su ayuda en la definición de las características técnicas y funcionales del equipo.

Bibliografías

- [1] J. Darricau: Physique et Theorie du Radar (Física y teoría del radar: Los receptores modernos).
- [2] G. van den Broek d'Obrenan: Le Radar Sds; Onde Electrique, n° 451, octubre 1964.

- [3] General Assens: Radars de surveillance du sol RATAc et RASIT (Radares de vigilancia del suelo, RATAc y RASIT) Interavia n° 6053, julio 1966.
- [4] General Assens: La Radio Détection; Onde Electrique, septiembre 1971.
- [5] General J. Marzloff: Les radars de surveillance de la zone de combat (Los radares de vigilancia de la zona de combate) Revue Internationale de Défense, n° 5, 1972.
- [6] Les Radars dans l'Arme Blindée Cavalerie (Radares de los cuerpos blindados); Bulletin de l'Arme Blindée-Cavalerie, n° 44, 1971.

Pierre Stoll nació en 1930 en París. Licenciado en ciencias por la Universidad de París, ingresó en el Laboratoire Central de Télécommunications en 1959 y participó en el desarrollo de amplificadores paramétricos en las bandas L y S. A partir de 1961 participa en el desarrollo del radar RATAc/TPS 58.

Jefe de departamento de la División RADAR de LCT desde 1969, dirige ahora trabajos principalmente consagrados a los radares de vigilancia del suelo de alcance medio (Programa RASIT) y a los radares meteorológicos.

El sistema DLS - Otra alternativa para el sucesor del sistema ILS

El sistema de aterrizaje instrumental DLS, que se sometió a la OACI por la República Federal alemana como sucesor del sistema normalizado ILS, se basa en el sistema universalmente conocido de medida de distancias DME y ofrece una solución más económica para el usuario.

M. BOHM
G. PEUKER

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania Federal

Introducción

Los orígenes de los actuales sistemas normalizados ILS de aterrizaje instrumental se remontan a los años 1930, cuando el Dr. E. Kramar inventó y desarrolló sus principios básicos trabajando para C. Lorenz AG, predecesora de Standard Elektrik Lorenz AG [1].

El continuo incremento del tráfico aéreo que incluye a diferentes tipos de aeronaves para CTOL, STOL y VTOL exige mejoras que ya no pueden lograrse con el sistema ILS. Los requisitos más urgentes se refieren a un mejor comportamiento en caminos múltiples y a la posibilidad de tomar diversos trayectos de aterrizaje (en lugar del trayecto único ofrecido por el sistema ILS).

Por consiguiente, la recomendación SC 117 de la RTCA (Radio Technical Commission for Aeronautics — Comisión Radio Técnica de Aeronáutica) de EE.UU. comenzó en 1967 a definir las especificaciones deseables para un sistema sucesor del ILS. Las recomendaciones de ese comité estuvieron apoyadas por la Administración Federal de Aviación de EE.UU., FAA, y dió comienzo a un programa estadounidense de tres fases para desarrollar este nuevo sistema sobre una base nacional.

En 1972, la OACI, responsable de la normalización internacional de los equipos de aviación civil, creó también especificaciones para un futuro sistema de aterrizaje y, además, pidió propuestas del sistema a sus naciones miembros.

Cinco naciones respondieron a este llamamiento: Estados Unidos, Reino Unido, Australia, Francia y Alemania. Estas naciones proporcionarán los modelos de prueba, de acuerdo con sus propuestas, a finales de 1975 y en 1976 la OACI seleccionará, de los sistemas propuestos, el más adecuado como sucesor del sistema ILS (sin embargo, el ILS continuará como sistema normalizado hasta por lo menos 1986).

La propuesta alemana está basada en un concepto deducido por SEL y llamado DLS (sistema de aterrizaje basado en el DME). El programa para la realización de este concepto está financiado principalmente por el Ministerio de Investigación y Tecnología (BMFT). El Ministerio de Transportes (BMV) ha dado a la Agencia de Aviación alemana (BFS) la responsabilidad de supervisar el proyecto y su realización técnica. Dicha Agencia, también suministra los fondos necesarios para las pruebas de vuelo y la homologación del sistema que serán realizadas por la DFVLR (Instituto Alemán de Pruebas e Investigación de Aviación y del Espacio). Standard Elektrik Lorenz AG, como contra-

tista principal y Siemens AG como subcontratista, representan a la industria. En las figuras 1 y 2 se dan la descripción y estructura del programa.

El programa comenzó en julio de 1973 y terminará a finales de 1975.

Requisitos para el nuevo sistema

El nuevo sistema de aterrizaje de la OACI ha de cumplir los requisitos operacionales que fueron aceptados en la 7ª Conferencia de Navegación Aérea, Montreal 1972.

Los requisitos más importantes se refieren a las siguientes áreas:

Tabla de abreviaturas

AFCS	= Automatic Flight Control System (Sistema de control de vuelo automático)
ATC	= Air Traffic Control (Control de tráfico aéreo)
AWOP	= All-Weather Operation Panel (AWOP o Junta de operaciones en cualquier condición atmosférica)
CTOL	= Conventional Take-off and Landing (Despegue y aterrizaje convencional)
DGON	= Deutsche Gesellschaft für Ortung und Navigation (Asociación de Navegación alemana)
DLS	= DME - Based Landing System (Sistema de aterrizaje basado en el DME)
DLS-S	= idem idem - elevación
DME	= Distance Measuring Equipment (Equipo de medida de distancia, internacionalmente normalizado y mundialmente conocido)
DFVLR	= Deutsche Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt (Centro de pruebas e investigación alemán para la aviación y el espacio)
ILS	= Instrumental Landing System (Sistema de aterrizaje instrumental)
MLS	= Microwave Landing System (Sistema de aterrizaje por microondas)
NIAG	= NATO Industrial Advisory Group (Grupo consultivo industrial de la NATO)
OACI (ICAO)	= Organización de Aviación Civil Internacional (International Civil Aviation Organization)
RTCA	= Radio Technical Commission for Aeronautics (Comisión Radiotécnica para Aeronáutica)
STL	= Short Take-off and Landing (Despegue y aterrizaje en corto espacio)
VTOL	= Vertical Take-off and Landing (Despegue y aterrizaje verticales)
T_o	= Retardo de tierra según el azimut
T_c	= Retardo de tiempo según el azimut

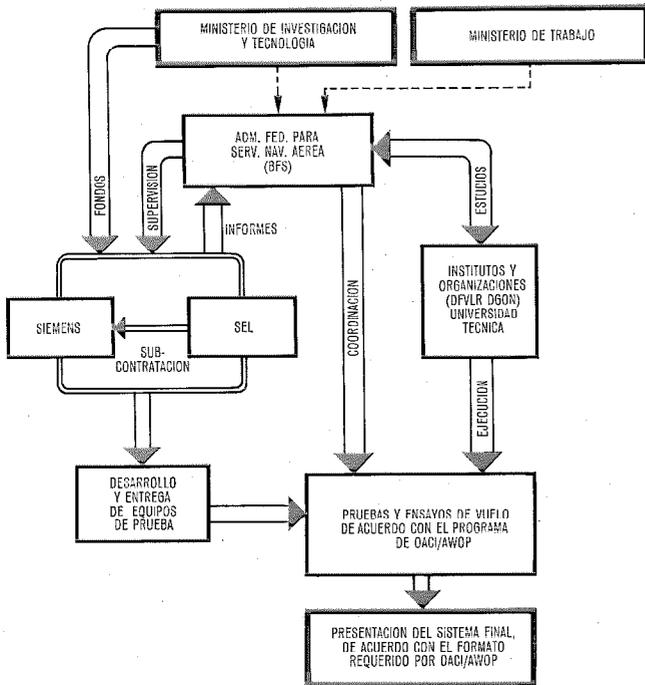


Fig. 1 Estructura de la organización para el programa DLS.

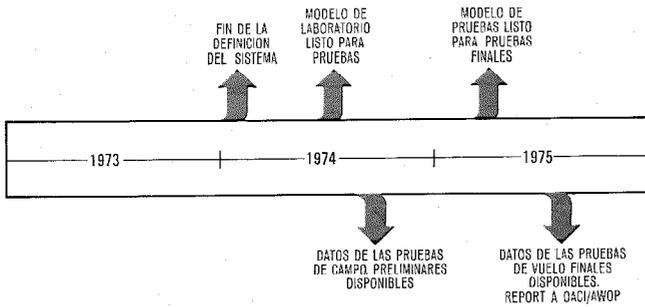


Fig. 2 Hitos del programa DLS.

- alta seguridad, fiabilidad e integración;
- precisión suficiente, incluso en condiciones de propagación por caminos múltiples;
- perfiles de aproximación flexibles, que permitan la optimización de los caminos de aproximación con respecto a las diferentes dinámicas de las aeronaves (CTOL, STOL, VTOL), máximo flujo de tráfico, reducción de ruido y mínima polución;
- amplio volumen de cobertura para las tres coordenadas, es decir, $\pm 40^\circ$ mínimo en el plano horizontal, hasta 15° en el plano vertical, alcance de 20 millas náuticas y altura máxima de 6100 metros (20.000 pies), aproximadamente;
- capacidad suficiente de tráfico, aproximadamente 100 aeronaves por estación, hasta 200 canales;
- serán posibles versiones simplificadas de los equipos de aire y tierra para operaciones limitadas, pero todas las versiones deberán ser compatibles;
- es altamente deseable un mínimo esfuerzo para inspección y mantenimiento;
- los factores económicos globales deberán considerarse de importancia primaria.

A este respecto se pueden cambiar algunas condiciones operacionales o ser suprimidas si son muy caras en relación con su valor funcional.

El concepto del DLS

El DLS se concibió siguiendo la idea de basar el nuevo sistema de aterrizaje en el equipo actual normalizado de a bordo. El mejor sistema básico para tal solución es el DME, equipo de medida de distancia, normalizado mundialmente por la OACI. Este sistema ofrece excelentes posibilidades de desarrollo y sus propiedades le hacen recomendable no sólo para fines de vuelo sino también para aterrizaje.

El sistema DME da al piloto la distancia radial. Pero un sistema de aterrizaje también ha de ofrecerle el ángulo azimutal y el de elevación. La forma más sencilla de conseguir esto es utilizar los canales DME tierra/aire como un sistema de "enlace de datos" y transmitir a través de este canal los datos relativos al ángulo que se obtienen por la estación terrestre que mide el ángulo de incidencia de los impulsos de interrogación transmitidos por la aeronave. Este concepto se muestra en la figura 3. Las interrogaciones (pares de impulsos) de una aeronave se reciben en la estación DLS-A que está situada en el extremo de la pista de aterrizaje. Esta estación tiene un respondedor DME y adicionalmente está equipada con un radiogoniómetro especial, rápido (y por tanto, "monoimpulso") que mide el ángulo de incidencia de cada interrogación con un error inferior a $0,1^\circ$. La respuesta a cada interrogación de cualquier aeronave que utilice este respondedor va seguida de otro impulso cuya posición respecto a esa respuesta contiene el ángulo de incidencia o azimut bajo el cual se recibió la respectiva interrogación. La aeronave extrae de todas las respuestas solamente la suya por me-

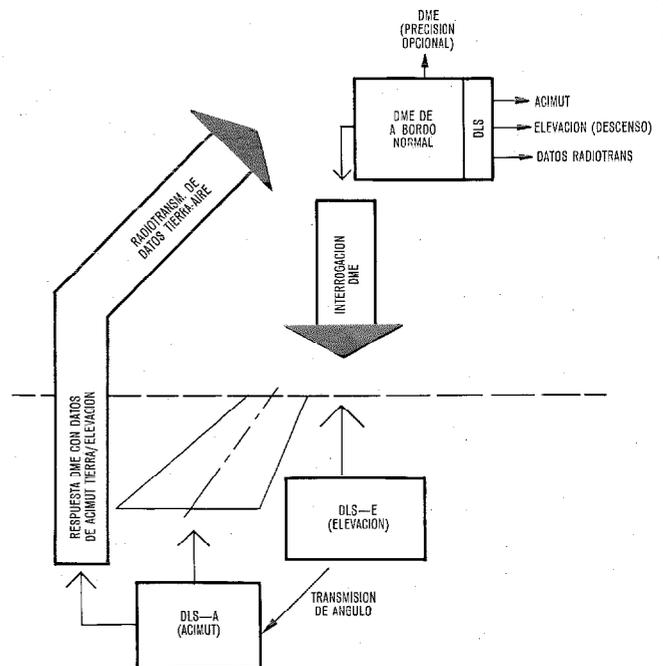


Fig. 3 Flujo de la información básica DLS.

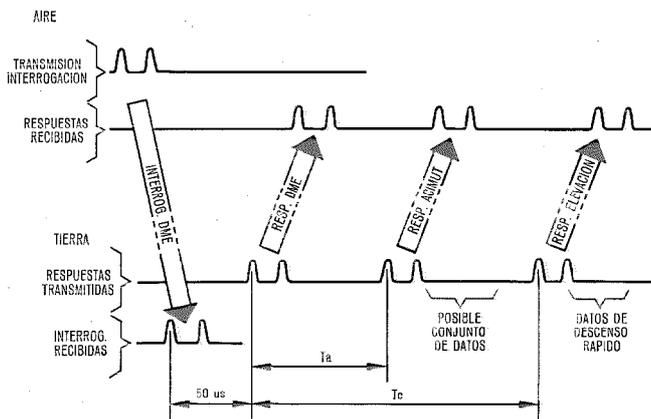


Fig. 4 Formato de la señal para DLS.

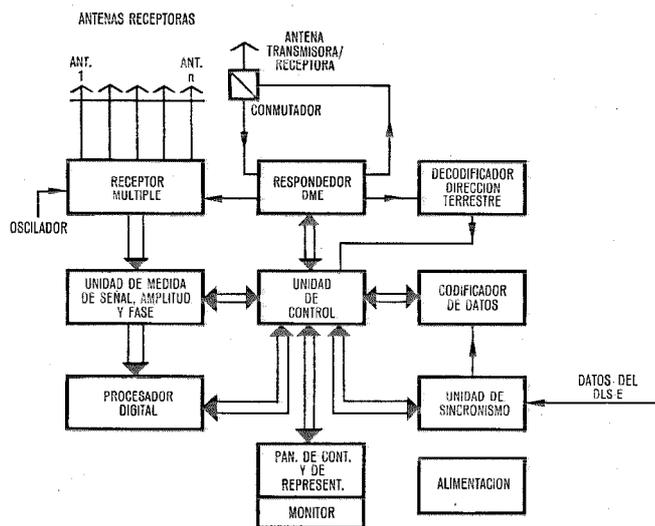


Fig. 6 Diagrama de bloques de la estación terrestre DLS-A.

dio del sistema de seguimiento y búsqueda DME y obtiene su azimut decodificando el intervalo de tiempo entre la respuesta y el siguiente impulso azimutal.

Próxima al punto de aterrizaje y al lado de la pista se sitúa la estación DLS-E que es también un radiogoniómetro especial monoimpulso que determina el ángulo de elevación de cada aeronave que efectúa una interrogación también con un error inferior a 0,1°. Este ángulo se transfiere a la estación azimutal, mediante cable o radio, y se añade a la respuesta DME y al impulso azimutal como un impulso adicional cuya posición con relación a la respuesta DME contiene el ángulo de elevación. La figura 4 muestra los detalles.

Estos impulsos se decodifican mediante el equipo agregado DLS a bordo, cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 5. Se utiliza un sistema sencillo de búsqueda y seguimiento para correlacionar las respuestas DME y los impulsos de ángulo recibidos, con objeto de poder utilizar procedimientos más convencionales, es decir, procesadores digitales lentos en las estaciones terrestres, que evitan transmitir impulsos azimutales y de elevación inmediatamente después de los impulsos de respuesta y que puedan requerir 1—2 ms antes de

que se disponga de los datos precisos de ángulo para la transmisión.

En la figura 6, se muestra el diagrama de bloques del DLS-A y más adelante se explica con mayor número de detalles. Una característica importante es el receptor múltiple es decir, un número de receptores igual al número de elementos de antena. El diagrama de bloques del sistema DLS es muy similar al del DLS-A.

Una característica especial hecha posible por el sistema DLS es la capacidad de transmisiones direccionales desde la estación terrestre. Puesto que el azimut de cada interrogador se conoce con error de microsegundos puede seleccionarse, antes de la transmisión, la adecuada antena transmisora direccional. Se evita así la transmisión omnidireccional innecesaria.

Características más importantes del sistema DLS

El sistema DLS presenta numerosas ventajas que se deben al principio en que se basa (sistema derivado de

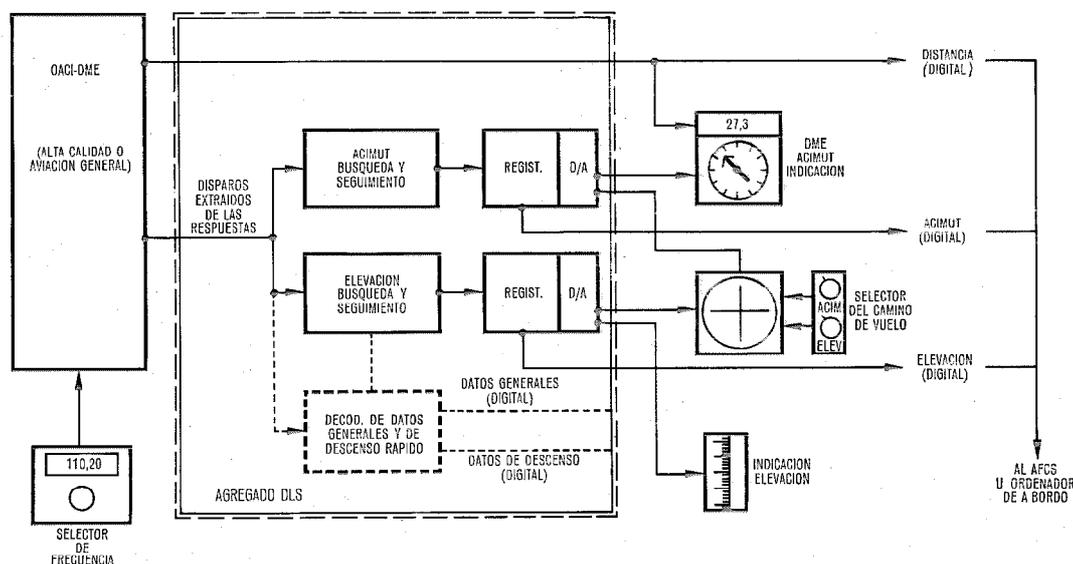


Fig. 5 Diagrama de bloques del equipo de a bordo DLS.

El sistema DLS

tierra), así como al uso de canales DME. El uso de canales DME conduce a los siguientes puntos "fuertes":

- mejor relación comportamiento/coste,
- mismo equipo y antena a bordo para navegación en vuelo, aproximación, aterrizaje y descenso rápido,
- enlaces de datos integrados con los canales DME,
- uso de sistemas existentes, con unidades de sustitución.

La utilización de un sistema derivado del terrestre con radiogoniómetros de base también terrestre envuelve las siguientes ventajas:

- Capacidad de canal común,
- mayor posibilidad de supresión de trayectos múltiples de propagación mediante computadores terrestres,
- posibilidad de determinar ángulos de elevación sobre el plano/coordenadas cónicas, información plana azimutal,
- sistema integrado de aterrizaje vertical,
- fácilmente ampliable para fines de control de tráfico aéreo (ATC),
- transmisión solamente a petición,
- instalación terrestre flexible sin cambio del formato de la señal.

La notable relación comportamiento/coste del DLS se logra combinando el principio del sistema derivado de tierra y el sistema existente DME.

La figura 7 explica cómo se transforma un equipo DME normal de a bordo en el equipo DLS de a bordo, utilizando un simple aditamento que contiene los circuitos de extracción del ángulo y que se alimenta con los impulsos de video del equipo DME. La figura 8 muestra el correspondiente equipo tal como se implementa actualmente para las pruebas de vuelo.

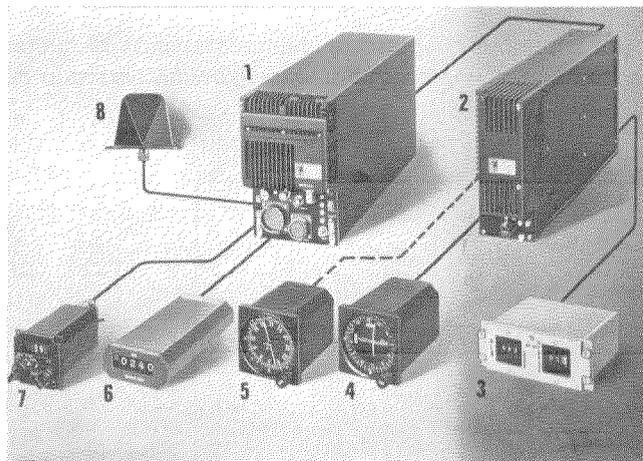


Fig. 7 Instalación de a bordo del DLS.

- 1 - DME normal
- 2 - DLS agregado
- 3 - Selector de trayectoria de vuelo
- 4 - Indicador de desviación de trayectoria de vuelo
- 5 - Indicador de rumbo
- 6 - Indicador de distancia
- 7 - Selector de frecuencia NAV
- 8 - Antena DME.

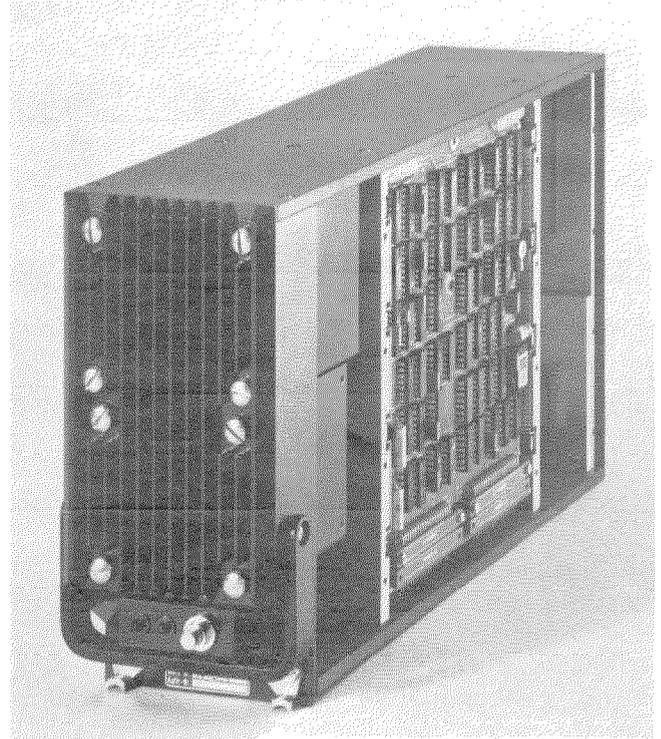


Fig. 8 Suplemento de a bordo del DLS (para pruebas de vuelo).

Tabla 1 - Los 40 canales DME asignados para uso con los 40 canales ILS internacionales (OACI, anexo 10)

ILS	DME
108,1 MHz	18 X (1042/979 MHz)
108,15 MHz	18 Y (1042/1105 MHz)
108,3 MHz	20 X (1044/981 MHz)
108,35 MHz	20 Y (1044/1107 MHz)
...	...
111,9 MHz	56 X (1080/1017 MHz)
111,95 MHz	56 Y (1080/1143 MHz)

Los futuros equipos DME contendrán circuitos DLS integrados sin que se necesite ningún aditamento mecánico.

Con respecto a la economía de frecuencias, sólo hay que utilizar canales DME asignados (ver tabla 1).

La utilización de las frecuencias de la banda L (1 GHz) presenta la siguiente desventaja. Puesto que los sistemas competidores han de trabajar en las frecuencias de la banda C (5 GHz), pueden utilizarse mayores aperturas de antena para el mismo tamaño mecánico y, por tanto, pueden esperarse mayores precisiones en un ambiente de intensos trayectos múltiples de propagación de acuerdo con la teoría admitida. Sin embargo, el principio básico elegido para el DLS permite un proceso de la señal más elaborado mediante un computador digital de alta calidad que procesa tanto fase como amplitud de las señales de RF y que contrarresta la desventaja de frecuencia hasta cierto punto (sin embargo, con respecto a las propiedades de radiopropagación, la banda L es superior a la banda C).

Una ventaja importante del sistema DLS es su posibilidad de canal común que permite trabajar varias

estaciones terrestres con el mismo canal. Esto es posible utilizando el procedimiento de transmitir sólo bajo petición, lo que significa que las estaciones terrestres transmiten solamente si las interrogaciones DME lo piden mediante un código especial.

Si un interrogador selecciona una estación terrestre específica, solamente esta estación contesta, aunque todas las demás estaciones que están dentro de la cobertura del interrogador de a bordo reciben también las interrogaciones. Esta capacidad de intercambiar datos en dos direcciones califica al sistema DLS de concepción avanzada para ATC.

Otra ventaja del DLS es su posibilidad de proporcionar coordenadas planas o cónicas, según lo pida la aeronave de aterrizaje.

Después de esta rápida ojeada, se describe el sistema DLS con más detalle en los párrafos que siguen.

Consideraciones sobre el equipo

Desde el punto de vista de planificación del sistema, la experiencia funcional disponible derivada del sistema DME existente es una sólida base para la concepción del DLS. El esfuerzo puede, pues, concentrarse en las partes nuevas del sistema. Este principio de desarrollo evolutivo en el campo de ayudas a la navegación con altos requisitos de integración, es también ventajoso para la realización técnica del nuevo equipo. Puede utilizarse una tecnología ya experimentada e incluso partes de equipo existentes o compradas. Además, el principio del DLS permite la utilización de circuitería digital en gran escala. Sólo algunas partes son realmente nuevos desarrollos, especialmente el conjunto de antenas, el receptor múltiple, los módulos de medida fase/amplitud, un procesador digital rápido y, naturalmente, la circuitería de control necesario. Las secciones que siguen explican los fundamentos de las partes nuevas. Se supone conocido el sistema DME convencional [1].

Estaciones terrestres

La figura 6 muestra un diagrama de bloques de la estación terrestre DLS-A. La interrogación se recibe mediante el conjunto de antenas circular que tiene un diámetro de 10 longitudes de onda y 48 elementos de antena (ver Fig. 9 que muestra el modelo de prueba DLS-A). Con objeto de conseguir el necesario radiogoniómetro monopulso, cada antena se conecta a su propio receptor (receptor múltiple), estando todos alimentados por un oscilador local común. La primera FI es de 63 MHz, que se consigue utilizando la frecuencia transmisora como oscilador local (técnica bien conocida en DME). La segunda FI es 4 MHz.

Las diferencias de fase y amplitud en el receptor múltiple se corrigen en el ordenador midiéndolas con un impulso de prueba transmitido cada pocos segundos desde una etapa especial situada en el centro del conjunto circular. Esto, al mismo tiempo, forma parte del concepto de supervisión.

Una propiedad importante de los receptores es un control rápido de ganancia automática impulso a im-

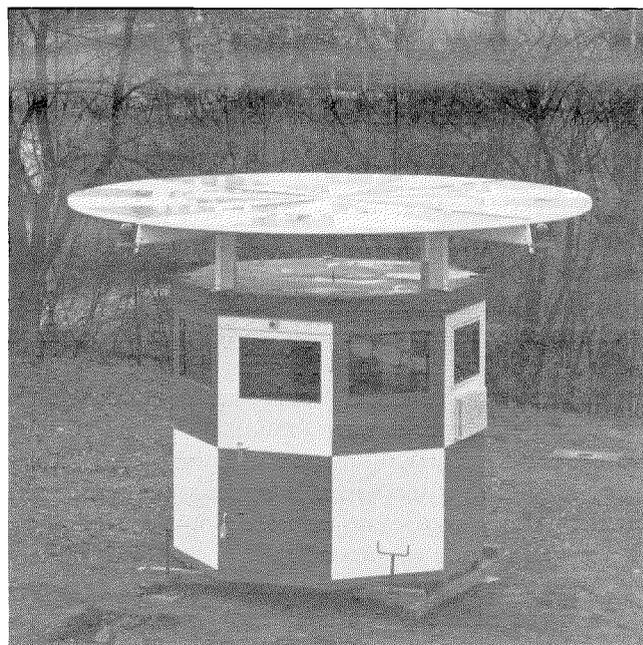


Fig. 9 Estación terrestre DLS-A (modelo de prueba).

pulso, con objeto de realizar la medida de fase y amplitud en el borde delantero del primer impulso DME para supresión del efecto de trayectos múltiples de propagación. El control de ganancia rápido se obtiene insertando atenuadores en pasos de 10 dB, controlados por un dispositivo de muestreo a la salida del amplificador de FI, que da una señal cada vez que se excede un nivel de tensión especificado. Este proceso se detiene en el punto 50% del impulso, que se mide mediante un circuito especial. Desde este momento, el impulso debe amplificarse linealmente en un margen dinámico limitado de unos 10 dB solamente, mientras que el margen total de las señales de entrada es de 90 dB.

Las salidas de los amplificadores de FI se llevan a los circuitos de medida de amplitud y fase que entregan valores digitales para ambos parámetros de RF. Las técnicas de medida son bastante convencionales. Los resultados se aplican a un procesador digital especial que es una parte esencial del sistema DLS. Con objeto de mantener unas dimensiones mecánicas razonables de la antena en la banda L, ha habido que aplicar métodos complejos de evaluación de la señal. Para optimizar el método de cálculo del ángulo a partir de los valores de amplitud y fase, en pruebas de campo reales, se ha utilizado un ordenador digital rápido cuyo programa puede cambiarse con facilidad. Por simulación de condiciones artificiales de trayectos de propagación múltiples, se hace una selección preliminar de los métodos adecuados. Se han estudiado varios de estos métodos cuyos resultados no pueden describirse en este corto artículo, pero que son muy prometedores, de forma que las dimensiones de la antena para el sistema DLS pueden mantenerse tan pequeñas como las de los sistemas que trabajan en las frecuencias más altas de la banda C.

El sistema DLS

La siguiente tabla da la cobertura del sistema DLS-A, que excede los requisitos de la OACI:

— Azimut:	alcance	30 Mn
	horizontal	360°
	vertical	0 a 75°
	altura máxima	6100 m (20.000 pies).
— Distancia:	alcance	30 Mn
	horizontal	360°
	vertical	0 a 90°
	altura máxima	6100 m (20.000 pies).

Como se muestra en la figura 10, para determinar el ángulo de elevación con el sistema DLS-E se utiliza un conjunto vertical lineal (equipo de elevación), cuyo diagrama de bloques es muy similar al descrito para el DLS-A. El ángulo de elevación calculado en el ordenador DLS-E se transfiere a la estación azimutal y se transmite desde aquí como un tercer impulso, de nuevo sincronizado con la respuesta DME.

Juntamente con el conjunto de antena vertical, pueden situarse en ese punto conjuntos horizontales mediante los cuales puede medirse un ángulo adicional referido a esa posición. Esta combinación permite el cálculo de elevación plana, mientras que el conjunto lineal sólo permitiría medidas de coordenadas cónicas. Además, de esta combinación pueden derivarse datos de guía para la fase de descenso rápido. De ambos ángulos y de la distancia exactamente conocida del DLS-E a la línea central de la pista, puede calcularse la altura exacta de la aeronave que se aproxima, lo que es necesario para el descenso rápido.

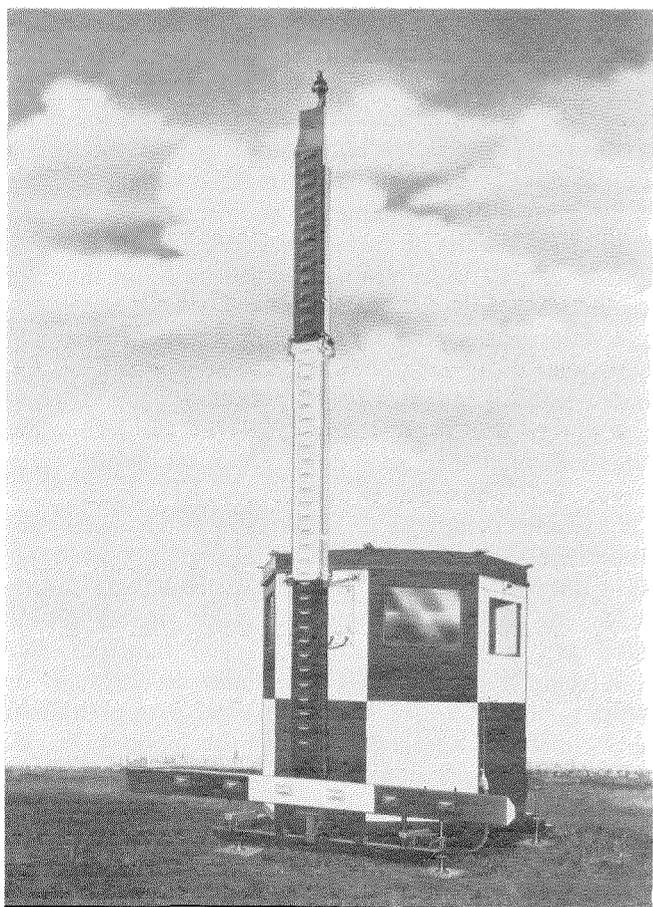


Fig. 10 Estación terrestre DLS-E (modelo de pruebas).

El aspecto más importante de este sistema es que ya no se requiere una medida de distancia para el cálculo de la altura a partir de la elevación y distancia, lo que constituye el método usual en otros sistemas de aterrizaje por microondas. En su lugar, se utilizan medidas de ángulos con su propiedad natural de que los errores absolutos se hacen más pequeños cuanto más se aproxima el origen de la medida. En el otro caso, se provee una información DME de alta precisión en todo el volumen de cobertura, donde no es necesario: ésta no parece ser una solución económica. El sistema especial DLS de aterrizaje permite una medida precisa del ángulo de aterrizaje, alcance horizontal y altura también con equipos DME convencionales.

El concepto del DLS permite el funcionamiento de todas las facilidades terrestres en un solo canal de frecuencia.

Para un sistema de descenso se necesitan dos conjuntos de antena lineales dispuestos perpendicularmente o un conjunto circular. En el programa actual del DLS, sólo se ha complementado un sistema horizontal de antenas (como se muestra en la figura 10) que sirve para conversión de coordenadas cónicas/planas, en un volumen de cobertura suficiente. Se ha planificado para una fase posterior la realización de un sistema completo de aterrizaje de descenso rápido.

El volumen de cobertura del DLS-E es como sigue:

— alcance	> 30 millas náuticas
— horizontal	± 75° (ampliable)
— vertical	0 a 75°
— altura máxima	6100 m (20.000 pies).

A continuación se menciona la función de un importante módulo de la figura 6. El decodificador de dirección de la estación terrestre es necesario para lograr el funcionamiento de canal común de varias estaciones. En este caso, la interrogación de a bordo está adecuadamente codificada con una dirección que se selecciona en la aeronave. Esta característica permite un despliegue operacional casi sin restricciones de las estaciones DLS, incluso en áreas geográficas donde se necesite un amplio número de facilidades. La codificación de 16 direcciones terrestres puede conseguirse mediante separaciones diferentes de los impulsos y modulación por desplazamiento de fase de RF. Suponiendo que se asignen 20 canales de frecuencia para uso con DLS de los 40 disponibles (ver tabla 1), se dispondría de un total de 320 canales DLS.

Formato de la señal

La figura 4 muestra los parámetros más importantes del formato de la señal, según se especifican en la actualidad. Una interrogación de a bordo (posiblemente codificada con una dirección terrestre) se transmite desde el equipo de a bordo DME y se recibe en los DLS-A y DLS-E. Como primera reacción, la estación terrestre DLS-A transmite la respuesta DME después de un retardo de 50 μ s. En ambas estaciones, se calculan los ángulos respectivos, convirtiéndose el resultado en un retardo de tiempo referido al momento en que se transmitió la respuesta DME. Se transmite entonces

una respuesta de azimut y elevación de acuerdo con este código de tiempo, que es $1 \mu\text{s}$ por ángulo de $0,1^\circ$.

El impulso de azimut puede ir seguido por un número de impulsos que llevan la transmisión tierra-aire de un grupo de señales de datos (codificación telegráfica). Esto se hace con baja velocidad (por ejemplo, uno por segundo) y se indica por un espaciamiento del impulso especial de la respuesta azimutal ($9 \mu\text{s}$ en lugar de $12 \mu\text{s}$). La respuesta de elevación puede ir seguida por un número de impulsos codificados telegráficamente con la altura (o elevación y distancia horizontal) medida por el sistema de aterrizaje con descenso rápido. Esto se hace para una o dos aeronaves seleccionadas que se encuentren en la fase de descenso rápido.

Después de haber establecido un formato de señal de este tipo, basado en DME, debemos referirnos al número de aeronaves que una estación puede servir simultáneamente. Los cálculos realizados teniendo en cuenta la distribución probable de acceso aleatorio DME y especificados los parámetros técnicos (por ejemplo, velocidad de interrogación 30 Hz, anchuras y separaciones de los impulsos, tiempo muerto del respondedor y limitación de la máxima velocidad de respuesta a 4000/s) han mostrado, que el número de equipos de a bordo que pueden servirse al mismo tiempo es bastante superior a 200 con una velocidad de renovación de 15 Hz para las tres coordenadas. Esta capacidad podría todavía incrementarse reduciendo la velocidad de renovación de los datos de posición cuyo requisito es sólo de 5 Hz.

Equipo de a bordo

El equipo DLS agregado al equipo a bordo DME convencional contiene circuitos digitales muy sencillos para decodificar la información angular y de descenso rápido, así como los datos radiotransmitidos. Para extraer la información angular a partir de los impulsos de video recibidos, se utiliza el mismo principio de búsqueda y seguimiento que en el sistema DME, realizado con tecnología moderna. Este concepto es de probada funcionalidad y da un alto grado de integridad para los datos decodificados. La resolución de esta decodificación angular es muy alta, la medida de tiempo puede fácilmente hacerse mejor que $0,1 \mu\text{s}$, que equivale a $0,01^\circ$. La información se lleva luego a la instrumentación de a bordo, mostrada en la figura 5 sólo como un ejemplo.

Los datos generales y de descenso rápido se decodifican en un circuito especial. El ulterior proceso o representación de estos datos dependerá de la futura disposición de la carlinga y de los sistemas de control de vuelo avanzados. La figura 7 muestra la instalación del agregado DLS de a bordo juntamente con el equipo actual.

Conclusión

El sistema DLS es uno de los cinco sistemas de aterrizaje que están en competición para su aceptación por la OACI como sucesores del sistema ILS, el sistema actual de aterrizaje instrumental normalizado. Es el único sistema, sin embargo, que funciona en los canales de frecuencia DME terminales asignados para uso con ILS. En esto estriba su fuerza. La idea básica del DLS de convertir el equipo de navegación de a bordo normal en un equipo también adecuado para aterrizaje con la sola adición de un pequeño aditamento y a un costo razonable ha recibido ya la atención internacional. Además, el desarrollo de nuevos y mejorados métodos para el proceso de las señales de ayuda a la navegación puede aprovecharse para otros sistemas distintos de los estrictos de radio-aterrizaje.

Cuando se termine el actual proyecto DLS, a finales de 1975, la participación en una difícil competición internacional con el resultado de un incremento de capacidad y experiencia habrá contribuido a mantener y ampliar la posición de la República Federal Alemana en el campo de la radionavegación y aterrizaje.

Los autores desean expresar su agradecimiento a Herr Bohr de BFS y a Herr Schnak de BMFT por todas las discusiones y valiosas sugerencias, así como por su ayuda en el programa.

Referencia

- [1] E. Kamar: Funksysteme für Ortung und Navigation; Verlag Berliner Union, 1973.
- [2] A New Guidance System for Approach and Landing; RTCA: Document n° DO-148, vols. 1 y 2, diciembre 1970.
- [3] C. W. Earp, F. G. Overbury y P. Sothcott: Sistema de guía para la navegación aérea por exploración Doppler, de STL, vol. 46/4 (1971) págs. 262-281.

Manfred Böhm nació en 1934 en Bad Harzburg, Alemania. En 1954 comenzó a estudiar ingeniería eléctrica en Darmstadt, en la Technische Hochschule, terminando sus estudios en 1960 con diploma de ingeniero en la Universidad Técnica de Berlín. En ese año comenzó a trabajar con Standard Elektrik Lorenz AG en Pforzheim. En 1965 fue jefe de un laboratorio, en 1970 jefe de un grupo de laboratorios. En mayo de 1974 obtuvo el grado de Doctor-Ingeniero (Ph. D.) en la Universidad Técnica de Berlín. El Dr. Böhm es responsable del desarrollo de equipos para aviones, ayuda a la navegación y radar de la Línea de Productos de Navegación, en Stuttgart.

Günter Peuker nació en 1935 en Leipzig, Alemania. Asistió a la Technische Hochschule de Dresden y acabó sus estudios en 1959 con diploma de ingeniero. En ese año ingresó en Standard Elektrik Lorenz AG en Stuttgart como ingeniero de desarrollo en el campo de los ordenadores. En 1963 cambió a la Línea de Productos de Navegación y en 1970 fue jefe de un laboratorio. Actualmente es responsable de la planificación técnica de sistemas en el Departamento de Desarrollo de Aviación y Ayudas a la Navegación.

El teleimpresor ITT 2300

El nuevo teleimpresor ITT 2300* ha sido diseñado como una máquina de sobremesa para oficinas pequeñas. Aunque no precisa ninguna especialización para su manejo, constituye un terminal telex completo de fácil mantenimiento y puede conectarse a cualquier red Telex. Además de las facilidades normales del equipo standard, se dispone también de una serie de servicios adicionales en forma opcional.

J. V. EVANS

ITT Creed, Brighton, Reino Unido

Introducción

El empleo de teleimpresores del código nº 2 de 5 unidades del CCITT está aumentando muy rápidamente, particularmente en el servicio Telex internacional que tiene actualmente alrededor de medio millón de abonados y que crece a un ritmo anual de más del 10 %. Esta expansión implica el empleo de teleimpresores adecuados para su instalación en pequeñas oficinas y que pueden ser manejados por secretarías sin un entrenamiento especial. Al mismo tiempo tienen que proporcionar también todas las facilidades necesarias. Tienen que ser de mantenimiento sencillo, no precisar de mecánicos especializados para el mantenimiento y ser de bajo coste para que permitan su empleo masivo.

El nuevo teleimpresor ITT 2300* diseñado por ITT Creed satisface todos estos requisitos.

Características generales

El teleimpresor ITT 2300* representado en la figura 1 es de aspecto y tamaño parecido al de una máquina de escribir normal, y contiene dentro de la cubierta todas las facilidades de un terminal telex moderno. Puede utilizarse en montaje de sobremesa como una máquina de escribir, o puede colocarse en una ménsula cuando no se disponga de mucho espacio. Sus dimensiones son 528 mm de ancho por 260 mm de alto y 572 mm de fondo, alojándose en el interior de la cubierta un rodillo de papel de 128 mm de diámetro. Es de 28 kg y se puede levantar fácilmente.

La máquina standard funciona a 50 ó 75 baudios con cambio de velocidad conmutable; también tiene posibilidad de funcionamiento a 100 baudios, si se precisa. Funciona con tensión de red de 220 a 240 V, 50 ó 60 Hz con una tolerancia de voltaje del 10 % y una tolerancia de frecuencia del 2 %. El paso de 50 a 60 Hz se hace con un cambio del mecanismo impresor, y para funcionar con otros voltajes tales como 115 V se utiliza otro motor. La potencia de red necesaria es de 100 W, con un valor máximo de 150 W.

Aunque el teleimpresor ITT 2300* ha sido diseñado para funcionar con el alfabeto N° 2 del CCITT, pueden utilizarse también otros códigos de 5 unidades que tengan las mismas combinaciones de control. Para la transmisión se utilizan señales de $7\frac{1}{2}$ unidades, pero en cualquiera de las velocidades de funcionamiento se pueden recibir señales de 7 unidades o de $7\frac{1}{2}$ unidades, incluso a 100 baudios, con el margen total de recepción. Las señales transmitidas se generan con lógica electrónica controlada a cristal por lo que la velocidad de

transmisión no varía en más de 0,1 % y la distorsión de las señales transmitidas es, a cualquier velocidad inferior a $\pm 1\%$, en el separador de línea. El margen de recepción es superior a $\pm 45\%$ para cualquier velocidad.

La unidad de adaptación de línea, de tipo resistivo, permite el funcionamiento con señales de simple polaridad y de doble polaridad. Para funcionamiento en doble polaridad se dispone de una unidad extra que consiste en una fuente de alimentación de señal, que da salidas alternativas y que comprende un filtro de transmisión. Se utiliza una fuente de alimentación de bajo nivel de 15-0-15 V para señalización a los modems o a los circuitos locales, y con relación a esto, la corriente de recepción de línea puede bajar hasta 2 mA.

Las características de adaptación de línea y las de respuesta automática y funcionales están determinadas por dos tarjetas enchufables, de tal forma que las características propias de cada instalación pueden transferirse fácilmente de una máquina normal ITT 3200* a otra.

Las señales para registro local en funcionamiento semiduplex se transfieren a nivel lógico en el lado lógico de los separadores de línea y pueden suprimirse para funcionamiento duplex total.

El impresor normal utiliza arrastre de papel por fricción y puede imprimir un original y hasta tres co-

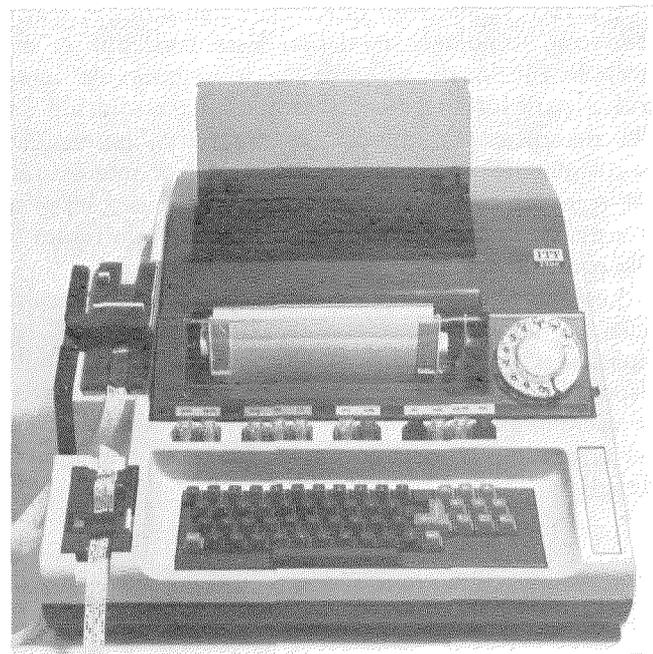


Fig. 1 Teleimpresor ITT 2300*.

* Marca registrada del sistema ITT.

pías. También hay disponible una opción de arrastre dentado lo que permite que se puedan hacer hasta cinco copias. El suministro de tinta para la impresión se consigue mediante un simple rodillo entintado, habiendo también disponible como una facilidad extra un sistema de impresión con cinta bicolor.

Para el control remoto del perforador y del lector de cinta se utilizan entradas separadoras diferentes, lo que permite que estos elementos se detengan y se pongan en marcha individualmente. También puede disponerse de teclados de otros modelos.

La unidad funcional que está a la derecha de la unidad impresora (Fig. 1) consiste en tres mecanismos que funcionan independientemente y que giran en un eje de arrastre común. Puesto que la acción de impresión tiene lugar en cualquiera de las mitades de la vuelta de la rueda de impresión, el mecanismo funcional gira al doble de la velocidad de impresión de forma que pueda accionar antes de la impresión el cambio a letras o a cifras. Uno de estos mecanismos tiene a su cargo el emplazamiento de la rueda de tipos y del martillo carácter a carácter y la elevación de la rueda impresora al nivel de impresión. El segundo libera el retroceso del carro y el tercero hace avanzar el papel una línea.

Para producir cada una de estas funciones, tres electroimanes controlan la salida mecánica. En cada caso, el mecanismo gira libremente, estando inhibida su salida funcional hasta que se excita el electroimán de selección. Al excitarse, se completa la función resultante en una vuelta completa del eje motriz de la unidad funcional.

El teleimpresor ITT 2300* utiliza un rodillo plástico poroso impregnado de tinta, que permanece en contacto con la rueda de impresión y que está contenido en un cassette. Su cambio es mucho menos frecuente que el de una cinta entintada y para cambiarlo, el operador solamente tiene que enganchar un nuevo cassette. Un rodillo de impresión solamente permite, naturalmente, la impresión en un color, y si la aplicación del teleimpresor impone la impresión en dos colores, puede utilizarse, como un extra opcional, un dispositivo de impresión por cinta de dos colores. Se considera preferible la sencillez del rodillo de impresión en la mayoría de las aplicaciones y para distinguir entre los mensajes transmitidos y recibidos se ha diseñado un marcador automático de impresión, que es superior a la impresión con cinta bicolor cuando se utiliza papel de varias copias puesto que en el caso de cinta bicolor, ésta da solamente una indicación en la copia superior.

La rueda impresora y el martillo avanzan conjuntamente por medio de hilos de acero conectados a una polea de arrastre común. El retroceso simultáneo se consigue también mediante hilos que van a una polea de retroceso común accionada por un resorte.

Para simplificar la colocación de un nuevo rollo de papel, a pesar de la necesidad de pasar el papel entre la rueda impresora y el martillo, pueden girarse conjuntamente el dispositivo de guía del papel y el carro

del martillo, de forma que el principio de un nuevo rollo de papel se lleva hasta una ranura de la guía del papel. Cuando se vuelve esto a su posición de trabajo, el papel se coloca con precisión, dispuesto para subir a través de la ranura correspondiente de la cubierta.

Diseño mecánico

La parte mecánica se reduce a cuatro unidades: mecanismo impresor, perforador, lector de cinta y teclado.

Unidad impresora

La unidad impresora es la sección mecánica principal del teleimpresor ITT 2300* y contiene el motor y el montaje del rollo de papel. Mecánicamente es relativamente sencilla y puede separarse del resto de la máquina simplemente desenchufando sus conexiones al circuito lógico electrónico. Aunque la unidad perforadora está montada también en la unidad impresora, para derivar su alimentación y sincronismo del impresor, la presencia o ausencia de la perforadora no afecta al funcionamiento de la unidad impresora. En la figura 2 se ha representado la unidad impresora.

La impresión en el teleimpresor ITT 2300* se hace mediante una rueda de tipos móvil que está girando continuamente frente al papel, conjuntamente con un martillo accionado electrónicamente detrás del papel que golpea el carácter seleccionado. Puesto que el juego de caracteres del código de 5 unidades está formado por dos secciones iguales (llamadas letras y cifras), la rueda de tipos de la unidad ITT 2300* no tiene que girar más que a la mitad de la velocidad que un impresor del mismo tipo que utilice un código de datos de 7 unidades. Las acciones de avance y de impresión tienen lugar durante una vuelta de la rueda de tipos. Para que se puedan ver los caracteres impresos, la rueda de tipos gira en un plano horizontal y, si se deja de imprimir durante más de medio segundo, la rueda cae ligeramente de forma que queda visible el último carácter impreso. El martillo de tipos es un pequeño cilindro de acero que es golpeado por la armadura de un electroimán de forma tal que da en el papel como un pequeño proyectil.

El motor que mueve la unidad impresora es un motor de inducción, que no tiene que girar a una velocidad controlada con precisión ya que la temporización para la emisión y la recepción de las señales de línea está dada por la lógica electrónica controlada a cristal. El motor de impresor solamente tiene que hacer girar el mecanismo impresor un poco más deprisa que la velocidad de llegada de los caracteres entrantes. Aunque la velocidad de giro de la rueda impresora no está controlada con gran precisión, el funcionamiento del martillo impresor se mantiene perfectamente en fase con la rueda impresora por medio de una rueda dentada que está debajo de ella y que da los impulsos de temporización a la lógica electrónica a través de un electroimán situado cerca de su borde. Estos impulsos de la rueda impresora no solo controlan el martillo de tipos y sincronizan las funciones impresoras, sino que

para hacer correcciones en la cinta perforada por el procedimiento normal.

Los recortes de las perforaciones se depositan en una caja de plástico transparente que se puede quitar con gran facilidad para su vaciado. En el carrete de la cinta está montada una leva que acciona un micro-switch para dar una alarma cuando el carrete de cinta esté a punto de terminarse.

Lector de cinta

El lector de cinta es una unidad totalmente autocontenida capaz de leer cinta perforada de cinco pistas a más de 13 caracteres por segundo. Está montada a la izquierda del teclado y está alineada con la cinta procedente del perforador; unos sensores mecánicos ligeros y elásticos activan directamente unos contactos dobles unipolares que generan un código paralelo de 5 bits que se envía a la lógica electrónica. El teleimpresor ITT 2300* tiene también unos dispositivos de alarma de tensión de cinta y de falta de cinta, consistentes en unos brazos con unos resortes que accionan unos microconmutadores conectados a unos contactos de alarma. La cinta avanza cada vez el espacio correspondiente a una perforación de avance por medio de un simple trinquete accionado por un electroimán de 12 V.

El lector hace la lectura antes del avance, pero el código leído por los cinco contactos de código no se

transfiere a la parte electrónica hasta que el electro de avance haya recibido un impulso de avance.

Teclado

El teclado es básicamente una unidad mecánica, cuyo principio se ha representado en la figura 3. Su principio de funcionamiento consiste en seis barras que se pueden mover libremente, que son retenidas por un electroimán contra la acción de seis resortes. Cuando se pulsa una cualquiera de las teclas, el borde de una placa metálica, que forma parte de la tecla, se introduce en unas ranuras de las barras móviles. El movimiento de la tecla acciona después un microconmutador común que hace que se desprenda el electroimán con lo que las barras se mueven por la tensión de los resortes. Esta técnica hace que se pueda conseguir que la presión de las teclas sea muy pequeña y que se pueda optimizar independientemente del resto. El borde de la placa de cada tecla tiene una forma que representa una combinación de código y por lo tanto cada tecla pulsada permitirá que los resortes de las barras muevan algunas de las barras y retengan las otras. Las barras que pueden moverse dan en cristales piezoeléctricos situados en un bloque de montaje especial colocado a la derecha del teclado y los impulsos simultáneos de los cristales corresponden a la combinación de la tecla que ha sido pulsada. Los impulsos de los cristales, de aproximadamente 18 voltios de am-

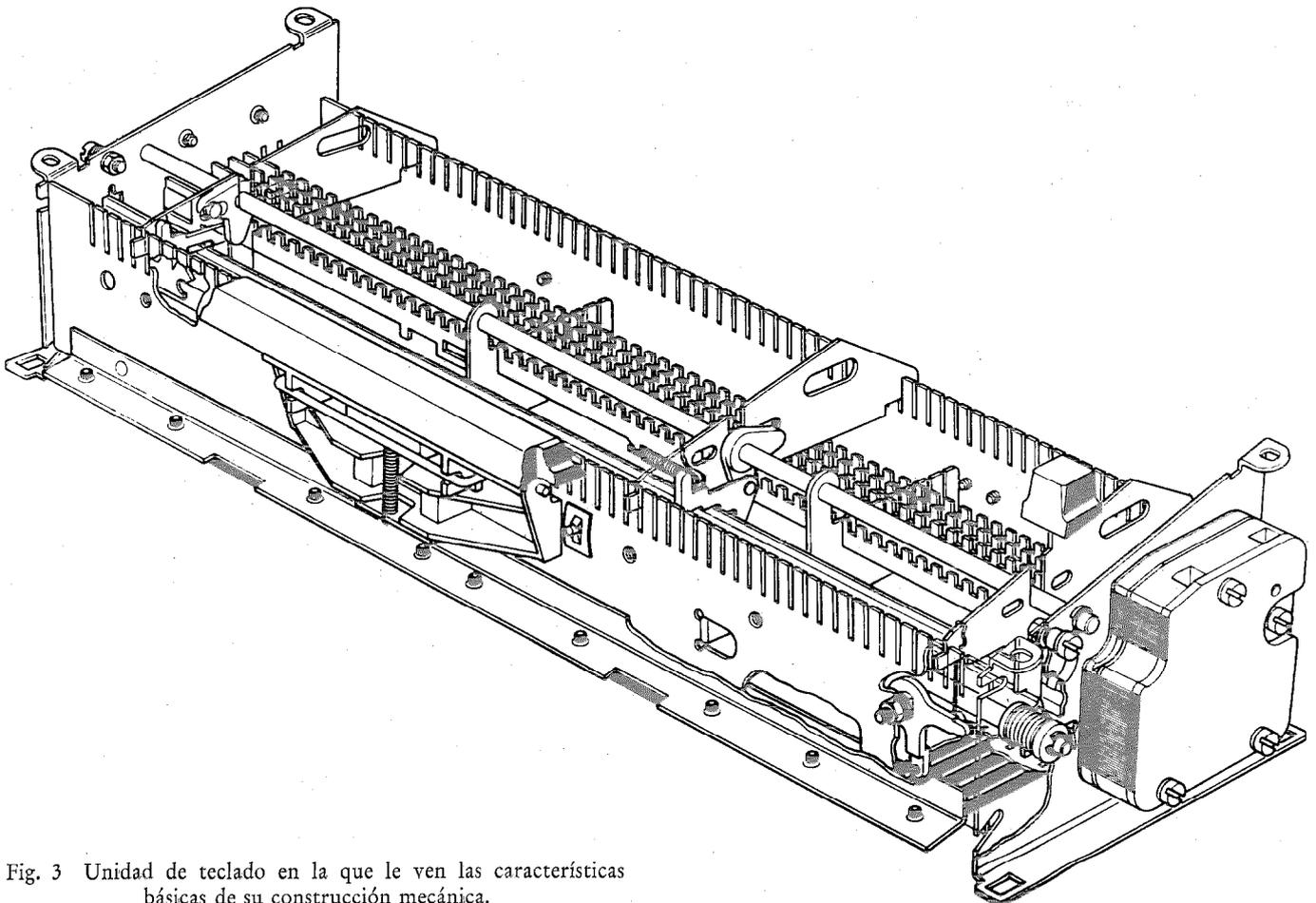


Fig. 3 Unidad de teclado en la que se ven las características básicas de su construcción mecánica.

plitud, se transfieren a la etapa de almacenamiento de la lógica electrónica en la que se exploran para producir las señales serie procedentes del transmisor cuando se transmite a la línea o se transfieren en paralelo al impresor para el funcionamiento en local. La simplicidad del mecanismo del teclado permite un funcionamiento rápido, de más de 15 caracteres por segundo y produce una sensación de teclado ligero y de funcionamiento libre a los mecanógrafos más rápidos.

Puesto que lo que se pretende es que el teleimpresor ITT 2300* sirva para la amplia aplicación futura de los terminales telex, las facilidades de su teclado permiten utilizarlo como una máquina de escribir. Las señales de la salida del teclado pasan a través de un almacenamiento electrónico con una capacidad efectiva de almacenamiento de 7 caracteres, antes de su transmisión a línea. De esta forma un mecanógrafo rápido puede formar "paquetes" de pulsaciones rápidas, independientemente de la velocidad controlada de transmisión a línea. La capacidad de almacenamiento de 7 caracteres se ha elegido como consecuencia de las pruebas hechas para dar suficiente libertad a un mecanógrafo rápido, evitándose al mismo tiempo las complicaciones de la impresión al final de una línea, que podrían producirse como consecuencia de un almacenamiento excesivo. En el caso de que un mecanógrafo excepcionalmente rápido llene el almacenamiento, el teclado se bloquea y no puede pulsarse otra tecla hasta que se haya vaciado este almacenamiento.

El almacenamiento de la salida del teclado permite la inserción automática de casos y otras protecciones lógicas, y por lo tanto un operador no tiene que preocuparse de los cambios a letras y a cifras necesarios cuando se pasa de caracteres numéricos a letras. Este

* Marca registrada del sistema ITT.

cambio automático es accionado por la sexta barra controlada también por las teclas de modificación. Cuando cambia la entrada de la 6ª barra, la lógica genera automáticamente el carácter de cambio adecuado antes de enviar el nuevo carácter a la línea.

Una facilidad adicional hecha posible por el almacén del teclado, es la provisión de una tecla especial que produce el mismo efecto de la tecla "línea nueva" de una máquina de escribir eléctrica. El operador puede pulsar una sola tecla para empezar en una nueva línea y continuar tecleando libremente los caracteres siguientes, pero la lógica interpretará el pulsado de esta tecla generando la secuencia de caracteres CR LF CR recomendada por el CCITT para el funcionamiento telex internacional.

El teclado está basado, como se ha representado en la figura 4, en la configuración ISO standard de la máquina de escribir con lo que un operador puede manejar todos estos servicios con la misma facilidad con la que maneja una máquina de escribir. También hay disponibles otros diseños de teclado que corresponden a teclados más convencionales.

Asociado con el teclado y en su parte superior, hay una fila de teclas de control para controlar las funciones del teleimpresor. Esta teclas de control están separadas eléctricamente del mecanismo del teclado.

Lógica electrónica

Como se ha descrito, todas las funciones del teleimpresor, excepto los movimientos mecánicos esenciales, son realizadas por medio de lógica electrónica de estado sólido. Todas las facilidades requeridas, con sus relaciones asociadas y garantías operacionales implican una lógica muy compleja y para conseguirla de una forma económica y segura se han utilizado circuitos

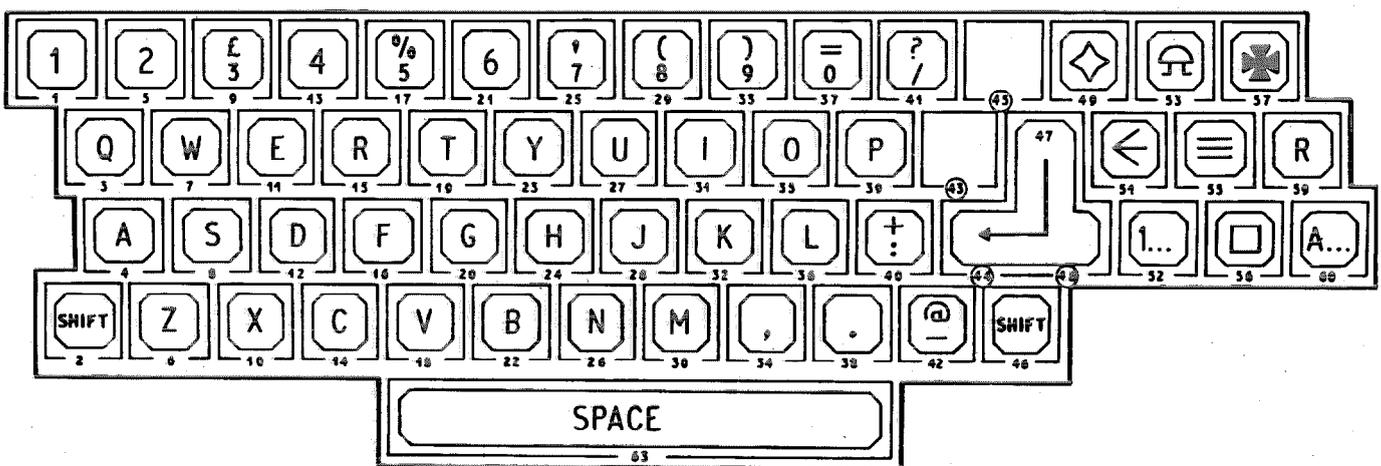


Fig. 4 Teclado del ITT 2300* que hace posible que éste sea accionado como una máquina de escribir.

Distribución de microconmutadores

Posición de tecla	Función
2	Cambio
46	Cambio
49	Respuesta automática
59	Repetición
63	Espacio

integrados en gran escala. Las acciones lógicas completas de teleimpresor ITT 2300* están contenidas en 5 pastillas LSI montadas en un solo circuito impreso situado debajo de la unidad impresora. El diseño y características de este circuito LSI es objeto de otro artículo pero debe señalarse que toda la lógica funciona de forma digital con temporizaciones derivadas de un oscilador controlado a cristal de una frecuencia básica de 200 kHz. La puesta en fase de la acción de impresión y de las funciones mecánicas asociadas está controlada por trenes de impulsos derivados del giro de la rueda impresora, pero todas las otras funciones están basadas en la temporización del oscilador a cristal.

Para construir la lógica de las cinco pastillas LSI con las limitaciones correspondientes por el número de conexiones de cada pastilla, se ha adoptado el principio de barra ómnibus de datos para enlazar las funciones realizadas en las diferentes pastillas. Este principio permite también que se distribuyan las funciones entre las pastillas de forma que cada una puede diseñarse para que tenga un tamaño óptimo para economía y seguridad máximas. También ofrece la posibilidad de adaptar la lógica a requerimientos futuros sin rediseñar completamente las pastillas.

Puesto que la lógica de las pastillas LSI no puede accionar directamente los distintos electroimanes del teleimpresor, el circuito impreso principal contiene también los amplificadores de adaptación necesarios y los circuitos de acoplamiento, en forma de componentes discretos. Al tener toda la lógica LSI y sus componentes de acoplamiento en un solo circuito impreso, se puede hacer que todas las unidades individuales del teleimpresor se enchufen directamente en la misma tarjeta, evitándose así el uso de formas de cable con sus correspondientes costes, inseguridad y sensibilidad a los ruidos eléctricos.

Como complemento de los circuitos del circuito impreso principal, se enchufan también en él otras dos tarjetas de circuito impreso. Estas tarjetas contienen la unidad de adaptación de línea y la respuesta automática, ya que ambas características están determinadas por las del usuario. Por lo tanto es posible sustituir una máquina completa por otra máquina standard y también las características de la instalación transfiriendo de una máquina a la otra estas dos tarjetas enchufables. En la figura 5 se han representado los tres circuitos electrónicos.

La unidad de adaptación de línea funciona con cualquier circuito de teleimpresor normal de corriente continua que utilice transmisión a simple o doble polaridad. Para la transmisión, el control de la corriente de línea se consigue mediante conmutadores transistorizados, estando controlados estos conmutadores por la lógica mediante transformadores de acoplamiento. Esta forma de acoplamiento da un aislamiento de más de 1.500 V entre la línea y la lógica y constituye también un acoplamiento prácticamente libre de distorsión con lo que las señales se transfieren a la línea efectivamente con la misma calidad con que

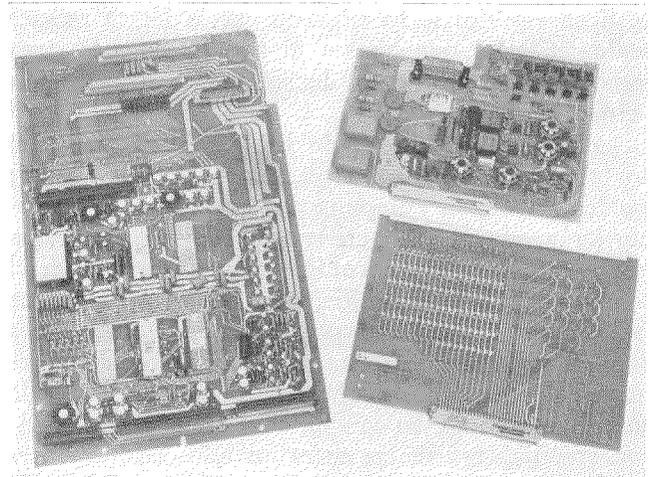


Fig. 5 Tres tarjetas de circuito impresas en las que están contenidos todos los circuitos electrónicos del ITT 2300*. La tarjeta principal contiene los circuitos LSI y las unidades separadas de adaptación a línea y de respuesta automática.

son generadas por la lógica controlada a cristal. Para transmisión a doble polaridad se han previsto dos conmutadores transistorizados, una para cada polaridad de la señal. Para transmisión a simple polaridad solamente se necesita uno, para abrir y cerrar el circuito de línea. Las señales que controlan los conmutadores transistorizados pasan a través de un transformador de acoplamiento por modulación de una portadora de 50 kHz generada en la lógica aunque se impide que esta portadora aparezca en la línea.

Las señales entrantes procedentes de la línea se detectan en un circuito que responde a niveles de corriente por encima de un cierto umbral y que producen una modulación de fase en una portadora de 50 kHz que pasa a través de transformadores de aislamiento de recepción. El umbral de sensibilidad es de alrededor de 1 mA, pero se adapta mediante una red atenuadora a las corrientes normales de línea, por ejemplo de 6 a 20 mA para funcionamiento a doble polaridad y de 20 a 40 mA para funcionamiento a una polaridad. La unidad adaptadora de línea es por lo tanto básicamente resistiva y un beneficio típico de este tipo de adaptaciones consiste en que con señales de una polaridad de un nivel nominal de 40 mA, la corriente puede reducirse a las proximidades del nivel de umbral de 20 mA y por lo tanto el margen del receptor permanece alto sin que sea necesario ajustar ninguna polarización. El margen de recepción para señales aplicadas directamente al separador de línea es normalmente de alrededor de $\pm 49\%$ aunque esta cantidad puede reducirse ligeramente por el uso de otros componentes de terminación de línea tales como un filtro de transmisión de simple polaridad que también puede utilizarse con el teleimpresor. Dado que el receptor tiene un margen tan amplio, no ha sido necesario prever ningún dispositivo de orientación de selección, cosa que es necesaria en los teleimpresores electromecánicos normales.

Para que el teleimpresor sea inmune a los impulsos

de línea espúrios se ha previsto que la lógica rechace cualquier señal que no sea lo suficientemente larga como para que proceda de señales de información verdaderas.

La tarjeta separadora de línea contiene también dos relés miniatura controlados por la lógica, que pueden introducir componentes especiales que pudieran ser necesarios para ciertas formas de señalización telex. Por ejemplo, se coloca un condensador en el conmutador de transmisión y cuando el conmutador está en circuito abierto para la condición de línea libre en funcionamiento a una polaridad, puede apreciarse una inversión del potencial de la central por la corriente de carga del condensador. También se puede conectar una resistencia entre los hilos de línea para funcionamiento en simple polaridad si se quita la alimentación del teleimpresor para los sistemas que requieren una pequeña corriente de línea para indicar que el abonado está ausente. Con éstas y otras facilidades de este estilo se consigue que el teleimpresor ITT 2300* pueda funcionar con cualquier sistema telex normal.

Puesto que todas las características de señalización de línea vienen dadas por esta placa enchufable, el ITT 2300* puede satisfacer cualquier tipo de señalización de línea que pueda utilizarse en el futuro mediante el empleo de placas de acoplamiento con el diseño correspondiente.

La otra tarjeta que se enchufa en el circuito principal consiste simplemente en una matriz de diodos. Desconectando los diodos que no sean necesarios puede programarse fácilmente la combinación de la secuencia de 20 caracteres de la respuesta automática. También se puede reducir el número de caracteres de la secuencia para sistemas privados que solamente necesiten un número menor de caracteres.

Además de la matriz de diodos que da la secuencia de la respuesta automática, otros diodos adicionales de esta tarjeta permiten la selección de facilidades adicionales alternativas que están incluídas en la lógica LSI. Quitando los diodos correspondientes se puede seleccionar una velocidad de señalización de 50, 75 ó 100 baudios, o hacer que el ITT 2300* funcione como terminal telex o como teleimpresor para un servicio punto a punto. También se pueden seleccionar otras facilidades y es posible conectar algunas de estas posiciones de diodos a un conmutador del teclado de forma que el operador pueda seleccionar una facilidad particular. Por ejemplo, un operador puede pasar de una velocidad de 50 a 75 baudios, o elegir funcionamiento duplex o semiduplex.

Esta tarjeta se fabrica con todos sus diodos situados en sus lugares correspondientes con lo que es posible comprobar su calidad perfecta, y la programación requerida en cada caso se hace sin necesidad de ninguna soldadura y simplemente desenganchando los diodos que no sean necesarios.

La otra característica principal de los circuitos electrónicos consiste en la fuente de alimentación que proporciona las tensiones necesarias para el LSI y para

los electroimanes de las unidades mecánicas. Las salidas están estabilizadas adecuadamente y la unidad de alimentación proporciona también una inmunidad efectiva contra cualquier ruido eléctrico de la red. También da una alimentación separada de señalización de 15-0-15 V que se utiliza para las redes locales de bajo nivel.

Facilidades operaciones

Las facilidades operacionales del ITT 2300* están controladas por una fila de pulsadores inestables colocados en una fila en la parte superior del teclado. Son independientes eléctricamente y se enchufan en un zócalo diferente del circuito principal. Estos botones están dispuestos en grupos para ayudar al operador a que maneje el teleimpresor ITT 2300* sin un entrenamiento extensivo.

Los dos primeros botones controlan el perforador, uno de los cuales lo conecta y lo desconecta, disponiéndose de una lámpara interior que indica cuando está conectado. El segundo botón hace que salga del perforador cinta totalmente perforada, cuando se requiera. Las señales entrantes saltan estas facilidades de forma que no se pierde ningún carácter.

El lector de cinta está controlado por tres botones. El primero pone en marcha y para el lector de cinta, y tiene una lámpara interior para indicar cuando está activo. Los otros dos botones dan al ITT 2300* la facilidad extra de preparación de cinta, permitiendo uno de ellos que se transmita carácter a carácter y siendo posible con el otro que avance un carácter libremente. De esta forma las cintas que requieran modificación pueden copiarse rápidamente en el perforador y los caracteres que tengan que cambiarse se pueden localizar fácilmente y sustituir por los caracteres correctos transmitidos desde el teclado.

Otro pulsador acciona el retroceso del carro y el avance del papel a una nueva línea sin transmisión de caracteres. Si se mantiene oprimido este botón, el papel avanza en lo que se mantenga dicho botón retenido; esto ayuda a la separación de mensajes y a la colocación de los rollos de papel. Al lado de este botón hay una lámpara ambar que se enciende siempre que está accionada la alarma audible del ITT 2300* por cualquier condición interna como por ejemplo, tensión de cinta o terminación del papel.

Los otros cuatro botones sirven para el funcionamiento en servicio Telex. El botón de llamada envía la condición de llamada a la central telex y la lámpara verde de este botón se enciende cuando responde la central; también se pone en marcha el motor. Entonces pueden enviarse los dígitos de selección sean de teclado o de disco, según sea necesario por el sistema al que esté conectado el teleimpresor. El botón siguiente es el botón de liberación que envía una señal continua de reposo a la línea para hacer que la central libere la conexión. Cuando responde la central se apaga la lámpara verde y se para el teleimpresor. Un tercer botón rotulado "prep local" pone en funcionamiento el teleimpresor en local y se enciende una lámpara

en este botón. Mientras esté funcionando de esta forma, las señales procedentes del teclado o del lector de cinta se pasan en paralelo en los circuitos lógicos directamente al impresor y también, si se desea, al perforador. El funcionamiento en local está sincronizado con el mecanismo del impresor y por lo tanto el funcionamiento del teleimpresor es más rápido que cuando se funcione en línea. Este tercer botón proporciona también una facilidad especial al teleimpresor ITT 2300* puesto que se puede establecer con conexión y utilizar el lector de cinta para enviar un mensaje ya perforado y mientras tanto, pulsando este botón, puede utilizarse el funcionamiento en local con el teclado para preparar un nuevo mensaje mientras se transmite el mensaje anterior. Esta forma de funcionamiento simultáneo se llama modo de "preparación de cinta". La cancelación del modo local, o la vuelta del modo "preparación de cinta" al funcionamiento normal de "llamada conectada" se consigue por medio de un cuarto botón, titulado "reposición".

Otra característica especial del teleimpresor ITT 2300* consiste en la respuesta a las señales de interrupción cuando se está funcionando en local o en preparación de cinta. Si se detecta una llamada entrante mientras que el teleimpresor funciona en local, se bloquea el teclado, se elimina el perforador, correspondiendo el último carácter perforado al último carácter impreso, y el papel avanza automáticamente 4 líneas, separando así la parte impresa correspondiente a funcionamiento en local del registro de las señales entrantes. El teleimpresor devuelve un acuse de recibo sin demora alguna y queda preparado para imprimir las señales entrantes y enviar su respuesta automática. Esto quiere decir que el ITT 2300* responde a una llamada entrante tan rápidamente cuando está funcionando en local como cuando está libre. No se necesita ningún retardo puesto que la cinta que está preparando el operador se protege automáticamente. Esta respuesta inmediata a cualquier llamada entrante acorta el tiempo de funcionamiento de la central y hace que no sea precisa ninguna indicación a la central cuando se esté funcionando en local.

La respuesta a una señal de interrupción cuando se transmite desde el lector de cinta o cuando se está funcionando en el modo de preparación de cinta es idéntica a la respuesta correspondiente a una llamada entrante que interrumpa el funcionamiento en local.

Esta reacción a cualquier interrupción de la impresión en local hace que tenga menos importancia el entrenamiento de los operadores.

Siempre que una llamada o una señal entrante produce una interrupción, suena una alarma y se enciende una lámpara roja en el botón de "reposición" para indicar que la alarma es debida a una causa exterior. Pulsando el botón de reposición se suprimen las alarmas visual y audible liberándose el teclado para que pueda responder el operador en caso de que sea necesario. El perforador y el lector quedan eliminados hasta que el operador vuelve a ponerlos en marcha.

Como facilidad opcional los botones de llamada y de liberación pueden tener un enganche por lo que solamente bastará con una presión momentánea y su función se completa automáticamente cuando responda la central. Estas facilidades se pueden utilizar si la central está preparada para que pueda retrasarse la respuesta o si se tienen que mantener los procedimientos operacionales existentes. Otra opción consiste en que la lámpara del botón de liberación se encienda cuando se recibe de la central la indicación de llamada conectada. Esto puede ser necesario para los sistemas telex antiguos con los que la central no dispara automáticamente la respuesta automática del abonado llamado. El encendido de esta lámpara indica al operador que tiene que accionar su tecla de respuesta automática.

Todas las facilidades operacionales previstas por el ITT 2300* para funcionamiento telex se pueden utilizar también en circuitos punto a punto para los casos en que se seleccione este sistema. La única diferencia consiste en que el botón de liberación no es activo y la liberación se produce por el accionamiento de un interruptor de tiempo. Este interruptor funciona cuando durante 60 segundos no se haya recibido ni transmitido ningún carácter.

J. V. Evans nació en Inglaterra. Se graduó en la Universidad de Birmingham en 1939 ingresando en esa fecha en ITT Creed. Prestó servicio como oficial electricista en la Marina Británica volviendo a ITT Creed en 1946 como ingeniero de sistemas.

Entre 1951 y 1954 tuvo a su cargo el establecimiento de los servicios de teleimpresores en el nuevo aeropuerto de Beirut. Posteriormente tuvo a su cargo las aplicaciones especiales de los teleimpresores Creed y participó en las comisiones nacionales e internacionales de normalización de teleimpresores. Actualmente representa a ITT en importantes grupos de estudio del CCITT.

Los teléfonos en el mundo el 1 de Enero 1974*

El número de teléfonos instalados en todo el mundo aumentó durante 1973 en 23,4 millones, lo que supuso un incremento record del 7,5 %. Los EE.UU. se mantienen en primer lugar con 138,3 millones de aparatos, seguidos por Japón, con 38,7, el Reino Unido, con 19,1, la República Federal Alemana, con 17,8 y la U.R.S.S., con 14,3 millones.

Formosa alcanzó el más elevado de los crecimientos individuales durante el año, con un 24,4 %, mientras que el mayor crecimiento durante la última década correspondió a Corea, con un 493,3 %.

Japón ha solicitado que, a partir de este año, se considere a todos los efectos que sus teléfonos están bajo

explotación estatal, pues los sistemas son propiedad del Gobierno.

En la presente edición, la lista de países que sobrepasan el medio millón de teléfonos se eleva a 41, tras la incorporación de Irán y Venezuela durante 1973. Las islas Wallis y Futuna aparecen en la lista por primera vez.

Agradecemos la ayuda y cooperación de todas las administraciones y organizaciones del mundo, así como de los empleados del servicio exterior de los EE.UU., que han proporcionado los datos para esta publicación.

* Según "The World Telephones as of January 1, 1974", publicado por el servicio de estadísticas de American Telephones & Telegraph Company, Nueva York.

Continente	Número de teléfonos en servicio				Explotados por compañías privadas		Automáticos	
	1973	1974			Cantidad en 1974	% del total	Cantidad en 1974	% del total
		Cantidad	% del total mundial	Por 100 hab.				
América del Norte	142.102.000	149.432.000	44,4	63,9	147.281.000	98,6	149.314.000	99,9
América Central	3.418.000	3.787.000	1,1	3,5	2.928.000	77,3	3.621.000	95,6
América del Sur	6.776.000	7.287.000	2,2	3,5	1.125.000	15,4	6.291.000	95,0
Europa	106.166.000	115.022.000	34,2	17,2	21.815.000	19,0	110.041.000	96,5
Africa	3.733.000	3.985.000	1,2	1,1	8.000	0,2	3.389.000	85,0
Asia ⁴	44.244.000	49.949.000	14,9	2,2	1.354.000	2,7	46.482.000	93,0
Oceanía	6.463.000	6.835.000	2,0	32,5	528.000	7,7	6.463.000	94,6
Total	312.902.000	336.297.000	100,0	8,6	175.039.000	52,0	327.131.000	97,3

Area	Local		Interurbano		Salida internacional	
	Medidas por impulsos	Otras	Medidas por impulsos	Otras	Medidas por impulsos	Otras
Abu Dhabi	—	30.000	2.834	3	—	260
África del Sudoeste	67.522	9.297	—	3.455	—	12
América del Sur ¹	3.555.453	224.362	—	99.677	—	1.257
Alemania, Rep. Democ.	1.078.858	—	408.960	50.701	—	5.675
Alemania, Rep. Federal	9.768.481 ²	—	4.168.790	6.787	96.647	4.326
Angola	—	42.584	—	1.635	—	121
Antigua	—	4.256	—	—	—	72
Antillas holandesas	79.419	75	230	76	—	146
Argelia	—	159.724	—	127.982	—	86.982
Argentina	—	4.472.369	—	87.627	—	1.454
Australia ³	3.146.000	—	170.239	106.028	—	1.335
Austria	n. d.	n. d.	375.899	33	—	24.278
Bahrain	18.017 ⁷	—	—	—	—	189
Barbados	—	140.000 ⁶	—	—	—	186
Bélgica	949.334	—	270.767	—	—	49.412
Bermudas	27.504	—	—	—	—	389
Borneo	—	n. d.	—	n. d.	—	14
Botswana	—	22	495	—	—	20
Brasil	n. d.	—	70.000	220.000	—	762
Bulgaria	—	n. d.	—	52.498	—	281
Burundi	4.800	—	840	—	—	88
Bután	—	1.393	—	60	—	0 ⁴
Camerún	68.683	—	—	90	—	23
Canadá	—	18.396.642	—	658.248	—	40.838
Chad	—	5.204	—	50	—	21
Checoslovaquia	1.591.737	—	95.391	94.148	308	892

Cantidad de conversaciones telefónicas durante 1973						
Area	Local		Interurbano		Salida internacional	
	Medidas por impulsos	Otras	Medidas por impulsos	Otras	Medidas por impulsos	Otras
Chile	1.056.798	107.582	1.455	44.143	—	512
Chipre	—	164.739 ⁵	—	759	—	304
Colombia	—	n. d.	—	45.872	—	369
Congo (Rep. Popular de)	22.463	—	—	370	—	94
Corea, Rep. de	—	2.865.204 ⁶	—	—	—	686
Costa de Marfil	78.938 ⁷	—	—	—	—	205
Costa Rica	107.233	—	36.240	925	—	424
Dahomey	5.432	—	—	189	—	11
Dinamarca	559.697 ⁷	—	644.440	—	—	11.213
Dominica	2.453 ⁷	—	—	—	—	26
Dominicana, Rep. de	—	n. d.	—	1.504	—	362
Egipto	556.860	—	—	15.509	—	195
El Salvador	163.639 ⁷	2.361	n. d.	n. d.	—	305
España	n. d.	n. d.	512.970	212.275	—	5.737
Estados Unidos	—	178.288.000	—	9.887.000	—	—
Etiopia	73.323	8.627	—	4.171	—	52
Fiji	71.279	—	—	1.305	—	82
Filipinas	—	4.263.385	—	13.563	—	n. d.
Finlandia	1.498.455	n. d.	2.423.556	183.961	—	2.370
Formosa	—	2.665.394	719.994	42.611	—	2.096
Francia	22.673.900 ⁸	—	—	—	—	—
Fujairah	n. d.	—	n. d.	—	—	2
Ghana	171.700	1.813	—	1.201	—	22
Gibraltar	—	9.131	—	—	—	73
Grecia	2.368.556	—	185.709	31.293	—	5.109
Guadalupe	36.931 ⁸	—	—	—	—	—
Guatemala	133.163	—	291	—	—	173
Guernsey, C. I.	18.720	118	1.145	281	—	19
Guinea francesa	7.781 ⁸	—	—	—	—	—
Guyana	34.672	—	—	279	—	73
Haiti	—	n. d.	—	n. d.	—	175
Hong-Kong	n. d.	—	n. d.	—	—	1.452
Hungría	—	795.971	—	35.546	—	619
India	2.999.769 ⁹	—	—	147.355	—	346
Indonesia	240.865	n. d.	5.190	9.555	—	288
Irán	n. d.	n. d.	987.281	—	—	137
Irlanda	—	400.428 ¹⁰	—	61.810	—	—
Islandia	121.027	10.467	9.531	1.999	—	75
Islas Ascensión ¹¹	n. d.	—	n. d.	—	—	6
Islas Bahamas	—	64.700	—	186	—	356
Islas Británicas Salomón	—	n. d.	—	n. d.	—	2
Islas Cabo Verde	—	2.084	—	35	—	7
Islas Caimán	4.173 ⁷	—	—	—	—	50
Islas Comoro	868	—	—	63	—	5
Islas Gilbert & Ellice	—	51	—	239	—	0 ³
Islas Midway	112	—	—	—	—	11
Islas Norfolk	n. d.	—	—	—	—	8
Islas Seychelles	3.208 ⁷	—	—	—	—	6
Islas Turks & Caicos	573 ⁷	—	—	—	—	8
Islas Vírgenes Británicas	2.182 ⁷	—	—	—	—	70
Islas Vírgenes, EE. UU.	—	100.600 ⁶	—	—	—	900
Israel	1.784.331 ⁸	—	—	—	—	782
Italia	—	6.405.694	—	1.949.191	—	21.170
Jamaica	—	n. d.	—	n. d.	—	1.327
Japón	38.114.000 ⁷	6.936.000 ⁶	—	—	10	3.159
Jersey, C. I.	19.243	310	4.118	26	2.167	799
Jordania	—	n. d.	—	n. d.	—	366
Kuwait	—	240.000 ⁶	—	—	—	364
Laos	4.096	—	—	0 ³	—	32
Lesotho	7.541 ⁷	—	—	37	—	2
Liberia	n. d.	—	n. d.	—	—	18
Liechtenstein	3.871 ⁷	—	11.995 ¹²	—	2.249 ¹²	—
Luxemburgo	78.447	—	—	—	—	6.145
Macao	—	104.046	—	—	—	327
Madagascar	—	35.449	—	556	—	48
Malasia Occidental	359.725	—	—	20.942	—	130

Los teléfonos en el mundo

Cantidad de conversaciones telefónicas durante 1973						
Area	Local		Interurbano		Salida internacional	
	Medidas por impulsos	Otras	Medidas por impulsos	Otras	Medidas por impulsos	Otras
Malawi	—	n. d.	—	n. d.	—	79
Maldivas	—	447	—	—	—	—
Malta ¹	—	22.880 ⁸	—	—	—	99
Marruecos	396.701 ⁸	9.815 ⁸	—	—	—	648
Martinica	38.760	—	—	—	—	—
Mauricio	26.520	—	—	n. d.	—	122
México	—	5.298.529	—	121.784	—	7.778
Mónaco	—	5.835 ¹³	27.381	23	—	50
Montserrat	1.394 ⁷	—	—	—	—	20
Mozambique	69.530 ¹⁴	—	—	3.908	—	393
Nepal	—	13.125	—	33	—	30
Nigeria	—	204.228	—	2.678	—	110
Noruega	857.000	—	92.000	48.489	—	5.979
Nueva Caledonia	6.553	—	—	414	—	19
Nueva Guinea Occidental	—	n. d.	—	25	—	0 ¹⁵
Nueva Zelanda ¹	—	n. d.	—	73.319	—	586
Nuevas Hébridias	995	—	—	11	—	8
Omán	3.404 ⁷	—	—	—	—	46
Países Bajos	1.774.020	—	1.353.636	65	36.242 ²	2.265
Pakistán	n. d.	n. d.	769.563	12.181	—	190
Panamá	—	436.707	—	17.508	—	427
Papua-Nueva Guinea ¹⁶	n. d.	—	—	206	—	45
Paraguay	—	83.843	—	1.041	—	75
Perú	774.000	75.200	—	10.014	—	533
Polonia	n. d.	n. d.	376.027	175.114	346	1.088
Polinesia francesa	6.800	—	—	115	—	14
Portugal	1.084.200	21.080	1.147.060	39.616	—	1.116
Puerto Rico	—	617.406	—	17.113	—	2.976
Qatar	25.316 ⁷	—	—	—	—	157
Ras-al Khaimah	n. d.	—	n. d.	—	—	76
Reino Unido ¹	12.786.978 ¹⁶	—	1.860.000	278.000	—	29.133
Reunión	28.657 ⁸	—	—	—	—	—
Ruanda	3.456	—	—	32	—	28
Sabah	—	n. d.	—	1.100	—	77
San Marino	—	2.313 ¹⁰	—	621	—	—
San Pedro y Miguelón	—	1.253	—	—	—	19
San Vicente	3.871 ⁷	—	—	—	—	53
Santa Lucía	4.954 ⁷	—	—	—	—	72
São Tomé & Príncipe	—	586	—	70	—	2
Sarawak	—	875 ⁶	18.320	—	—	89
Senegal	26.839	333	—	1.219	—	79
Sharjah	4.319 ⁷	—	—	—	—	32
Singapur	1.018.000	—	5.141	—	—	612
Siria, Rep. árabe	—	169.080	5.199	40.355	—	1.202
Sri Lanka	95.230 ⁷	5.843 ⁶	—	—	—	60
Sudán	—	75.000	—	3.050	—	19
Suecia ¹⁶	15.819.000 ⁷	—	—	4.194	15.859	2.863
Suiza	1.143.457	3.792.754 ¹²	—	—	—	233.488 ¹²
Surinám	40.266 ⁷	—	—	—	—	90 ¹²
Swazilandia	—	5.943	—	1.216	—	249
Tailandia ¹	—	540.214	—	8.986	—	232
Territorio francés de Afars & Issas	1.994	—	—	2	—	22
Timor portugués	—	576	—	64	—	2
Tonga	—	n. d.	—	—	—	2
Trinidad y Tobago	—	156.507	37.670	445	—	253
Turquia	631.287	—	—	43.801	—	432
U.R.S.S.	—	n. d.	—	603.853	—	2.474
Uruguay	513.766	45.401	—	11.000	—	849
Venezuela	—	n. d.	—	6.354	—	970
Vietnam, Rep. de	—	136.268	—	1.678	—	25
Yugoslavia	4.786.785 ⁷	—	—	—	—	1.727
Zaire	169.792	—	—	345	—	135

Países con más de 500.000 teléfonos en 1 enero 1974								
País	Teléfonos en servicio						Automático	
	Cantidad			% de aumento		Por 100 hab.	Cantidad en 1974	% del total
	1974	1973	1964	1973	1964			
Alemania, Rep. Democrát.	2.326.143	2.232.069	1.515.271	4,2	53,5	13,67	2.326.143	100,0
Alemania, Rep. Federal	17.802.646	16.521.149	7.599.571	7,8	134,3	28,73	17.802.646	100,0
Argentina	2.065.273	1.952.109	1.425.002	5,8	44,9	8,30	1.987.476	96,2
Australia ³	4.659.182	4.399.782	2.670.212	5,9	74,5	35,36	4.416.321	94,8
Austria	1.841.234	1.694.194	866.275	8,7	112,5	24,55	1.841.234	100,0
Bélgica	2.503.036	2.305.218	1.370.848	8,6	82,6	25,72	2.503.036	100,0
Brasil	2.415.000	2.190.000	1.217.259	10,3	98,4	2,34	2.272.000	94,1
Bulgaria	640.842	581.657	225.400	10,2	184,3	7,37	581.432	90,7
Canadá	11.668.292	10.987.141	6.656.613	6,2	75,3	52,31	11.615.489	99,5
Colombia, Rep. de	1.079.645	1.009.791	372.217	6,9	190,1	4,65	1.053.359	97,6
Corea, Rep. de	1.014.016	873.347	170.765	16,1	493,8	3,09	817.461	80,6
Checoslovaquia	2.354.313	2.232.481	1.298.766	5,5	81,3	16,09	2.264.316	96,2
Dinamarca (Incl. Islas Feroe y Groenlandia)	2.047.497	1.912.449	1.247.958	7,1	64,1	39,99	2.044.897	99,8
España (Incl. N. Africa español)	6.331.474	5.712.549	2.283.465	10,8	177,3	18,13	5.514.524	87,1
Estados Unidos	138.286.000	131.606.000	84.453.000	5,1	63,7	65,47	138.223.000	99,9
Finlandia	1.535.406	1.412.067	728.785	8,7	110,7	32,91	1.427.682	93,0
Formosa	742.304	596.663	132.524	24,4	460,1	4,77	678.457	91,4
Francia	11.337.000	10.338.000	5.336.374	9,7	112,4	21,66	10.367.000	91,4
Grecia	1.670.132	1.437.578	356.378	16,2	368,6	18,67	1.650.220	98,8
Hong-Kong	913.411	795.167	178.285	14,9	412,3	21,65	913.411	100,0
Hungría	968.459	923.966	505.198	4,8	91,7	9,27	781.432	80,7
India	1.590.000	1.479.475	684.284	7,5	132,4	0,27	1.282.494	80,7
Irán	552.500	447.100	160.860	23,6	243,5	1,74	501.500	90,8
Israel	685.382	619.709	185.358	10,6	269,8	20,73	685.382	100,0
Italia	12.611.653	11.345.497	5.056.947	11,2	149,4	22,86	12.611.653	100,0
Japón ⁴	38.697.901	34.021.155	10.682.492	13,7	262,3	35,40	36.556.861	94,5
México	2.222.654	1.957.972	659.785	13,5	236,9	4,20	2.093.812	94,2
Nueva Zelanda ¹	1.410.532	1.327.134	901.955	6,3	56,4	46,35	1.297.634	92,0
Noruega	1.308.420	1.262.254	838.223	3,7	56,1	32,93	1.149.618	87,9
Países Bajos	4.317.006	4.008.548	2.023.258	7,7	113,4	32,00	4.317.006	100,0
Polonia	2.237.603	2.087.032	1.088.686	7,2	105,5	6,68	1.927.466	86,1
Portugal	948.003	873.339	485.177	8,5	95,4	10,02	863.440	91,1
Reino Unido ⁴	19.095.317	17.572.186	9.345.000	8,7	104,3	34,06	19.012.554	99,6
Rumania	886.166	n. d.	377.155	—	135,0	4,25	746.873	84,3
Sudáfrica, Rep. de ¹	1.816.291	1.706.794	1.069.612	6,4	69,8	7,54	1.488.687	82,0
Suecia	4.984.370	4.829.047	3.222.699	3,2	54,7	61,20	4.984.370	100,0
Suiza	3.604.034	3.404.427	1.997.957	5,9	80,4	55,44	3.604.034	100,0
Turquía	807.294	728.358	286.450	10,8	181,8	2,09	639.380	79,2
U.R.S.S.	14.260.700	13.198.700	6.502.000	8,0	119,3	5,68	13.117.358	92,0
Venezuela, Rep. de	504.000	470.748	242.264	7,1	108,0	4,38	497.861	98,8
Yugoslavia	1.003.550	910.695	322.226	10,2	211,4	4,77	977.073	97,4

n. d. abreviaturas de "datos no disponibles".

¹ Datos al 31 de marzo de 1974.

² Representa el número de conversaciones medidas.

³ Datos al 30 de junio de 1973.

⁴ Estos datos incluyen los correspondientes a las partes asiáticas de Turquía y la URSS.

⁵ Incluye las llamadas automáticas interurbanas.

⁶ Incluye las llamadas interurbanas.

⁷ Incluye los impulsos interurbanos.

⁸ Incluye impulsos interurbanos e internacionales.

⁹ Incluye las llamadas manuales locales y las interurbanas automáticas.

¹⁰ Incluye las llamadas internacionales.

¹¹ Estos datos no incluyen los sistemas telefónicos de las fuerzas armadas.

¹² Los impulsos representan minutos cargables.

¹³ Incluye los impulsos internacionales.

¹⁴ Incluye los impulsos interurbanos de Lorenzo Marques y Beira.

¹⁵ En este caso se refiere a teléfonos en funcionamiento más que en propiedad. Los sistemas pertenecientes al gobierno de una forma total o parcial pueden ser explotados privadamente (por ejemplo, Italia). La palabra "gobierno" se refiere a naciones, estados o municipios.

¹⁶ Incluye las llamadas marcadas por los abonados y las locales vía operadora.

Nuevas realizaciones

La primera central semielectrónica de América del Sur será de fabricación española.

La primera central semielectrónica de teléfonos que se instale en América del Sur será de fabricación española. Standard Eléctrica, S. A., ha ganado, en competencia con fabricantes americanos, europeos y japoneses, la licitación internacional de la Empresa Brasileña de Teléfonos, Embratel, para el suministro de una central de estas características, con 4.500 enlaces internacionales, a la ciudad de Río de Janeiro. La central encargada es del sistema Metaconta*, como la que Standard Eléctrica fabrica y ha comenzado a instalar en Roma.

El contrato, que comprende fabricación, suministro e instalación de la central, asciende a más de siete millones de dólares y fue firmado en Río de Janeiro por el presidente de Embratel, don Haroldo Correa de Mattos y el director comercial de Standard Eléctrica, don Antonio Rodríguez Rodríguez.

El acuerdo establecido ahora con la Administración brasileña, como el de meses atrás con la italiana, es el resultado del esfuerzo investigador desarrollado por Standard Eléctrica, que le ha permitido alcanzar un puesto en vanguardia de la industria de las telecomunicaciones a nivel internacional. En la actualidad la cartera de pedidos de exportación de esta compañía se sitúa en la cota de los 4.500 millones de pesetas, con órdenes para 38 países diferentes.

Standard Eléctrica, S. A., España

La primera central interurbana Metaconta* 10 C en la calle Pitt (Sidney-Australia).

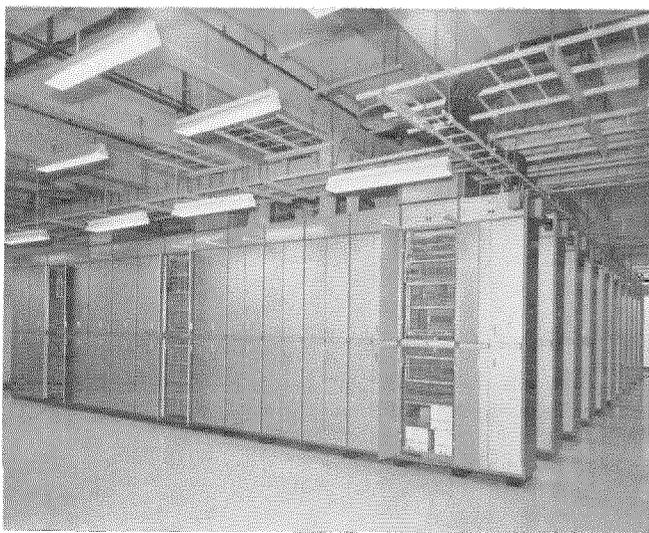
El día 2 de diciembre de 1974 se inauguró oficialmente en la calle Pitt (Sidney) la central interurbana Metaconta* 10 C que había sido cortada el día 24 de septiembre del mismo año.

La primera central 10 C de Sidney desempeña un importante papel en la red telefónica de la Australian Post Office. La central interurbana de Pitt atiende al área de servicio local ampliado de la red telefónica de Sidney, conectando a todas las principales poblaciones por los enlaces interurbanos nacionales, y al resto del mundo a través de la central internacional.

Esta central interurbana, previamente equipada con 12.000 enlaces, es la mayor aplicación del sistema Metaconta* 10 C realizada hasta el presente, y equivale a una central local de 48.000 líneas. La capacidad final, utilizando técnicas de multiproceso, es de 50.000 enlaces.

Antes del corte, la Australian Post Office probó concienzudamente todos los equipos y servicios durante varios meses. La dirección de la APO y los funcionarios de la New South Wales

* Marca registrada del sistema ITT.



Central de la calle Pitt — Sidney.

Post Office se muestran muy satisfechos por el funcionamiento de la central interurbana Metaconta* 10 C de Pitt.

Se ha incorporado un nuevo diseño de puesto de operadora, del que se instalarán hasta 250 en la central de Pitt, a fin de poder manejar el gran volumen de llamadas especiales con ayuda de operadora que se producen continuamente.

Esta central interurbana ha sido desarrollada por la Compañía Bell Telephone Manufacturing, de Amberes, en estrecha cooperación con Standard Telephone & Cables Ltd., de Sidney.

En la actualidad se están fabricando otras centrales interurbanas Metaconta* 10 C, encargadas por la Australian Post Office para Melbourne, Adelaida y Bendigo. Se espera recibir en breve los encargos de ampliación de la central de Pitt y de fabricación de la nueva central interurbana de Brisbane.

Desde el día 25 de septiembre de 1967, en que se cortó el primer sistema de conmutación Metaconta* 10 C, controlado por programa almacenado, en Wilrijk (Bélgica), se han puesto en servicio nuevas centrales por un equivalente de más de 200.000 líneas.

Bell Telephone recibió encargos de Metaconta* 10 C por un equivalente de un millón de líneas, procedentes de Australia, Bermudas, Hong-Kong, Noruega, Formosa, Países Bajos y Yugoslavia.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

ITT Avionics entrega una antena Tacan de a bordo de estado sólido, a la Marina de Guerra de Estados Unidos.

ITT Avionics Division ha entregado a la Marina de Guerra de Estados Unidos un modelo de prueba en condiciones de servicio de una antena de navegación Tacan de exploración electrónica, de pequeño peso y diseño compacto, para naves.

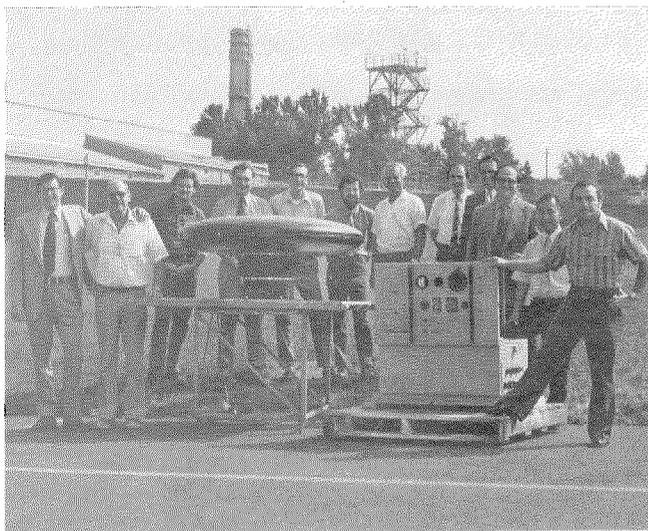
La antena está proyectada para utilización en barcos demasiado pequeños para llevar antenas de exploración mecánica convencionales, que son considerablemente mayores que este nuevo diseño. La antena proporciona funcionamiento en toda la banda (252 MHz), permitiendo a la Marina de Guerra operar en modo X e Y, lo que facilitará el aumento de la capacidad del canal en el futuro.

La antena fue enviada desde ITT Avionics Division al Destacamento de Evaluación y Prueba de Sistemas Electrónicos de la Marina de Guerra (Naval Electronic Systems Test and Evaluation Detachment), St. Inigoes, Maryland, para las pruebas de evaluación de vuelo y de alcance de la antena, y para las pruebas de adaptación con un nuevo radiofaro Tacan de la Marina de Guerra. Posteriormente, la antena fue remitida a Charleston, Carolina del Sur, para las evaluaciones de las operaciones en el mar a bordo del barco USS Brumby de la clase DE 1040. La evaluación funcional a bordo del USS Brumby fue completada satisfactoriamente el pasado 10 de octubre.

Las características de la antena incluyen:

- Mástil de unos 61 kg.
- Cobertura de 252 MHz para funcionamiento en toda la banda.
- Estabilización de azimut electrónica.
- Tiempo medio entre fallos superior a 17.000 horas.
- Explorador y control de funcionamiento incorporado.
- Estabilización del movimiento de balanceo (Roll) hasta 25° (Sin embargo las pruebas demostraron que esto era innecesario y se ha reducido su masa a 44 kg).

El programa de la antena incluía pruebas de cualificación ambiental completas del modelo de prueba en condiciones de servicio, así como prueba y demostración de entrenamiento. Se espera que una evaluación satisfactoria de la combinación antena radiofaro conducirá a la fabricación e instalación de sistemas a bordo de barcos de la clase Patrol Frigate (Fragata de Patrulla). Se espera que la nueva antena sea aplicable para pequeñas naves en las que el peso sobre el mástil debe ser reducido al mínimo. Por ejemplo, el propuesto barco de superficie (Surface Effect Ship) y los barcos LAMPS (Light Airborne Multi-Purpose System, sistema táctico de uso general) que requerirán ayuda para retorno con una antena Tacan, de pequeño peso y períodos de modulación de 15/135 Hz.



El sistema de antena Tacan de a bordo aparece listo para la entrega a la Marina de Guerra de los Estados Unidos.

Otra aplicación potencial serían las instalaciones Tacan a bordo de los barcos de las clases SRN-6 y URN-20, en los que la antena de a bordo y el montaje monitor de control de la ITT Avionics Division reemplazaría la antena mecánica y el montaje y monitor de control de prueba existente.

La antena de a bordo es también apta para cumplir las exigencias de las Fuerzas Aéreas (Air Force) para un radiofaro Tacan lanzable desde el aire. Sus características específicas de poco peso, fiabilidad de estado sólido y ausencia de mecanismos de precisión, aumentan su idoneidad como un radiofaro lanzable desde el aire. Adicionalmente, los circuitos monitores de control utilizados en la antena de a bordo son aplicables directamente a las antenas de exploración electrónicas de estado sólido y de alta eficacia requeridas por las Fuerzas Aéreas (Air Force), por la Marina de Guerra (Navy) y por la Infantería de Marina (Marine Corps) para los sistemas Tacan terrestres.

ITT Avionics Division consiguió el contrato para diseñar, desarrollar y construir el modelo de prueba en condiciones de servicio en toda la banda de la antena de a bordo de estado sólido, sobre las bases de pequeño tamaño del sistema, pequeño peso y sencillez de estructura, lo que proporciona facilidad de mantenimiento y aumenta la fiabilidad. La antena utiliza un diseño patentado que emplea un conjunto de elementos parásitos conmutados digitalmente.

ITT Avionics Division, Estados Unidos de América

Sistema de intercomunicación gigante en la Clínica Grosshadern.

Con una capacidad inicial de 896 líneas, el sistema de intercomunicación instalado por SEL (Standard Elektrik Lorenz) en la Clínica Universitaria de Grosshadern, cerca de Munich, es probablemente el mayor de la República Federal de Alemania. El objetivo principal de este sistema duplex, del tipo PX 8000 es proporcionar un sistema de comunicación adicional independiente de la central automática privada.

El sistema PX 8000 instalado en Grosshadern está equipado con un conjunto de servicios adicionales, tales como selección directa para 70 grupos de 10 líneas cada uno, llamada a abonado ocupado con espera para todos los puestos de trabajo, llamada general, llamada de grupo para cualquiera de los 48 grupos programados con anterioridad, además de 56 circuitos jefe-secretaria y 40 dispositivos para asignación de llamada a las salas de operación. Algún día, en el futuro, un circuito de conferencias múltiple especial, complementará el sistema de TV en circuito cerrado. A pesar de los numerosos servicios

adicionales del equipo, cada puesto de trabajo está conectado con la central de intercomunicación por sólo cuatro hilos, lo que permite modificaciones posteriores, como por ejemplo reordenamiento o asignación de servicios especiales, sin más que simples ponteados sobre el bastidor principal de distribución.

El sistema PX 8000 completa la serie de sistemas de intercomunicación de SEL que incluye instalaciones para 30, 64, 192 y 500 puestos de trabajo. El sistema PX 8000 puede ser ampliado en unidades de 16 puestos de trabajo hasta 8000 puestos.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana

Equipo para supresión de eco.

El Post Office británico ha encargado un equipo para la supresión de esos molestos ecos que a veces aparecen durante las conversaciones telefónicas de larga distancia. Los supresores se instalarán en la nueva central internacional de la Mondial House de Londres, y podrán estar en funcionamiento en diciembre de 1976.

Los supresores de eco se utilizan en cada uno de los extremos de los enlaces de comunicaciones de larga distancia, que normalmente utilizan como soporte satélites, cables submarinos intercontinentales, o radio de alta frecuencia. La persona que está hablando percibe los ecos cuando las señales transmitidas por el circuito telefónico se encuentran con conexiones donde las impedancias no están adaptadas, produciéndose entonces el retorno de las reflexiones. La forma más sencilla de superar este inconveniente es la instalación de supresores de eco que bloquean el camino de recepción entrante para la persona que está hablando, de tal forma que aquélla no percibe el eco.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

Conferencia: "Siete años de experiencia en sistemas de conmutación Metaconta"*

J. Broux, ingeniero de producto de BTM, pronunció una conferencia sobre el tema "Siete años de experiencia en sistemas de conmutación Metaconta" en la reunión del comité de planes de Asia y Oceanía del CCITT/CCIR, celebrada en Tokio (20-30 de octubre).

El conferenciante mantuvo antes una reunión mixta con delegados de las administraciones telefónicas de Asia y Oceanía, así como de la industria local, poniendo de relieve los logros y la experiencia alcanzada hasta la fecha por ITT en el campo de los sistemas de conmutación controlados por programa almacenado.

Sistemas CPA Metaconta*: Instalaciones en funcionamiento (agosto 1974)

Sistema/Situación	Líneas	Enlaces	Primer corte
MC 10 C			
Australia/Sidney		12.000	Septiembre 1974
Bélgica/16 instalaciones	110.000		Marzo 1972
Bélgica/Wavre		1.350	Noviembre 1973
Holanda/TF Den Haag		2.000	Mayo 1973
/TX Bussum		2.000	Marzo 1974
Yugoslavia/Moste	4.000		Mayo 1974
MC 10 R			
Francia/Roissy	6.000		Diciembre 1972
USA/Las Vegas	9.500		Septiembre 1974
MC 11 A			
México/Guadalajara	20.000		Mayo 1974
Marruecos/Rabat	3.000		Febrero 1972

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

* Marca registrada del sistema ITT.

Nuevas realizaciones

Dos nuevas estaciones terrenas europeas equipadas con amplificadores paramétricos de LCT.

En la actualidad, se están instalando cuatro amplificadores paramétricos fabricados por el Laboratoire Central de Télécommunications (LCT) en las dos nuevas estaciones terrenas GEOS y METEOSAT, levantadas en la Odenwald, cerca de Darmstadt, República Federal Alemana.

Está previsto para 1976 el lanzamiento de los satélites geostacionarios de la ESRO, GEOS y METEOSAT.

El GEOS es un satélite científico que explorará la magnetosfera, estudiando el flujo de partículas y los campos eléctrico y magnético.

El METEOSAT es la contribución europea a una red meteorológica internacional formada por cuatro o cinco satélites. Esta red participará en el Programa Mundial de Investigación Atmosférica (GARP) para conseguir una cobertura meteorológica global.

Los amplificadores (modelo 2.3 — 30 — 55) que fueron diseñados y fabricados por LCT en menos de 8 meses, son del tipo no refrigerado criogénicamente y totalmente de estado sólido. Como principales características, consiguen una ganancia de 49 dB con una temperatura de ruido inferior a 57 °K, en una anchura de banda de 45 MHz.

Colocados entre la antena y el receptor, los dos amplificadores de una determinada estación están conectados en paralelo y amplifican las señales de entrada con unos retardos que difieren en menos de 1,5 ps. En un funcionamiento normal, uno de ellos está conectado al receptor mientras el otro controla el seguimiento automático del satélite por parte de la antena.

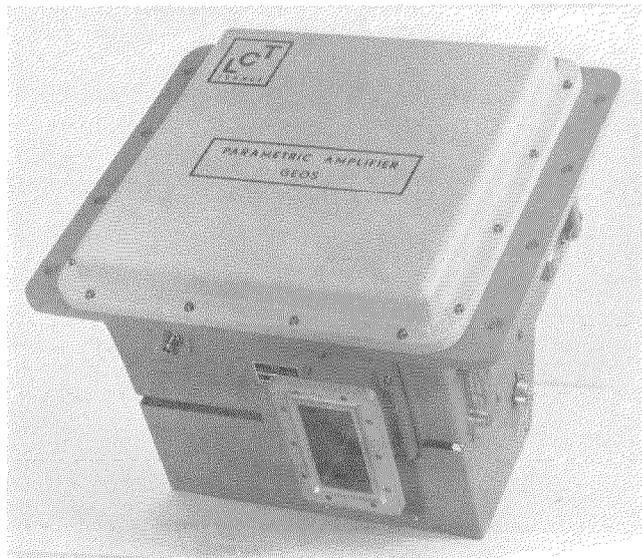


Fig. 1 El amplificador paramétrico GEOS va alojado en un receptáculo cerrado y controlado termostáticamente. La temperatura interna se mantiene a 10 °C mediante diodos Peltier, con refrigeración por corriente forzada de aire. Tiene una estabilidad de ganancia de $\pm 0,3$ dB/mes y un tiempo de estabilización en el arranque inferior a 10 minutos.

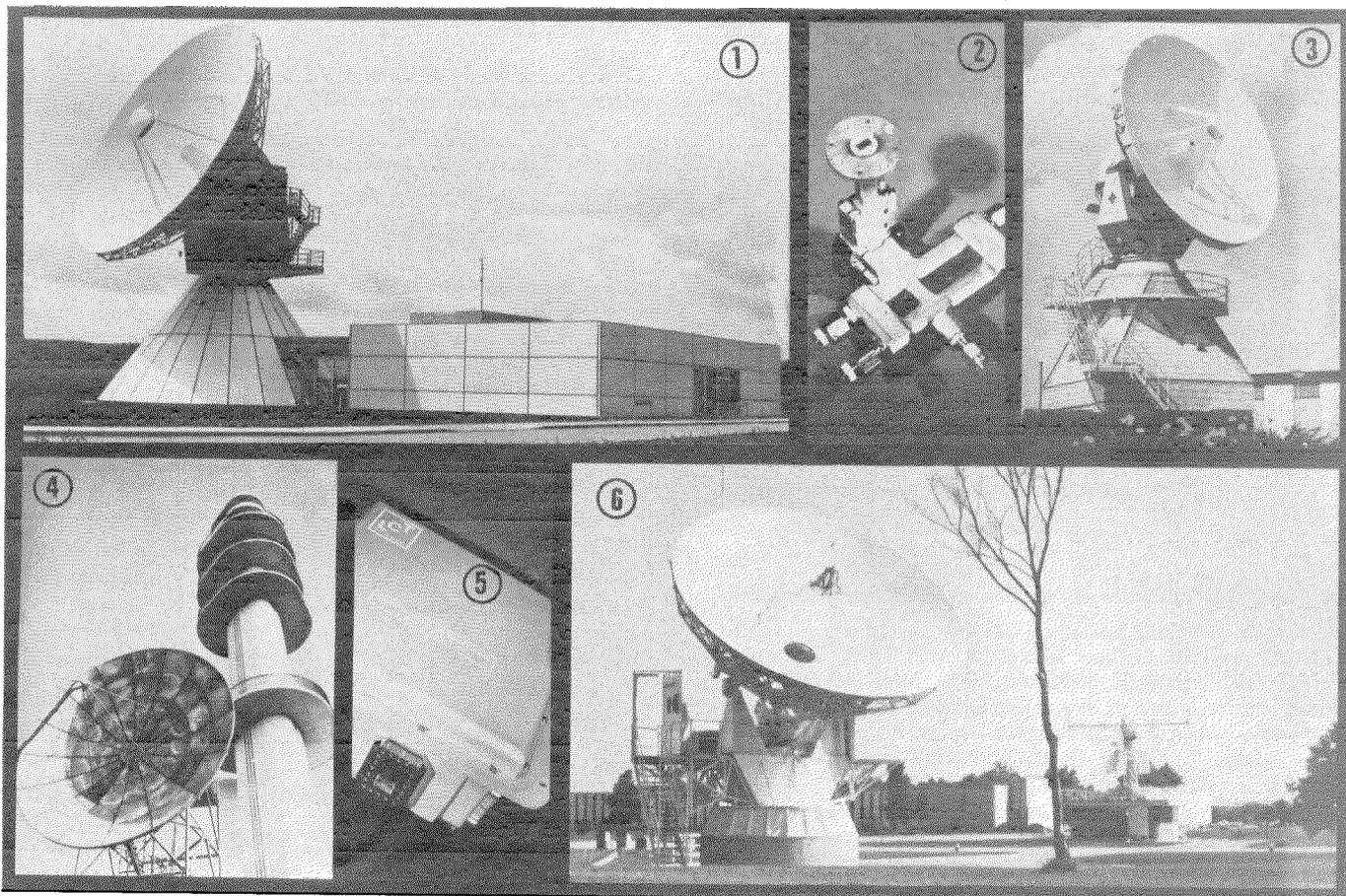


Fig. 2 Aquí pueden verse 4 estaciones terrenas equipadas con los amplificadores paramétricos de LCT, así como una etapa paramétrica (2) y un amplificador de 4 GHz (5).

Las estaciones:

- La estación terrestre alemana SYMPHONIE (1).
- La estación terrestre SIRIO (3).

- El terminal receptor de Argel del enlace troposferico transmediterráneo de televisión (4).
- La estación de control SYMPHONIE (6) en Toulouse (Francia).

No obstante, si falla el primer amplificador, es automáticamente reemplazado por el segundo, mientras el seguimiento queda controlado temporalmente por un ordenador.

Hay que destacar que estos amplificadores tienen un tiempo medio entre fallos de 17.000 horas (valor calculado), con un tiempo medio de reparación de una hora.

Las estaciones GEOS y METEOSAT son, respectivamente la quinta y sexta estaciones terrenas europeas equipadas con amplificadores paramétricos de LCT.

Dos de estas estaciones, localizadas en Raisting (República Federal Alemana) y Toulouse (Francia), comunican con el satélite SYMPHONIE, lanzado durante el pasado mes de diciembre.

LCT está fabricando actualmente otros varios amplificadores paramétricos para equipar a 4 nuevas estaciones europeas.

Laboratoire Central de Télécommunications, Francia

Sistemas de navegación por radio de SEL para el aeropuerto de Budapest.

Frente a una fuerte competencia internacional, SEL (Standard Elektrik Lorenz) recibió un pedido para equipar una de las pistas de aterrizaje del aeropuerto Ferihegy de Budapest, con dos sistemas de navegación por radio ILS-S para aproximación para el aterrizaje desde ambas direcciones. Estos sistemas de aterrizaje instrumental permiten una aproximación de acuerdo con la Categoría II/III de la ICAO (International Civil Aviation Organization), es decir con visibilidad en tierra de 400 metros. Ambos sistemas fueron entregados a finales del año 1974.

En años anteriores, SEL ya suministró tres radiofaros omnidireccionales VOR-S de UHF y un transmisor de prueba VOR, tipo VOT-S para el mismo aeropuerto.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana

Nueva ampliación del sistema Terryphone* en un Banco.

El Banco de Inversiones Nomura Europe ha ampliado, por segunda vez en cuatro años, su sistema de comunicaciones Terryphone*. La última expansión fue provocada por una ampliación de las instalaciones, que obligó a pasar de 32 a 45 Terryphones, suministrados por ITT Industries bajo un nuevo contrato de alquiler y mantenimiento.

En principio, Nomura instaló un sistema Terryphone para facilitar la localización del personal que deambula por cualquiera de sus oficinas. Con este nuevo sistema, la persona llamada puede contestar en unos pocos segundos a través del aparato libre más próximo. Las llamadas se pueden provocar desde cualquier aparato Terryphone, pudiendo celebrarse las conferencias inmediatamente e independientemente del sitio donde se encuentren los participantes en ellas.

ITT Industries, Reino Unido

ITT consigue un importante contrato de investigación en el Artico.

La Marina de Guerra ha adjudicado a ITT Arctic Services Inc. (ASI) un importante contrato para operar, mantener y suministrar otras funciones de apoyo del campamento para el Laboratorio Artico de Investigación de la Marina de Guerra (Naval Arctic Research Laboratory) situado en Barrow, Alaska, a unos 530 km al norte del círculo Polar Artico.

Arctic Services Inc., compañía subsidiaria de Federal Electric Corporation de Paramus, New Jersey, opera y mantiene el sistema de comunicaciones White Alice, en Alaska, bajo contrato con las Fuerzas Aéreas de los Estados Unidos (U.S. Air Force).

* Marca registrada del sistema ITT.

La Oficina del Programa del Artico (Arctic Program Office), dependiente de la Oficina de Investigación de la Marina de Guerra (Office of Naval Research), Arlington, Virginia, tiene la responsabilidad total de dirección del Laboratorio Artico de Investigación de la Marina de Guerra NARL).

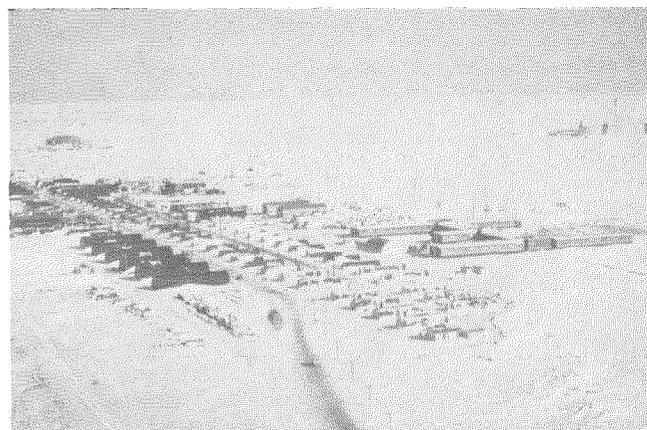
El laboratorio se encarga de una gran variedad de proyectos de investigación sobre tierra y mar destinados a conseguir un mejor conocimiento del medio ambiente del Artico. Estos proyectos comprenden desde arqueología, comunicaciones, biología, geología, geofísica, meteorología, técnicas de salvamento y supervivencia y sistema ecológico de la tundra, hasta oceanografía, corrientes, hielos marinos, flujo térmico, acústica submarina, navegación de deriva y reservas de petróleo y de gas natural.

La estación de campo principal del laboratorio es la isla de hielo flotante T-3. Desde esta plataforma estable, se conduce la investigación para el conocimiento del Océano Artico. A lo largo de todo el año, se recogen los datos básicos relativos a hidroacústica, geología marina y geofísica, biología marina y meteorología.

La isla de hielo flotó a la deriva durante 1971 sobre la región oriental de la Cordillera Alpha (una cadena de montañas del fondo del Océano Artico), a unos 1600 km de Point Barrow, y ha permanecido desde entonces a una distancia comprendida entre 160 y 320 km de la isla Ellesmere, al norte del Archipiélago Canadiense. Periódicamente, se establecen también emplazamientos temporales de investigación sobre los témpanos flotantes del Océano Artico, a lo largo de la costa de Alaska y en los Mares Beaufort y Chuckchi.

Además de sus propios experimentos, el NARL mantiene en el Artico diversos proyectos de investigación de universidades y otras instituciones de investigación privadas, así como de otras agencias del gobierno. Entre éstas se encuentran la Comisión de Energía Atómica (Atomic Energy Commission), la Agencia de Protección del Medio Ambiente (Environmental Protection Agency), el Servicio de Salud Pública de Estados Unidos (U.S. Public Health Service), la Administración Nacional Oceánica y Atmosférica (National Oceanic and Atmospheric Administration), la Fundación Nacional de Ciencias (National Science Foundation), la Oficina de Asuntos Indios (Bureau of Indian Affairs), el Servicio Meteorológico Nacional de los Estados Unidos (U.S. National Weather Service), el Departamento de Seguridad Pública de Alaska (Alaska Department of Public Safety) y el Departamento de Educación de Alaska (Alaska Department of Education).

ITT's Federal Electric Corporation, Estados Unidos de América



Barrow, Alaska — El único Laboratorio de Estados Unidos dedicado completamente a la investigación en el Artico, es el Laboratorio de Investigación Artica de la Marina de Guerra (NARL), localizado en Barrow, sobre la Vertiente Norte cubierta de hielo, a unos 530 km por encima del círculo Polar Artico, donde la temperatura alcanza los 55° bajo cero. ITT Arctic Services Inc., una compañía subsidiaria de Federal Electric Corporation, de Paramus, New Jersey, opera, mantiene y suministra otras funciones de apoyo al Laboratorio.

Nuevas realizaciones

Sistema de retransmisión de radio para 1800 canales, de estado sólido.

En 1973 se desarrolló un nuevo equipo de retransmisión de radio completamente transistorizado para la banda de 4 y 6 GHz, con una capacidad de 1800 canales telefónicos MDF o televisión en color y cuatro canales de sonido. A lo largo de 1974 se han probado satisfactoriamente 6 prototipos de este desarrollo.

Las principales características del equipo son:

- potencia típica de salida: 7,5 W
- factor de ruido típico: 6,5 dB
- factor de mérito típico del sistema: 142 dB.

Se ha conseguido esa gran potencia de salida gracias a la combinación de un bucle de sincronización de fase de banda ancha, un amplificador transistorizado también de banda ancha y un multiplicador de frecuencia. Esto ya se había venido usando desde 1973 en la producción de equipos de retransmisión de radio para 960 ó 1260 canales telefónicos MDF. Esta

característica de tan elevada potencia de salida se presentó en la Conferencia Europea de Microondas de 1973.

Entre las ventajas específicas de este desarrollo hay que destacar la gran potencia de salida del transmisor y el bajísimo ruido de intermodulación debido a la realimentación negativa del transmisor.

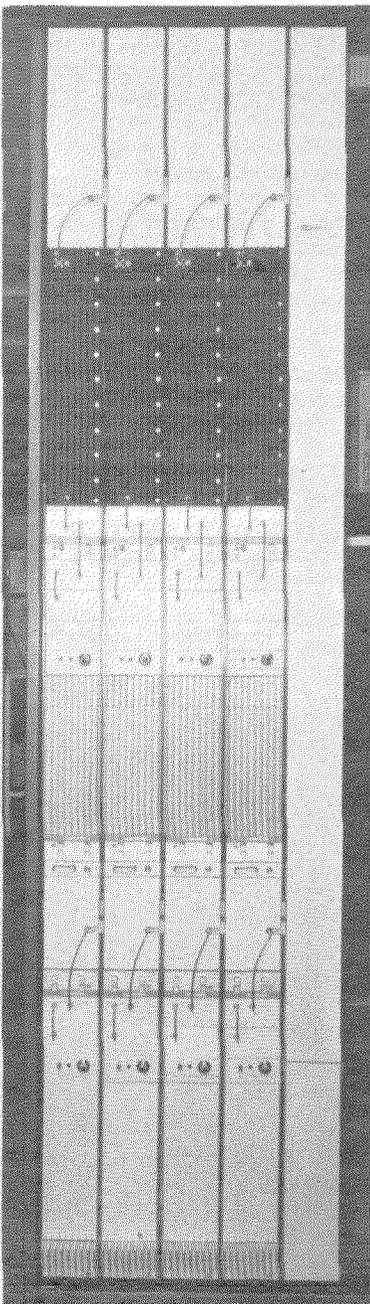
12 canales de servicio situados en la parte superior de la banda permiten el uso completo de cuatro canales de sonido para casos de transmisiones de televisión. Los canales de servicio de la parte inferior de la banda se pueden utilizar para circuitos de telefonía.

El equipo de radio desarrollado forma parte del sistema RRH, que incluye todos los auxiliares tales como modems a 70 MHz, banda base ampliable y conmutación a frecuencia intermedia.

El equipo se ha diseñado según la práctica de equipo vertical conocida como VSEP*.

Ya se ha iniciado la fabricación del mismo.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica



Sistema de retransmisión de radio para 1.800 canales de estado sólido.

ITT Avionics Division, recibe un importante encargo para fabricar transmisores para navegación tipo Loran C, para el Servicio de Guardacostas de los Estados Unidos.

El Servicio de Guardacostas de los Estados Unidos, ha adjudicado a ITT Avionics Division, un importante contrato para fabricar aparatos transmisores para navegación, de largo alcance, del tipo Loran C, para ser instalados en 5 localidades de la Costa Occidental.

Los transmisores deberán ser entregados a mediados del año 1976, a fin de que estén en funcionamiento para cuando comience a transportarse mediante petroleros, el petróleo procedente del terminal del oleoducto de Alaska situado en Valdez, en la Costa del Pacífico, previsto para 1977. El sistema Loran C, solicitado por el Servicio de Guardacostas, es un sistema de navegación por radio de largo alcance, que permite a un barco localizar su posición con una exactitud mejor que un cuarto de milla náutica (unos 500 metros). El sistema Loran C es un sucesor del sistema Loran A, actualmente en uso, que tiene una precisión comprendida entre 0,8 y 3 km solamente.

El sistema Loran C, ha sido empleado por el ejército y unos pocos grupos científicos y de prospección de petróleo durante algunos años. ITT Avionics Division, ha producido muchos de los equipos de transmisión y recepción Loran C utilizados hoy día, habiendo suministrado transmisores para 15 estaciones Loran C, de los que 5 se encuentran en el Pacífico Noroccidental, 4 en el Atlántico Norte, 4 en Asia Suroriental, 1 en la parte continental de Estados Unidos y 1 en el Mediterráneo.

Miembro del Grupo de Defensa Espacial (Defense-Space Group) de International Telephone and Telegraph Corporation, ITT Avionics Division, se ocupa del desarrollo, diseño y producción de sistemas de comunicación integrados, sistemas de navegación e identificación, y sistemas de defensa electrónicos para aplicaciones aéreas y de superficie. Además del equipo Loran C, ha fabricado casi todos los transmisores Loran A que funcionan en la actualidad.

Cada estación Loran tiene dos transmisores, de los que uno funciona como apoyo o reserva, proporcionando de esta forma una total redundancia al sistema las 24 horas del día. Los actuales transmisores tienen unas dimensiones de 3,66 metros de anchura por 7 metros de longitud y entregan a la antena transmisora una potencia de pico hasta 1,5 megavatios. Con excepción de uno de los equipos transmisores situados en Vietnam del Sur y del situado en el Mediterráneo, que son ambos transportables, los transmisores Loran C están ubicados en estructuras permanentes facilitados por los Servicios de Guardacostas.

ITT Avionics Division, Estados Unidos de América

* Marca registrada del sistema ITT.

Exhibición total de las actividades marítimas y subacuáticas de STC.

Con motivo de la Feria y Conferencia Internacional Costera celebrada en Olympia entre los días 7 y 11 de octubre, STC realizó la primera exhibición total de sus experiencias en comunicaciones marítimas y subacuáticas. Una de las principales características del pabellón de STC fue la reproducción en tamaño natural de una cámara de compresión sumergible, prestada por la Unidad Experimental de Buceo del Amirantazgo, que ilustra una de las aplicaciones de las actividades subacuáticas de STC.

La División de Sistemas Submarinos mostró su nuevo sistema de cable telefónico submarino de 12 circuitos. Este sistema de comunicaciones de baja capacidad reúne las condiciones ideales para ser utilizado en plataformas costeras, estructuras tripuladas e islas donde se requieran comunicaciones fiables y de buena calidad. Puede utilizarse como enlace de comunicaciones privadas o como un ramal de baja capacidad (para distancias de hasta 130 millas náuticas) de rutas principales de comunicaciones. Todo lo anterior, junto con cajas estancas para la penetración de cables a través de cascos de submarinos, terminaciones submarinas, penetradores de cascos (hull penetrator), conectores y adaptadores, son consecuencia directa de la experiencia de más de 20 años que STC tiene en el diseño, fabricación y tendido de sistemas de cable telefónico submarino.

También se demostró la capacidad de la División para el diseño, fabricación e instalación de una amplia gama de equipo para tendido y recuperación de cable, así como de los sistemas asociados de instrumentación y control.

La División de Cable Telefónico de STC, situada en Newport, se encuentra entre las primeras del mundo en cuanto a tecnología especializada en cables para servicios múltiples. Durante casi 20 años, STC se ha visto fuertemente implicada en muchos proyectos de singular importancia en este campo. Ha fabricado cables con conductores de energía eléctrica, tubos de gas para oxígeno y helio y enlaces para comunicaciones y control, que al mismo tiempo son capaces de arrastrar y levantar varias toneladas y soportan el arrollamiento en los tornos. En la planta se han diseñado y fabricado más de 400 tipos de cable especial para su utilización en aplicaciones civiles y militares, tales como control remoto de vehículos submarinos, sonar para levantar mapas del suelo oceánico, comunicaciones con campana de buzo, batitermógrafos, etc. También se han venido fabricando las terminaciones asociadas a los cables de las que igualmente se exhibió una selección.

La International Marine Radio Company proporciona equipos para cualquier tipo de embarcaciones, desde los pequeños costeros y barcos de carga, hasta los petroleros, VLCC, grandes cargueros y transatlánticos del mayor tamaño conocido. La compañía exhibió 15 muestras diferentes de equipos, incluyendo grandes estaciones de radio, equipo más pequeño para comunicaciones de corto alcance, transmisores-receptores de emergencia robustos y portátiles para botes salvavidas y equipos para la navegación.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

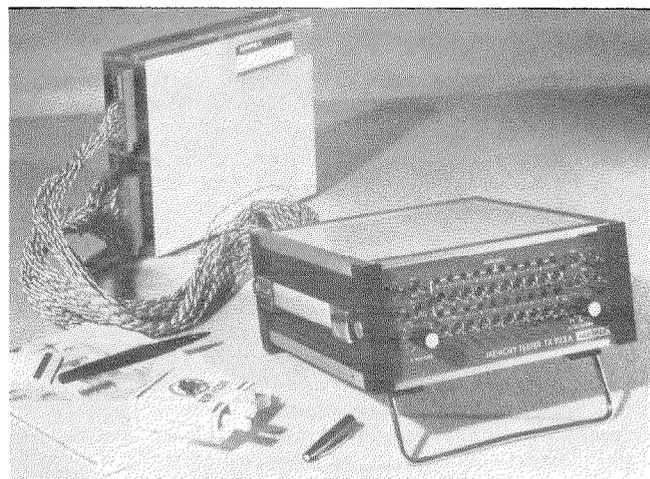
Comprador de memorias TX 923 A.

Este aparato está diseñado para probar pilas de memoria compatibles con la técnica TTL, con 1 a 16 kilopalabras de 1 a 20 bits.

Este aparato de pequeño tamaño, sin programación de "software", detecta errores de direccionamiento, lo que le permite la localización de la parte defectuosa de la memoria al visualizar la dirección de la palabra errónea, y dentro de estas palabras, el bit o bits que originan el error al comprobar cada bit de cada dirección.

Este aparato será útil en futuros trabajos de desarrollo o en inspección final y mantenimiento.

Conectado a la memoria que se va a comprobar, el aparato la carga con frases de 1 a 20 bits (de acuerdo con la memoria). Entonces se lee el contenido de la memoria y se visualizan los errores.



El comprobador de memorias funcionando.

En el aparato TX 923 A, es posible seleccionar tres modos de trabajo:

- Modo automático: carga y visualización avanzan continuamente. Un error se muestra por una luz roja sin parar el ciclo de operaciones.
- Modo automático con parada en caso de error: la memoria se carga, y después se lee. Si durante la lectura se detecta un error, el ciclo se para.
- Modo paso a paso: es un complemento del modo anterior. Después de una parada producida por la detección de un error, el aparato o bien continúa hasta que se detecta un nuevo error, o la exploración se hace paso a paso.

El comprobador de memorias TX 923 A es capaz de accionar una memoria en los modos siguientes:

- Borrar — Escribir.
- Leer — Reponer.
- Leer — Modificar — Escribir.
- Control de zona.

El aparato necesita una fuente de alimentación externa que puede ser la de la propia memoria.

Metrix, Francia

Inaugurado el Centro de Conmutación Electrónico EWS de Stuttgart-Feuerbach.

El día 5 de septiembre de 1974 entró en funcionamiento el centro de conmutación telefónico de Stuttgart-Feuerbach del "Sistema de Conmutación Electrónico EWS", que fue instalado por Standard Elektrik Lorenz bajo un contrato firmado con la DBP alemana. Equipado inicialmente con 1.000 líneas, permite conexiones de líneas individuales, compartidas y colectivas, así como de teléfonos de previo pago y de centrales automáticas privadas (PABX).

El sistema EWS, mostrado públicamente por la industria de telecomunicaciones por vez primera en la Feria de Hannover en 1973, es adecuado para centros de conmutación tanto locales como de larga distancia. Posee un control central que emplea un programa almacenado electrónicamente, y es capaz de controlar centros de conmutación lejanos bien directamente o a través de canales de datos. Algunas de las nuevas características del servicio son ventajosas para el usuario, tales como conmutación controlada del servicio de contestador automático por el abonado, servicio "no molesten", servicio automático de despertador, marcaje abreviado, señal de llamada en espera, etc., mientras que la administración postal se beneficia de la automatización de numerosas operaciones tales como registro de tarificación, conmutación al servicio de contestador automático y proceso de datos con fines administrativos y operacionales.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana

Nuevas realizaciones

Sistema de distribución automática de llamadas para la British Airways.

Con la introducción de un sistema de distribución automática de llamadas, suministrado por ITT Business Systems, se acelerará enormemente el proceso de llamadas telefónicas a la nueva oficina de reservas que la British Airways posee en Manchester. La instalación finalizará a mediados de 1975.

Las personas que necesiten hacer reservas de vuelos o consultar cualquier aspecto relacionado con los mismos podrán comunicar directamente con la Sección de Información, marcando un número especial. La llamada busca automáticamente el primer teléfono libre de entre todos los disponibles en el sistema, y queda conectada. Dicho sistema estará atendido por hasta 70 operadoras especializadas que han recibido un completo entrenamiento para contestar prácticamente a cualquier pregunta que se les haga. Puede haber hasta 5 monitores cada uno de los cuales supervisa a un número determinado de operadoras y pueden llamar o liberar del sistema a cualquiera de ellas desde su puesto de observación, o incluso hacerse cargo de la llamada en casos de dificultad. Durante las horas punta, el monitor puede controlar el número de líneas de la central que está en uso. El monitor principal controla todo el sistema y puede así valorar la situación de conjunto. El puesto de dicho supervisor tiene un indicador de llamadas en espera, un medidor de esperas excesivas y un indicador de alarma en caso de fallo del sistema.

Este sistema no solamente contribuirá a la agilización de las informaciones en torno a los vuelos, sino que también descargará trabajo a las telefonistas del cuadro principal, permitiéndolas atender a las llamadas entrantes de rutina.

ITT Business Systems, Reino Unido

Puesta en servicio de una central Metaconta* en Las Vegas.

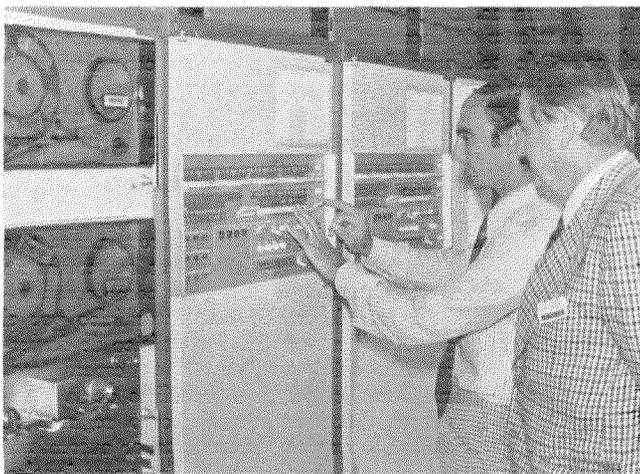
El día 2 de septiembre de 1974, se puso en servicio por CENTEL, una nueva central Metaconta* en Las Vegas, Nevada.

Es una central telefónica local que proporciona servicio telefónico a una gran parte de la zona comercial de la ciudad. La central fue fabricada e instalada por LMT (Le Matériel Téléphonique) e ITT North American Telecom. La capacidad inicial es de 9.216 líneas, para un tráfico superior a 0,16 Erlangs por línea.

Hasta este momento, existían 5.000 líneas servidas por una central electromecánica, anterior a la nueva central Metaconta*. De estas 5.000 líneas, 800 eran líneas de previo pago, y 1250 eran líneas de centrales telefónicas privadas, la mayoría de ellas con posibilidad de realizar llamadas directamente.

Le Matériel Téléphonique, Francia

* Marca registrada del sistema ITT.



La central de Las Vegas: Panel de control y prueba.

Un sistema centralizado de facturación de llamadas automáticas para el Hotel La Fayette de París.

En julio de 1974, CGCT (Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques), puso en servicio un sistema para la facturación automática de llamadas telefónicas en el Hotel La Fayette de París.

La central Pentaconta* de este hotel, maneja el tráfico telefónico de 1024 habitaciones (32 plantas de 32 habitaciones cada una) y 600 extensiones de servicio divididas en 64 grupos. Está conectada a la red pública por medio de 96 líneas exteriores.

El sistema electrónico de facturación de llamadas que está instalado en la central, está controlado por un ordenador ITT 1650 que está conectado a:

- 4 consolas de facturación ubicadas al lado de los cajeros, y destinadas a preguntar y mostrar las cantidades adeudadas por cada cliente por sus llamadas telefónicas en el momento en que abandonan el hotel;
- 2 impresores de alta velocidad que entregan las facturas correspondientes;
- 1 teleimpresor en la sala de recepción para las informaciones que entran sobre la llegada y salida de clientes;
- 1 consola ubicada al lado del asistente de servicio, preparada para la facturación manual de llamadas especiales que normalmente requieren tarificación.

Además, a intervalos regulares se imprime una cuenta global de los cargos de cada grupo de extensiones de servicio del hotel, y si se quiere, una lista detallada de las llamadas establecidas por algunas extensiones especialmente observadas.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

Varios países del Oriente Medio encargan teléfonos de teclado.

Varios países del Oriente Medio han encargado teléfonos de teclado Quickstep* Deltaphone*. El encargo más importante procede del Líbano, mientras que los de Egipto, Irán, Qatar y Arabia Saudí son de pequeña cantidad, para prueba.

El Quickstep Deltaphone tiene una memoria electrónica, equivalente a 1600 transistores, que almacena los números a medida que se van accionando las teclas y los envía en forma de impulsos a una velocidad aceptable para la central telefónica. Una característica del teléfono bastante atractiva para las administraciones de telecomunicaciones es que no necesita baterías para alimentar a los circuitos microelectrónicos.

Se ha incorporado al teclado una nueva técnica "collapse action" que asegura la perfección del contacto de cada tecla cuando se la oprime. Cada tecla tiene una superficie cóncava para eliminar la posibilidad de deslizamiento del dedo y está doblemente moldeada para asegurar la permanencia de los números.

El Quickstep basado en el Deltaphone original de STC que tenía marcaje rotatorio convencional y del que se han vendido 2,5 millones de unidades, mantiene el marcador de tono único intermitente con control de volumen y el microteléfono de poco peso. El Post Office Británico ha encargado 3000 de estos aparatos de teclado para realizar una prueba de los mismos en algunas áreas seleccionadas de Londres. En otros lugares del Reino Unido las administraciones telefónicas independientes de Jersey y Kingston-upon-Hull han puesto estos aparatos a disposición de sus abonados.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

Introducción del noveno dígito en la numeración telefónica de Bélgica.

Hasta hace muy poco tiempo, el plan de numeración de la red telefónica belga constaba de 8 dígitos para las llamadas nacionales, mientras que en las 5 grandes áreas (Bruselas, Amberes,

* Marca registrada del sistema ITT.

Gante, Charleroi y Lieja) había 6 dígitos para las llamadas locales y 2 para el código de zona; las 35 áreas restantes tenían 5 dígitos en los números locales y 3 como código de zona.

El incremento del total de abonados y la instalación de nuevas centrales habría ocasionado en un futuro próximo el desbordamiento de la capacidad del plan de numeración en un número creciente de áreas, incluyendo la de Bruselas. Por eso, el PTT belga decidió añadir el noveno dígito al esquema numérico, manteniendo la numeración cerrada con 9 dígitos, 7 de los cuales sirven para el código local en Bruselas y 6, en el resto de las áreas.

Durante más de 3 años se han estado cambiando y preparando 62.310 circuitos (registradores locales, interurbanos e internacionales), para que pudiera llevarse a cabo el corte completo del noveno dígito el día 19 de julio de 1974. En las centrales Metaconta* 10 C, la introducción del noveno dígito se realizó mediante simples cambios en los programas de ordenador, con lo que ha quedado demostrada una vez más la flexibilidad del sistema.

La operación, realizada en estrecha colaboración con el RTT, finalizó con éxito y sin ninguna molestia para los abonados, a los que se avisó convenientemente a través de una campaña de información muy bien organizada.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

* Marca registrada del sistema ITT.

Sistema de cable de 12 circuitos para comunicaciones costeras.

La División de Sistemas Submarinos de STC ha desarrollado un nuevo sistema de cable telefónico submarino para proporcionar enlaces de comunicaciones seguros y fiables entre instalaciones costeras y tierra. El nuevo sistema de cable proporciona 12 canales telefónicos bidireccionales sobre varias distancias de hasta 130 millas náuticas. Entre sus aplicaciones típicas, pueden señalarse los enlaces telefónicos con plataformas costeras de extracción de petróleo o gas, y las rutas secundarias de baja capacidad de redes telefónicas principales, que sirven a otras estaciones permanentes o a islas. Sus circuitos, de calidad internacional, pueden utilizarse con todo éxito en conexiones directas con las redes nacionales y, tratándose de un sistema de transmisión por cable dichos circuitos son privados, fiables y libres de interferencias.

En todo el equipo terminal se utilizan dispositivos semiconductores de silicio. Dicho equipo está constituido por cuatro pequeñas unidades en cada extremo del sistema. Se puede instalar sobre la pared, o bien en bastidores o armarios. Cada unidad mide solamente 504 mm de alto, por 109 mm de ancho y 195 mm de profundidad.

El cable tiene un solo tubo coaxial que varía entre 12 y 37 mm, según la longitud del sistema. El tipo de protección blindada del cable depende de las características del fondo marino, de las corrientes, etc.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

Para solicitar separatas de artículos publicados en este número e información sobre precios, se ruega escriban a:

P. Mornet

Managing Editor, Electrical Communication

18—20, rue Grange-Dame-Rose

78-Vélizy-Villacoublay, France

Solamente pueden aceptarse pedidos por cantidades de al menos 100 separatas de cada artículo.