

Comunicaciones Eléctricas

Edición española de ELECTRICAL COMMUNICATION

revista técnica publicada trimestralmente por

INTERNATIONAL TELEPHONE and TELEGRAPH CORPORATION

RESUMEN

VOLUMEN 47 (1972) NÚMERO 4

En este número	216
Transmisión digital de conversación a bajas velocidades de transmisión, por <i>L. S. Moyer</i>	218
Transmisión digital de conversación para servicios móviles por radio, por <i>O. Bettinger</i>	230
Aplicación del Sistema Metaconta en el Aeropuerto de Roissy, por <i>J. Trelut</i>	237
Un método para establecer las funciones de bloqueo de un sistema de mallas, por <i>B. Fontana Sanchís</i> y <i>J. E. Villar de Villacián</i>	244
SOLAS III: Un nuevo equipo de radio portátil para embarcaciones de salvamento, por <i>J. N. McAinsb</i>	250
Componentes de microondas de Guía Delgada (Slimguide), por <i>G. F. Craven</i>	256
La boya ligera L 55 para medidas meteorológicas y oceanográficas, por <i>P. Vitureau</i> y <i>J. E. Turrière</i>	271
El futuro de las técnicas de señalización ferroviaria: ¿hacen falta nuevos métodos?, por <i>Dr. W. Jakob</i>	278
El sistema de conmutación de mensajes 600 ADX, por <i>D. Sharp</i> y <i>S. G. Beale</i>	283
PROTEST — Un lenguaje para pruebas, por <i>M. H. Gill</i>	289
Diseño automático de tarjetas de circuito impreso, por <i>F. G. Bowden</i> y <i>G. J. Lovitt</i>	295
Notas de investigación:	
Sistemas de transmisión, por <i>W. Haas</i>	301
Arseniuro de galio para generadores de luz verde, por <i>D. H. Mash</i>	301
Un nuevo método mejorado para medidas de diafonía en PCM, por <i>Pål Sørensen</i> y <i>Per Saxe</i>	302
Nuevas realizaciones	305
International Telephone and Telegraph Corporation, Compañías principales y subsidiarias	316
Nuevo libro	304
Índice de los artículos del Volumen 47 por materias	II
Índice de los artículos del Volumen 47 por autores	IV
Índice de nuevas realizaciones	VI



Editor principal: Pierre Mornet

Director en Español: J. A. Gómez García, Ramírez de Prado 5, Madrid - 7

En este número

Transmisión digital de conversación a bajas velocidades de transmisión

La codificación digital confiere un alto grado de seguridad y fiabilidad a los sistemas de comunicación oral. La conversación debe, empero, transmitirse digitalmente a una velocidad suficientemente baja a través de los canales de frecuencia vocal. Aunque los sistemas digitales simples de conversación pueden proporcionar velocidades de transmisión mucho más bajas que las utilizadas para la telefonía comercial, sólo el "vocodificador" o codificador de voz ha sido capaz de generar velocidades lo bastante bajas para la transmisión sobre los citados canales de frecuencia vocal. Pero como el "vocodificador" es grande y caro, nunca ha tenido un mercado muy extenso.

La introducción de circuitos integrados digitales ha permitido ahora la investigación de un sistema que reemplace al "vocodificador" convencional con algo más pequeño y barato. El "vocodificador" es en esencia un dispositivo analógico y los intentos de traducir su diseño a circuitos digitales han reducido el coste y tamaño sólo a expensas de la calidad de conversación. El problema parece resolverse mejor con el nuevo tipo de sistemas de codificación predictiva que se derivan de sistemas más simples como el PCM diferencial.

Para poner en evidencia cómo estos nuevos sistemas están en línea con los sistemas típicos digitales de conversación de baja velocidad de transmisión, se bosquejan los diferentes métodos usados para reducir la velocidad de transmisión — luego se describe el nuevo sistema con relación a estos métodos. Hasta ahora no se ha desarrollado en la práctica un equipo de estas características y el trabajo se ha limitado a simulaciones mediante ordenador, pero se describen algunos de los problemas posibles y los desarrollos que se están ensayando para vencerlos.

Se concluye afirmando que se ha demostrado el funcionamiento del método de codificación antes descrito y que tiene algunas ventajas peculiares sobre el codificador de voz. No hay razón para suponer que los problemas son insuperables y es sólo cuestión de tiempo el que el nuevo sistema reemplace al "vocodificador".

Transmisión digital de conversación para servicios móviles por radio

La transmisión digital de la información constituye otra alternativa de la transmisión analógica empleada por los servicios radiotelefónicos existentes. La llamada del abonado, la selección automática del canal, la transmisión de datos, y finalmente, pero no la menos importante, la codificación de la señal para comunicaciones secretas, pueden realizarse más económicamente en sistemas digitales.

Basada en especificaciones existentes para equipo radiotelefónico, la capacidad de transmisión de un canal radiotelefónico que emplea modulación digital se incluye en la descripción del sistema. Comparados con enlaces de radio punto a punto, surgen distintos problemas en abonados móviles debido a las condiciones de recepción irregulares que también incluyen en la selección de un método de modulación apropiado.

La proporción de errores y su efecto en la falsificación de la información transmitida es un criterio para la calidad de transmisión lograda por la transmisión digital. La velocidad de transmisión relativamente baja permitida por un canal radiotelefónico, así como la proporción de errores esperada indican que la aplicación de la modulación delta para codificación de conversación, ofrece un método con buena sensibilidad de errores y suficiente inteligibilidad de conversación.

Aplicación del Sistema Metaconta en el Aeropuerto de Roissy

Se enumeran las principales características ofrecidas a los abonados. Tras una breve descripción de los equipos el artículo

describe brevemente como añadir una nueva facilidad. También enumera algunas de las posibilidades ofrecidas al personal encargado de la central y se indican los principios de los medios empleados para evitar alteraciones del contenido de las memorias de las unidades de proceso central. Finalmente el autor explica como se organiza la conservación y la defensa interna del sistema en caso de fallo de un elemento.

Un método para establecer las funciones de bloqueo de un sistema de mallas

La técnica de dimensionado del tráfico de sistema telefónico se basa normalmente en el trabajo desarrollado con dos herramientas principales: métodos analíticos capaces de evaluar las pérdidas y probabilidades de espera, y los métodos de simulación que dan aproximaciones más realistas que los primeros.

El objetivo del presente trabajo es presentar un nuevo método fundado en la asociación de ciertos entes llamados vectores aunque no lo sean en ningún espacio, con los diversos pasos de un grafo. Mediante estos entes se deducen fórmulas para las funciones de bloqueo del grafo de la red. Se consideran las ventajas y desventajas que presenta en algunos casos el algoritmo propuesto, y la forma de salvar las dificultades. Por último se presentan algunos ejemplos de cálculo de redes con selección condicional.

SOLAS III: Un nuevo equipo de radio portátil para embarcaciones de salvamento

Está demostrado que es esencial la utilización de la radio durante las operaciones de rescate en el mar, particularmente en la búsqueda de pequeñas embarcaciones de salvamento.

El SOLAS* III es el último modelo de una serie de equipos de radio portátiles para uso en embarcaciones de salvamento y se ha diseñado para cumplir la nueva especificación del Reino Unido MPT 1207, editado por el Ministerio de Correos y Telecomunicación. El equipo de radio flota y es capaz de soportar a un hombre. No le daña el agua de mar y resiste una caída desde 20 metros en el agua.

El SOLAS III transmite y recibe en las frecuencias de 500, 2182 y 8364 kHz, con una potencia de salida de radiofrecuencia de 1 a 3,5 vatios, dependiendo de la frecuencia y del tipo de antena.

Se utiliza construcción modular lo que facilita la reparación y mantenimiento.

Componentes de microondas de Guía Delgada (Slimguide)

En este trabajo se estudian las técnicas de componentes de microondas con Guía Delgada. Se demuestra que se pueden obtener resultados comparables, o incluso superiores, a los obtenidos con sistemas de guías convencionales, mediante un medio integrado que es intrínsecamente más pequeño y barato. Se describen también varias aplicaciones prácticas a subsistemas de microondas.

La boya ligera L 55 para medidas meteorológicas y oceanográficas

La explotación de los recursos oceánicos implica un perfecto conocimiento del medio ambiente marino obtenido a partir de medidas. La boya oceanográfica y meteorológica de peso ligero L 55 proporciona una solución original y satisfactoria como se ha probado mediante ensayos marinos que se han llevado a cabo recientemente con notable éxito.

* Marca registrada del sistema ITT.

El futuro de las técnicas de señalización ferroviaria: ¿hacen falta nuevos métodos?

El siempre creciente volumen de tráfico plantea exigencias especiales a los ferrocarriles del futuro. Una de las más importantes es el aumento de capacidad, que sólo puede conseguirse con velocidades más elevadas y mayor densidad de tráfico. Por consiguiente, el control del tráfico, cuyas partes esenciales son el control de los vehículos y el control de las vías, debe pasar a ser ejercido por sistemas automáticos con funciones operativas, no operativas, y comerciales. Especialmente a nivel operativo deben resolverse todos los problemas teniendo en cuenta el factor seguridad.

En la tecnología de las cajas de señalización la seguridad se obtiene básicamente con ayuda de elementos especialmente desarrollados con este fin, como por ejemplo los relés de señales de actuación forzado.

Para satisfacer las necesidades indicadas de las futuras técnicas de control de los ferrocarriles es evidente que hay que tomar medidas totalmente nuevas a causa de los costes y de los métodos de realización.

Para conseguir una señalización segura en las futuras técnicas de control no deben emplearse elementos especiales en los circuitos. Debe tomarse como objetivo la utilización de elementos normalizados y de aplicación universal, como por ejemplo circuitos integrados de producción en gran escala. Los sistemas parciales constituidos por estos elementos también deben tener aplicación universal como bloques integrantes de sistemas completos, contribuyendo así a la obtención de un sistema integrado de transporte.

El ordenador de programación libre se utilizará como elemento central. Presenta las especiales ventajas de aplicación universal, fiabilidad y capacidad elevadas, y, en el futuro, costes decrecientes. La periferia del proceso cuenta también principalmente con elementos de circuito producidos en serie, que contribuyen a conseguir la seguridad de la señalización mediante la duplicación de dispositivos y elementos y la supervisión por programa.

El sistema de conmutación de mensajes 600 ADX

Los sistemas de conmutación de mensajes que utilizan ordenadores y trabajan con registro del mensaje para su posterior retransmisión han sido hasta ahora voluminosos y caros. Esto ha limitado su aplicación a grandes organismos estatales y comerciales, mientras que las compañías más pequeñas han tenido que seguir sirviéndose de sistemas de manipulación de mensajes por conmutación de líneas, menos eficaces, como el telex.

Ahora, el desarrollo de un sistema pequeño y económico de conmutación de mensajes, el 600 ADX, pone las ventajas de la

conmutación de mensajes mediante su registro y posterior retransmisión al alcance de casi todas las compañías de menor importancia. Esto ha sido posible gracias al desarrollo de mini-ordenadores de bajo costo y de programas modulares eficaces.

El sistema 600 ADX puede atender a 12, 24 ó 36 líneas telefónicas dúplex a velocidades de 50 ó 75 baudios. Entre sus características figuran el servicio de prioridad, los códigos de grupo, los mensajes de pruebas, la seguridad de los mensajes, la supervisión, el servicio télex automático, la recopilación de estadísticas de tráfico y un servicio de emergencia para caso de avería.

PROTEST — Un lenguaje para pruebas

En 1970 ITTE desarrolló un lenguaje de pruebas de alto nivel llamado PROTEST. Este lenguaje se utiliza para escribir especificaciones de "tests" primordialmente para ensamblajes de tarjetas de circuitos impresos, pero también puede ser usado fácilmente para todos los subensamblajes electrónicos y electro-mecánicos. PROTEST permite especificar los ensayos en términos de su función, y de tal manera que es independiente del equipo de prueba que se va a utilizar.

Ahora se utiliza un programa compilador para convertir la rutina PROTEST a un conjunto de instrucciones para el equipo de pruebas específico que se utiliza. Esta utilización de un lenguaje de alto nivel puede reducir significativamente el coste directo de escribir rutinas de pruebas, habiéndose publicado cifras de hasta el 40%.

Otro importante aspecto de este desarrollo es que cambiando el estado de salida del compilador, la rutina de prueba puede ser producida para otro equipo de prueba apropiado. Debido a que para un resultado amplio (por ejemplo, conmutación telefónica) la inversión en rutinas de test puede ser de varias decenas de hombres/año, esta facilidad es muy valiosa cuando se necesita transferir la producción a otro sitio con diferente equipo de prueba o mejorarlo en el sitio original.

Diseño automático de tarjetas de circuito impreso

El proceso normal para la obtención de una tarjeta impresa, consiste por parte del diseñador en tomar la especificación lógica del ingeniero de circuitos y convertirla en un circuito físico produciendo el diseño final de la tarjeta.

Este proceso es lento, costoso y sujeto al error humano. Los pasos siguientes del proceso consisten en hacer el boceto de la plantilla, marcar las conexiones y fotografiarla.

En la actualidad los procedimientos automáticos que son más baratos, rápidos y precisos, utilizan la técnica de ordenador para llegar al trazado maestro partiendo del esquema lógico del diseñador del circuito sin apenas intervención humana.

Transmisión digital de conversación a bajas velocidades de transmisión

Durante muchos años se ha utilizado el "vocodificador" de canal para convertir la conversación en forma digital para su codificación y transmisión a través de radioenlaces fiables a bajas velocidades. El codificador de voz está siendo superado actualmente por técnicas basadas en el filtro transversal adaptativo y la utilización de circuitos integrados digitales. Tales técnicas llevan inherentes algunas ventajas y suministran transmisión económica de voz de buena calidad a velocidades tan bajas como 2,4 kilobitios por segundo.

L. S. MOYE

Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Inglaterra

Introducción

Los sistemas de transmisión digitales de conversación a baja velocidad son necesarios para hacer posible la transmisión fiable de conversación a través de enlaces de transmisión cuyo ancho de banda es sólo realmente adecuado para la transmisión analógica. Puede lograrse un alto grado de seguridad utilizando la codificación digital (en la cual se utiliza una secuencia binaria pseudoaleatoria para mezclarla con la señal digital) y la tecnología moderna de circuitos integrados hace a los "scramblers"* pequeños y baratos, pero la señal de conversación debe estar en forma digital antes de ser mezclada en el "scrambler". El tipo más común de sistema digital de conversación que se utiliza en la telefonía comercial, tiene una velocidad de transmisión de 64 kilobitios por segundo, pero los enlaces de transmisión en los cuales se necesita una comunicación fiable y segura, incluyen redes de alta frecuencia de radio, redes móviles de radio y redes telefónicas analógicas conmutadas que sólo permiten velocidades de transmisión de 10 kilobitios por segundo o menos.

Antes de la aparición de los circuitos integrados digitales, las formas en que las señales de conversación podían procesarse o codificarse en forma digital estaban limitadas, por su complejidad, a los sistemas que podían fácilmente realizarse con técnicas de circuitos analógicos. Ahora con los circuitos digitales integrados a gran escala es posible una enorme complejidad en el procesamiento de señales, sobre todo si la complejidad es de tipo directo, es decir, si supone la repetición de procesos que son sencillos de realizar digitalmente. El más complejo de los sistemas analógicos, el codificador de voz, procesa la conversación de una forma esencialmente analógica. Puede construirse una forma digital del "vocodificador", pero el resultado es basto, y no se aprovechan al máximo las facilidades del procesamiento digital.

Para aprovechar todas las ventajas de las técnicas digitales se ha hecho necesario encontrar nuevas formas de tratar las señales de voz y las técnicas de proceso de conversación. Los nuevos sistemas desarrollados como resultado de este intento son económicos y compactos y tienen ventajas sobre el codificador de voz. Para hacer más claras las implicaciones de estas nuevas técnicas, se da a continuación una breve descripción de los diferentes métodos que se han desarrollado para

reducir la velocidad en bitios, necesaria para la transmisión de conversación.

Técnicas analógicas de procesamiento de conversación

Los sistemas digitales de voz basados en técnicas de procesamiento analógico se dividen ampliamente en dos clases, técnicas de codificación de forma de onda y técnicas de análisis/síntesis. En la codificación de forma de onda la señal se muestrea y cada muestra se codifica intentando reproducir un conjunto de muestras que den lugar a la misma forma de onda en el extremo receptor. La forma de codificar cada muestra puede depender de las muestras anteriores, o de parámetros derivados de las muestras anteriores; de esta manera se pueden muestrear ventajosamente las características más típicas de la forma de onda de conversación, para mejorar la eficiencia del proceso de codificación, y reducir así la velocidad de transmisión en bitios por segundo. Sin embargo, la información sobre la forma en que la señal de voz se produjo no se utiliza en el diseño del proceso de codificación.

Las técnicas de análisis/síntesis, por otra parte, no intentan reproducir la misma forma de onda en el extremo receptor, tal como estaba a la entrada del extremo emisor. En cambio, si utilizamos un modelo teórico de la forma en que se produjo la señal de conversación, podemos derivar los parámetros de este modelo del análisis de la señal. Los parámetros se transmiten al extremo receptor en forma digital y allí se utilizan para controlar un sintetizador de conversación, que corresponde al modelo empleado en el análisis.

Sistemas de codificación de forma de onda

El método de codificación de forma de onda más simple, modulación por impulsos codificados (PCM), fue inventado en 1937 por Reeves [1]. Consiste sencillamente en medir cada muestra de la señal de entrada y expresar la medida como un número binario. Este número binario se transmite al terminal receptor donde se reconstruye una muestra de esa amplitud. La medida sólo puede realizarse con exactitud finita, que depende del número de dígitos binarios que pueden permitirse en la transmisión. Las inexactitudes en la reconstrucción de la forma de onda en el extremo receptor, debido a la aproximación finita de las medidas, aparecen como ruido en la señal recibida. Para que este ruido de cuantización sea aceptablemente pequeño,

* Generador de la secuencia pseudoaleatoria que mezcla también con la señal digital.

cuando se transmiten señales telefónicas de conversación, y para permitir variaciones de atenuación debido a distintas longitudes de línea, la variación de sonoridad de los diferentes conversadores y el rango dinámico de los sonidos en la misma conversación requerirían una exactitud de 1 parte en 4.000 aproximadamente. Esto precisaría la transmisión de 12 bits por muestra.

PCM logarítmico

Como con cualquier otra medida, no hay exactitud absoluta en este método sino exactitud relativa. El ruido de fondo durante los períodos de silencio en la conversación es lo que debe medirse con la escala más pequeña. Los sonidos intensos de la conversación se deben medir, en cambio, con una escala mucho más amplia. En el PCM telefónico desarrollado en la práctica, se utiliza la escala logarítmica. Originalmente se obtuvo una aproximación proporcional al logaritmo de la amplitud de las muestras, utilizando las características no lineales de los diodos, y esta señal se codificó luego utilizando PCM lineal. Más tarde este método se sustituyó por el llamado PCM logarítmico lineal fragmentado, en el cual la amplitud de las muestras se representa como un número de coma flotante. Se utilizan 8 bits; uno representa el signo, cuatro la magnitud de la muestra y los tres restantes indican la potencia de 2 por la cual se debe calibrar la magnitud. Una descripción de las diferentes leyes logarítmicas y otros detalles del PCM telefónico se pueden estudiar en la obra de Cattermole [2].

Compresión silábica

En el PCM logarítmico, la exactitud con que se mide cada muestra depende de la amplitud de esa muestra en particular, pero la percepción del ruido de cuantización depende del ruido de la señal durante un período de tiempo aproximadamente igual a la longitud de una sílaba. No hay por tanto necesidad de cambiar la escala de cuantización con todas las muestras como se

hace en el PCM logarítmico. Es suficiente cambiarla a una velocidad silábica, de tal forma que una muestra pequeña que ocurra en medio de muestras grandes puede cuantizarse con el mismo grado de precisión. La información necesaria para controlar el factor de escala en el receptor a una velocidad silábica, podría transmitirse explícitamente como una señal de código binario en una fracción de la velocidad de transmisión de la señal que lleva la amplitud de las muestras de conversación. Las dos señales digitales podrían entonces multiplexarse para transmitirse juntas. Tal complejidad no es normalmente necesaria, puesto que la información requerida para controlar el parámetro de escala puede derivarse de la señal digital que representa las amplitudes de la muestra, como se indica en la figura 1. La señal de entrada se coloca en forma digital por aproximaciones sucesivas convencionales de un convertidor analógico-digital. Este utiliza una configuración de realimentación para determinar el código que se aproxima más acertadamente a la señal de entrada comenzando bitio a bitio con el bitio más importante. El convertidor digital-analógico situado en el convertidor analógico-digital es un atenuador controlado digitalmente que normalmente debe estar alimentado con una tensión fija de referencia. Variaciones silábicas del tamaño de la señal de entrada son seguidas variando este voltaje de acuerdo con los códigos binarios transmitidos. La tensión almacenada en un integrador, es incrementada cuando se transmiten códigos representativos de grandes amplitudes y se hace disminuir cuando se transmiten códigos indicadores de pequeñas amplitudes. Este tipo de técnica no es apropiado para conversaciones telefónicas de calidad, porque inevitablemente hay algún pico limitador durante períodos de rápido incremento en el tamaño de la señal de entrada mientras se aumenta el parámetro de escala. Puesto que el parámetro de escala se deriva de la señal digital transmitida, puede controlarse exactamente de la misma forma en ambos extremos, emisor y receptor.

Codificación diferencial

Para evitar la distorsión cuando se muestrea una forma de onda debe haber al menos dos muestras por ciclo en la frecuencia presente más alta (teorema de Nyquist [3]). La conversación telefónica con un ancho de banda de 3,2 kilohertzios es muestreada normalmente a una velocidad de 8 kilomuestras por segundo, para permitir un valor realizable de frecuencia de corte en los filtros paso bajo. Esta velocidad de muestreo representará adecuadamente a cualquier frecuencia por debajo de 4 kilohertzios, pero la mayor parte de la energía en la conversación se concentra por debajo de 2 kilohertzios con el resultado de una fuerte correlación entre muestras. Codificando las diferencias entre muestras más bien que las muestras mismas se debe codificar una señal más pequeña, así se introduce menos ruido de cuantización [4]. Si se codifican, pues, las diferencias entre muestras sucesivas de la señal de entrada, la mejora lograda en la relación señal-ruido se deteriora algo por el hecho de que el ruido de cuantización

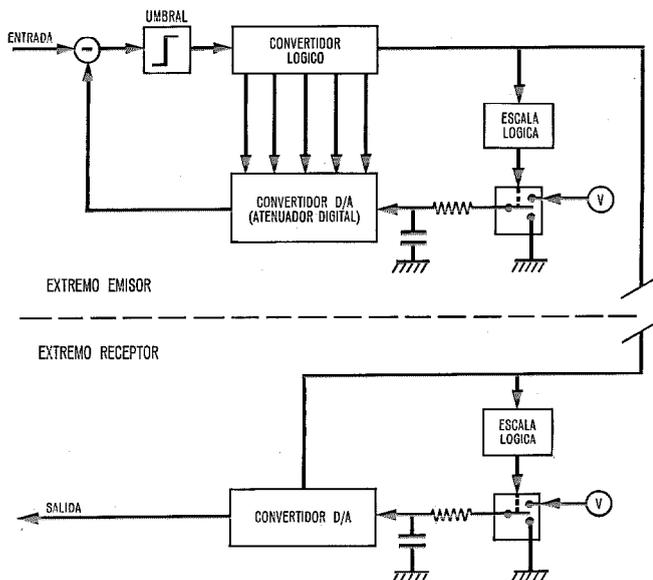


Fig. 1 Sistema PCM comprimido silábicamente.

pasa a través del integrador que sigue al decodificador en el receptor. Esto hace resaltar las bajas frecuencias del ruido de cuantización a expensas de las altas frecuencias, cayendo así el ruido en aquella parte del espectro más crítica para la inteligibilidad de la conversación. Este problema se elimina utilizando un codificador PCM diferencial realimentado como se muestra en la figura 2, en la cual se codifica la diferencia entre la muestra de entrada presente y la muestra previa de salida. Puesto que los errores se realimentan hacia el comparador, el error de la muestra anterior tiende a cancelarse por cualquier error en la muestra presente, esto reduce el ruido de cuantización a bajas frecuencias y lo hace resaltar a altas frecuencias de tal forma que cuando pasa a través del integrador en el receptor, el espectro de ruido de cuantización se hace plano de nuevo. Esta técnica de realimentar la señal de error puede extenderse para dar un control más complejo sobre el espectro del ruido de cuantización [5].

Modulación delta

Si la velocidad de muestreo se aumenta, las muestras sucesivas llegan a ser muy semejantes y el número de bits necesarios para codificar cada muestra puede reducirse hasta que, en el límite, únicamente es necesario un solo bitio. El sistema es entonces conocido como modulación delta [6, 7]. La compresión silábica puede aplicarse a la modulación delta [8] en gran parte, de la misma forma que al PCM, excepto que la señal para controlar el parámetro de escala se deriva, no de grupos únicos de código que indiquen amplitudes grandes, sino de una sucesión de bitios de la misma polaridad que indica que la señal de entrada está sobrecargando al codificador.

La principal ventaja de la modulación delta es su simplicidad teórica. Esto hace que un modulador delta comprimido silábicamente sea más simple de construir que un PCM no comprimido, y sobre esta base la modulación delta puede ser más perfecta que PCM. Sin embargo si se comparan sistemas equivalentes (esto es, modulación delta comprimida silábicamente con PCM comprimido silábicamente), entonces el sistema PCM funcionará mejor siempre a la misma velocidad de

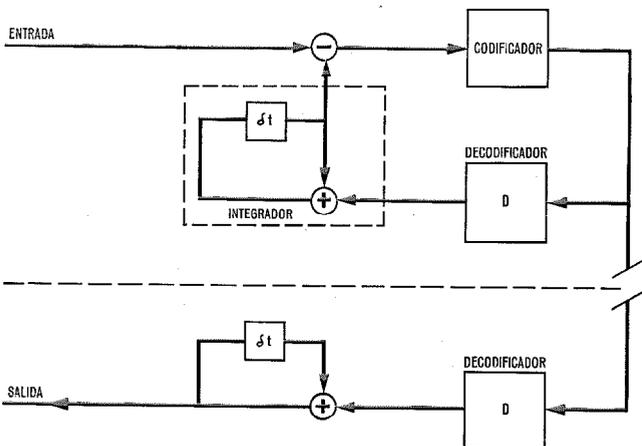


Fig. 2 Codificador PCM diferencial con realimentación, que codifica la diferencia entre la muestra de entrada y la muestra previa de salida.

transmisión, porque si hay N bitios durante un intervalo de Nyquist (el intervalo admisible más corto entre muestras, que es la mitad de un ciclo de la frecuencia presente más alta), entonces hay 2^N salidas posibles del sistema PCM durante ese tiempo y sólo N diferentes salidas posibles del sistema de modulación delta.

Modulación Delta-Sigma

La modulación delta tiene la propiedad de que la amplitud a la cual una onda sinusoidal sobrecarga el sistema, depende de la frecuencia de la onda sinusoidal. En un ciclo de una onda de baja frecuencia, se necesitan más muestras para construir la amplitud requerida sin sobrecarga que para una onda de alta frecuencia. Para una conversación tomada por un micrófono de alta calidad, esto es ideal ya que los sonidos de baja frecuencia (vocales), tienen la amplitud más alta. Sin embargo, es práctica normal en ambientes militares ruidosos emplear un micrófono diseñado para elevar la amplitud de los sonidos vocales de alta frecuencia (fricativos), dando como resultado una señal que no se adapta ya a las características del modulador delta. El efecto del micrófono puede contrarrestarse quitando el integrador del receptor del modulador delta (Fig. 3a) y colocándolo a la entrada del transmisor (Fig. 3b). Los dos integradores de las dos entradas al sustractor pueden luego combinarse a la salida del mismo (Fig. 3c) para dar un modulador delta-sigma. Este tipo de codificación fue inventado en realidad para transmitir los niveles de corriente continua presentes en las señales de televisión [9]. Igual que la modulación delta, puede comprimirse silábicamente [10].

Sistemas de codificación predictiva*

El PCM diferencial hace uso de la relación entre una muestra de la señal de conversación y la muestra

* N. del E.: "Predictive Coding Systems" se ha traducido por sistemas de codificación predictiva, introduciendo el término *predictivo* para expresar que predice la forma de la señal permitiendo la detección de errores.

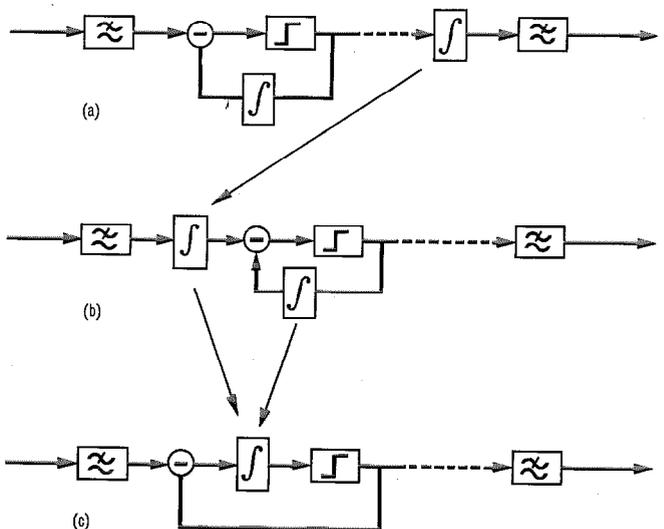


Fig. 3 Derivación de la modulación delta-sigma a partir de la modulación delta para compensar un micrófono diferenciador.

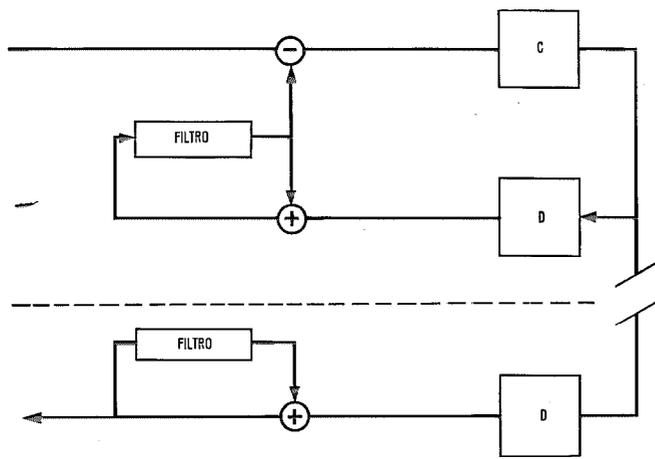


Fig. 4 Sistema de codificación predictiva en el cual el filtro elimina la parte pronosticable redundante de la forma de onda.

anterior, pero como la muestra presente queda referida en realidad a todas las muestras anteriores, por un conocimiento de la función de correlación de una señal de voz se puede calcular mediante ordenador un filtro óptimo que dé la mejor estimación para la predicción de la muestra presente a partir de todas las muestras anteriores de la señal [11]. Como en el PCM diferencial, para evitar la alteración del espectro del ruido de cuantización a la salida, este filtro se utiliza con una configuración de realimentación como se muestra en la figura 4. Si la conversación fuera una señal estacionaria, esta técnica podría reducir considerablemente la velocidad de transmisión, pero, como el espectro de la señal de voz cambia continuamente, el espectro o la función de correlación referidos al tiempo no tienen una estructura fija, y así la ventaja que se obtiene con esta técnica no justifica la complejidad que entraña.

La calidad producida por sistemas de codificación de forma de onda a bajas velocidades de transmisión

A una velocidad de transmisión de 19,2 kilobitios se prefiere normalmente una forma de modulación delta comprimida silábicamente. La calidad que ésta da, mientras está por bajo de la esperada en un sistema telefónico, es completamente útil para fines militares, comparable totalmente a la producida con frecuencia por los radiotelefonos. Se podría obtener mejor calidad empleando un sistema PCM diferencial de 3 bitios comprimido silábicamente, pero como la modulación delta es suficiente, no se justifica la mayor complejidad de este sistema.

A una velocidad de transmisión de 9,6 kilobitios por segundo, la codificación de forma de onda no es realmente satisfactoria. Incluso limitando la señal de voz al bajo ancho de banda preciso para poderla muestrear a la velocidad de 4,8 kilobitios por segundo, habrá sólo 2 bitios por muestra. Para aprovechar al máximo estos 2 bitios, el sistema mejor es un PCM de 2 bitios comprimido silábicamente o un PCM diferencial, dependiendo del tipo de micrófono usado. Este sistema da una calidad aceptable en buenas condiciones, pero

sin suficiente margen para permitir un ambiente de conversación con ruido de fondo o una proporción alta de errores en la transmisión.

Sistemas análisis/síntesis

Un modelo de producción de conversación

En la producción de diferentes sonidos de conversación, el tracto vocal, que es la vía de aire desde la laringe a los labios y a veces incluye las cavidades de la nariz, actúa más bien como un tubo orgánico irregular, con un sistema complicado de resonancias y alterado normalmente por los movimientos de la lengua y otros órganos articulares. En la producción de los sonidos de las letras vocales, el tracto vocal es excitado en su extremo lejano por impulsos de aire procedentes de la laringe y producidos por la vibración de las cuerdas vocales orgánicas. En sonidos fricativos tal como la S, el tracto vocal es excitado en una parte de su longitud por el ruido turbulento producido con el paso del aire a través de un estrechamiento de su sección.

El modelo analógico de producción de conversación se muestra en la figura 5. La excitación de la laringe se representa por un generador de impulsos, la excitación fricativa por un generador de ruido blanco y el tracto vocal por las características de transmisión de un filtro. Los detalles del modelo, del mecanismo de producción de conversación y todas las cuestiones referentes al análisis y síntesis, fueron descritas por Flanagan [12].

El "vocoder" de canal

El filtro cambiante en el tiempo que representa el tracto vocal en el modelo de producción de conversación, puede simularse por un banco de filtros paso-banda contiguos conectados en paralelo [13]. Atenuadores variables a la entrada de cada filtro hacen posible el control de la característica de transferencia. Este modelo se utiliza para sintetizar la conversación, tal

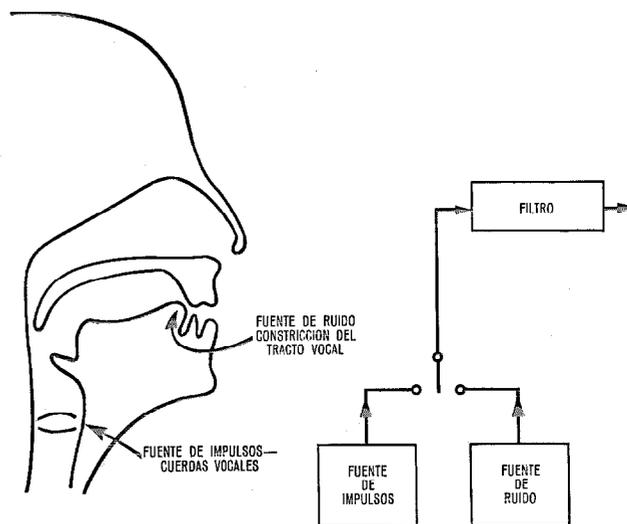


Fig. 5 Producción de conversación y su modelo analógico. El filtro representa el tracto vocal.

como se indica en la figura 6. La señal de entrada se analiza en un banco similar de filtros paso-banda, siendo medida la potencia en cada canal y empleada para controlar las entradas a los correspondientes filtros del sintetizador. La velocidad de transmisión requerida para transmitir la información del canal depende del número de canales, de la velocidad a la que son muestreados y de la forma en que la señal se codifica en cada canal. Puede variar en un amplio margen del mismo modo que la calidad de la conversación resultante.

El sintetizador del "vocodificador" de canal puede excitarse por una señal de banda base o por un parámetro de pico de tono transmitido. En el sistema de banda base, las bajas frecuencias por debajo de 300 hertzios aproximadamente se filtran y eliminan de la señal de entrada y se transmiten directamente al receptor con alguna forma de codificación sencilla. Luego se realiza una operación no lineal con la señal de banda base para trocarla en una señal parecida a impulsos de banda ancha para excitar el banco de filtros del sintetizador. En el sistema excitado por picos de tono se analiza la señal de entrada para medir la frecuencia de los impulsos de la laringe, y la frecuencia cero representa normalmente la excitación fricativa. Este parámetro (el pico de tono) puede transmitirse con una velocidad mucho más baja que la señal de banda y puede utili-

zarse para controlar el generador de impulsos y la fuente de ruido del sintetizador. Sin embargo la medida de la frecuencia del pico de tono es mucho más difícil de lo que podría imaginarse al considerar la facilidad con que los picos o elevación del tono de voz se perciben por el que escucha una conversación. La velocidad más baja con extracción de los picos de tono se consigue a costa de una complejidad mucho más grande y una pérdida de naturalidad debido a la supresión de las pequeñas fluctuaciones en el tiempo de un impulso de la laringe al siguiente.

"Vocodificador" de formantes

La característica de frecuencia del tracto vocal puede caracterizarse por sus principales resonancias, los formantes. Tres de ellos son importantes en la conversación de ancho de banda telefónico. Un sintetizador de formantes [13] contiene por tanto sólo 3 filtros (Fig. 7) cuya frecuencia y anchos de banda están controlados por señales de 6 parámetros en lugar de las 12 ó más señales de amplitud necesarias para controlar el "vocodificador" de canal. El ahorro en velocidad de transmisión es obvio, pero el problema surge al medir los formantes. Los márgenes de frecuencia ocupados por los formantes no se excluyen mutuamente y es posible que dos formantes se unan y que desaparezcan o reaparezcan de nuevo en alguna otra frecuencia. Aunque tal afirmación está claro que se puede recusar, se puede decir desde el punto de vista de los sistemas prácticos de transmisión digital de voz que no es útil el análisis de los formantes.

La limitación de técnicas de procesamiento analógico

Los sistemas de codificación de forma de onda sólo utilizan las características más groseras de la forma de onda de señal para mejorar la calidad de conversación con una velocidad de transmisión en bits determinada. Por tanto las técnicas de procesamiento analógico sólo son adecuadas para velocidades de transmisión por debajo de 19,2 kilobits por segundo. El codificador de voz funcionará a velocidades más bajas, por debajo de 1,2 kilobits por segundo, resultando la conversación necesariamente con un sonido menos natural y el equipo más complejo puesto que se reduce la velocidad de transmisión. El banco de filtros del "vocodificador", incluso si es realizado con filtros activos, es voluminoso y caro. A causa de su tamaño y coste, el codificador de voz nunca ha sido realmente apropiado para aplicaciones móviles y se ha utilizado sólo en pequeña escala para comunicaciones estáticas, por ejemplo, comunicación entre oficinas de alta dirección donde una gran seguridad es siempre requisito muy importante.

Técnicas digitales de procesamiento de conversación

La introducción de circuitos digitales integrados marcó el comienzo de una investigación en busca de un sistema de baja velocidad de transmisión, que pudiera alcanzar las velocidades de transmisión del codificador de voz y, aprovechando las ventajas de la integración a gran escala, dar como resultado un sistema compacto

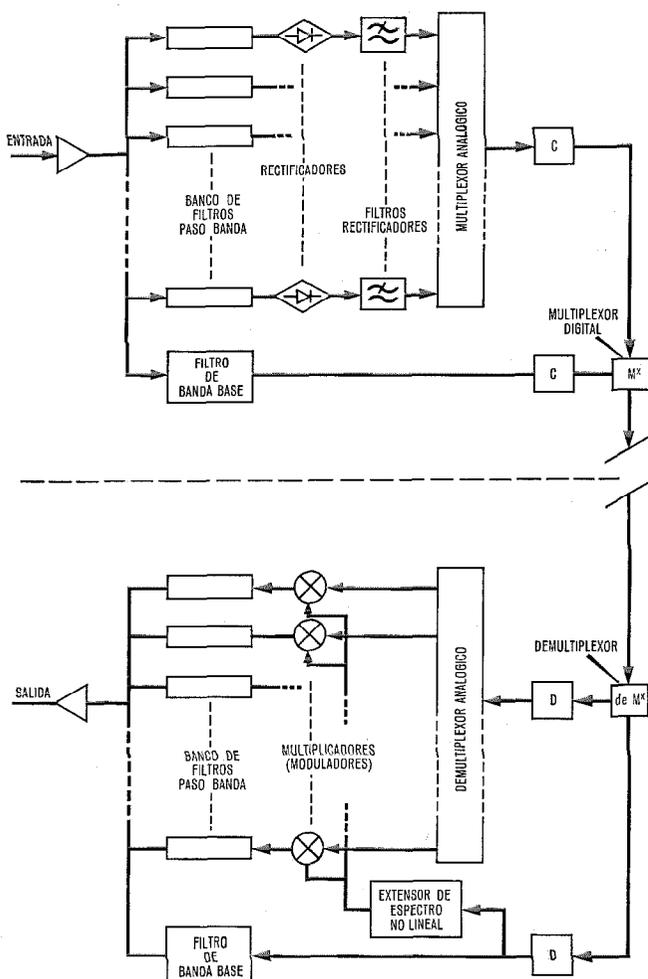


Fig. 6 Codificador de voz de canal excitado en banda base.

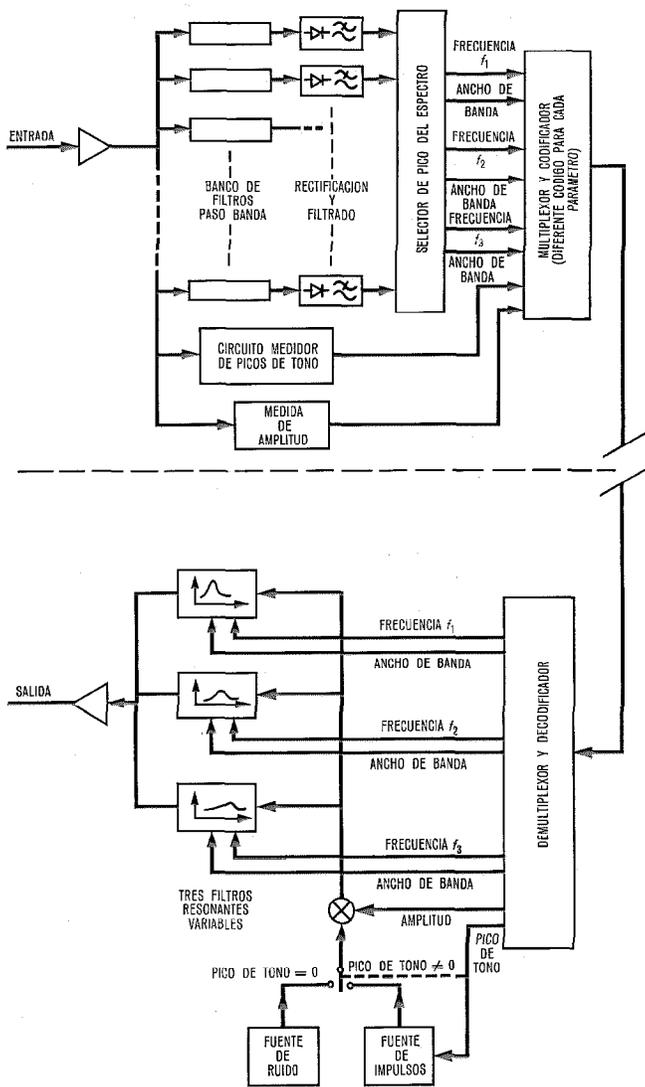


Fig. 7 Codificador de voz de formantes por extracción del pico de tono.

económico. Esto ha conducido a la invención de una variedad de codificadores de voz en los cuales se utiliza un banco de filtros digitales en lugar de los filtros analógicos del codificador de voz. La complejidad requerida para realizar las características del filtro usado en un codificador de voz de gran calidad es tal que el sistema digital resultante es todavía muy complejo. Otra aproximación es simplificar el filtro a uno solo que sea sencillo de realizar en forma digital [14], pero esto compromete inevitablemente la calidad de conversación resultante.

La investigación para lograr una forma digital del codificador de voz es improbable que tenga mucho éxito, porque el codificador de voz es esencialmente un dispositivo analógico. Está basado en un modelo analógico del tracto vocal, y su banco de filtros es una solución analógica al problema de simular un modelo de respuesta de frecuencia del tracto vocal. Una aproximación más radical al análisis y síntesis digitales de la conversación es dar un paso atrás y reconsiderar el problema en términos digitales.

El modelo discreto en el tiempo de producción de conversación

La diferencia fundamental entre un sistema digital y uno analógico no es que las señales se procesan numéricamente en el sistema digital, sino que éste debe ser un sistema muestreado o discreto en el tiempo, mientras el sistema analógico es un sistema continuo en el tiempo. Se introducen distorsiones debido a la exactitud limitada de los cálculos numéricos, pero éstas son comparables a las no-linealidades introducidas en un sistema de procesamiento analógico. En cada caso la exactitud numérica o linealidad puede ser suficiente para introducir distorsiones pequeñas; en cambio, la naturaleza discreta en el tiempo de un sistema digital no introduce distorsión, pero altera la naturaleza de los procesos que pueden realizarse.

Las resonancias del tracto vocal son representadas en el modelo discreto en el tiempo por un filtro transversal de realimentación como se muestra en la figura 8. Tal filtro puede tener tantas resonancias como la mitad de sus coeficientes, así las 3 resonancias más importantes del tracto vocal pueden modelarse por un filtro transversal de retroalimentación de 6 coeficientes. El modelo supone que el impulso de la laringe es un impulso de una sola muestra, mientras de hecho tiene una forma de onda triangular y el tracto vocal no es un sistema discreto en el tiempo, de tal forma que sus resonancias no tienen la misma forma de respuesta en frecuencia que las del modelo. Se necesitan más coeficientes en el filtro transversal para superar estas deficiencias.

Deconvolución de la señal de conversación

Un filtro transversal de "realimentación hacia delante", si tiene los mismos coeficientes será el inverso del filtro transversal de retroalimentación en el modelo del tracto vocal. Esto se puede observar estudiando la simetría de los dos filtros mostrados en la figura 8. Puesto que los dos filtros transversales tienen la misma entrada, tienen la misma salida y el directo elimina de la señal exactamente lo mismo que ha sido añadido por el de retroalimentación, restaurando por tanto la señal original de excitación. Cuando una señal pasa a través

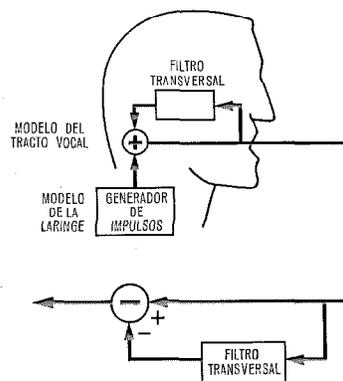


Fig. 8 Modelo discreto en el tiempo de producción de voz y deconvolución de conversación. Las resonancias del tracto vocal se representan por la realimentación de un filtro transversal y pueden cancelarse a la inversa por alimentación directa en paralelo de un filtro transversal.

Transmisión digital de conversación a bajas velocidades

de un filtro, es conformada con la respuesta de impulsos de este filtro. El filtro transversal de realimentación hacia delante por tanto reconforma la respuesta al impulso del tracto vocal a partir de la señal de conversación.

En la figura 9 se muestra la forma en que puede utilizarse este reconformador para mejorar la calidad de conversación a una velocidad de transmisión dada, o para reducir la velocidad requerida para una calidad determinada. Las resonancias se eliminan antes de la codificación por un filtro transversal de realimentación hacia delante y, después de la codificación, reemplazado por un filtro transversal de retroalimentación en el extremo receptor. Estos filtros deben variarse con el tiempo para corresponder al filtro que varía con el tiempo en el modelo de tracto vocal. Si puede reducirse la amplitud de la señal por la deconvolución, se introducirá menos ruido de cuantización en el proceso de codificación. No obstante, con el sistema mostrado en la figura 9, el ruido de cuantización sería más grande de nuevo al pasar a través de los filtros conformadores. Este problema se elimina de la misma forma que se hizo para el PCM diferencial, conectando el filtro transversal y codificador en una configuración de realimentación, como se muestra en la figura 10. Este diagrama es exactamente el mismo que el usado para la codificación predictiva (Fig. 4), excepto que imaginamos que los filtros transversales varían con el tiempo para corresponder al filtro transversal en el modelo de tracto vocal. De hecho, esta técnica puede ser igualmente considerada como una que hiciera pasar la señal a través de un reconformador adaptativo o sustraer la salida de un predictor adaptativo a partir de la señal. Precisamente bajo el título de "predictor adaptativo" fue propuesto inicialmente por Atal y Schroeder [15].

Este tipo de sistema no encaja en ninguna de las categorías en las cuales fueron divididos los sistemas basados en técnicas de procesamiento analógico. Se parece a una técnica de codificación de forma de onda en que una vez dejada la señal residual tras eliminar las resonancias del tracto vocal se transmite una forma de onda de un extremo a otro, pero emplea más de lo preciso las características principales de la forma de onda. Se parece a un sistema análisis-síntesis en que tiene filtros que representan las resonancias del tracto vocal en los extremos transmisor y receptor, pero tiene la ventaja de

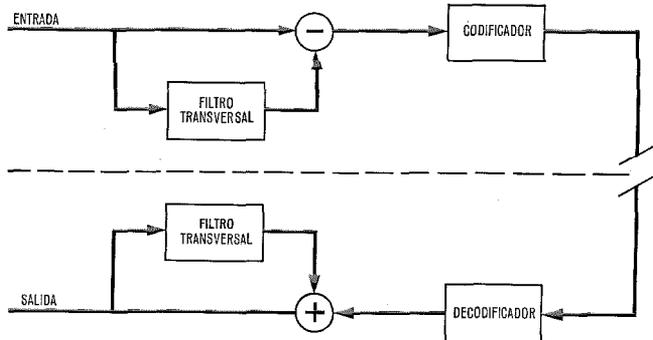


Fig. 9 Forma no satisfactoria de utilizar un reconformador para eliminar la redundancia de la señal de voz — el ruido de cuantización se ha recortado.

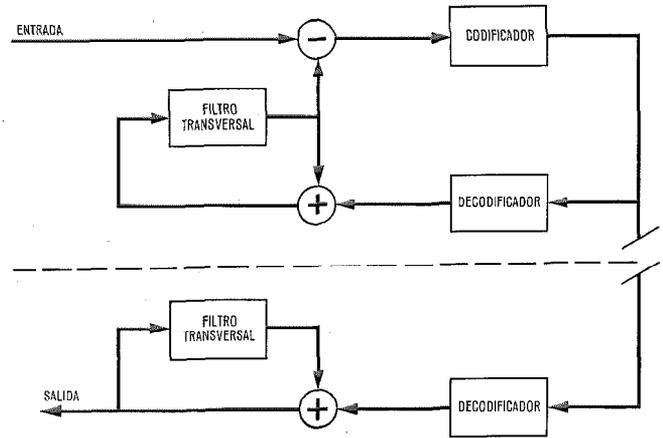


Fig. 10 Sistema óptimo de transmisión con reconformador empleando una configuración de realimentación. La información eliminada por el reconformador la restituye exactamente el conformador.

que, si el análisis falla (ya que tiende a ello durante cambios muy rápidos en la forma del tracto vocal), entonces la señal residual apenas algo más pequeña en amplitud que la señal de entrada, será la portadora de la inteligibilidad. Este nuevo tipo de sistema se considera como un sistema digital, porque los cálculos necesarios para adaptarse a los coeficientes de los filtros transversales sólo son practicables usando técnicas de proceso digital. Logrado el método correcto de adaptar los coeficientes, este tipo de sistema tiene potencialmente calidad mucho más alta a una velocidad de 9,6 kilobitios por segundo que cualquier sistema de codificación de forma de onda, y puede alcanzar mejor calidad a esta velocidad de transmisión que un sistema codificador de voz, porque la señal residual transmitida lleva las fluctuaciones rápidas cuya omisión resta calidad a los sistemas "vocodificadores".

Sistema de codificación predictiva adaptativa de Atal y Schroeder

Además de la redundancia que contiene la señal de conversación en la forma de resonancias del tracto vocal, hay durante los sonidos orales la redundancia debida a la semejanza entre la forma de onda resultante de un impulso de la laringe y el resultante del siguiente. Cuando se propuso por primera vez este tipo de sistema [15], se entendió que se usarían dos deconformadores en serie para quitar estos dos tipos de redundancia, como se muestra en la figura 11. El primero tendría, para quitar la periodicidad del impulso de la laringe, en lugar de un filtro transversal, un retardo igual al período de la laringe y un parámetro de ganancia, para permitir un aumento o disminución fijo en el tamaño de los impulsos de la laringe. El segundo sería el deconformador del filtro transversal, descrito anteriormente. Los parámetros óptimos para los dos predictores fueron calculados partiendo de la función de correlación de la señal de conversación en el extremo emisor y después fueron codificados y multiplexados con la señal residual para controlar el filtro correspondiente en el extremo receptor.

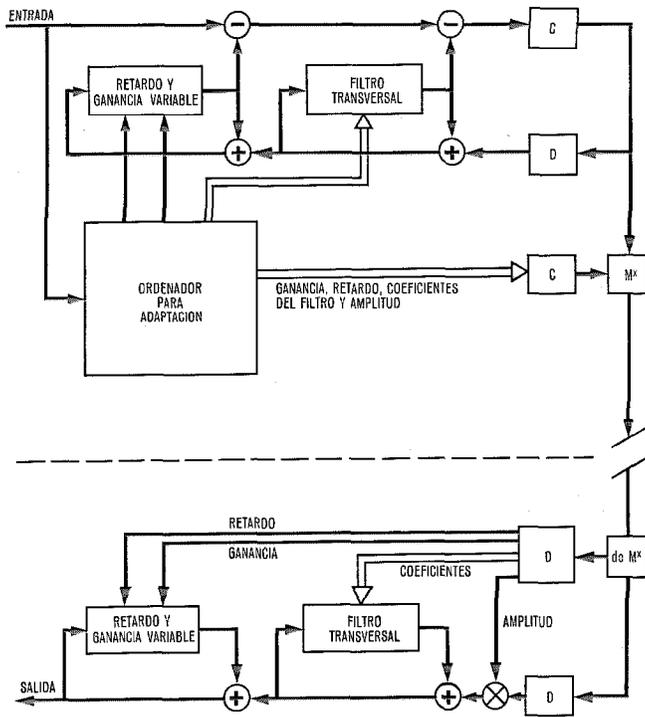


Fig. 11 Sistemas de Atal y Schroeder de codificación predictiva empleando dos bucles reconformadores.

Quando se describió la realización de este sistema [16], se presentaron los resultados de una simulación en la cual se codificó la señal residual, pero los coeficientes, recalculados cada 5 milisegundos, fueron utilizados en el extremo receptor sin haber sido codificados previamente para la transmisión. Las apreciaciones que se hicieron sobre el sistema basado en el tamaño de la señal residual que esta simulación produjo, fueron demasiado optimistas, porque los errores introducidos en los coeficientes por su transmisión a muy baja velocidad habría reducido considerablemente la exactitud de la predicción. En particular la exactitud del retardo en el predictor de picos de tono de la laringe es muy crítico, porque al haber una gran dosis de alta frecuencia en la señal, la sustracción del período anterior de la laringe del de la corriente con la fase ligeramente errónea puede dar lugar a un reforzamiento más bien que a una cancelación. Este predictor de impulsos de la laringe no ha aparecido en ningún trabajo posterior, y basados en que incluso la media de picos de tono de la laringe en el codificador de voz es causa de alguna pérdida de naturalidad, podemos suponer que los impulsos de la laringe no son suficientemente periódicos para ser "predictados".

La omisión de la codificación del coeficiente escondió también un problema que ha tenido que ser superado en sistemas posteriores de este tipo. Si el modelo de tracto vocal tiene una resonancia de alto Q, entonces un pequeño error introducido en la codificación de los coeficientes puede ser causa de que el filtro del receptor tenga una resonancia inestable o divergente. De hecho es posible que los coeficientes calculados sin codificación representen una resonancia inestable, si el intervalo para el cual son calculados contiene el extremo de

un período de la laringe y el principio del siguiente. Sin embargo, tal inestabilidad duraría sólo un corto tiempo y reflejaría lógicamente el comportamiento de la señal de entrada durante ese tiempo, mientras la inestabilidad causada por la codificación de los coeficientes puede transformar permanentemente una resonancia estable en una inestable, durante un intervalo de algunos períodos de la laringe, produciendo por tanto a la salida un sonido desagradable y no muy similar al de una conversación. Para superar éste y otros problemas, se han desarrollado un número de sistemas muy diferentes basados todos en los mismos principios.

Sistema de Atal y Hanauer

Este sistema es un desarrollo del primitivo sistema de Atal, convirtiéndole en un sistema de análisis-síntesis [17]. En lugar de transmitir la señal residual, se deriva de ella una señal de "picos de tono" para controlar un generador de impulsos en el sintetizador, como se muestra en la figura 12. Así la conversación puede representarse por una señal transmitida a una velocidad en bits/segundo mucho más baja que en un sistema en el cual se codifica la señal residual. Este sistema no se supone sea un sistema de comunicación, sino que sirve para producir una síntesis de conversación a partir de los datos almacenados para fines tales como respuesta vocal de los computadores. Para esta aplicación basta que el sintetizador sea simple y barato. El análisis, como sólo tiene que realizarse una vez para generar el

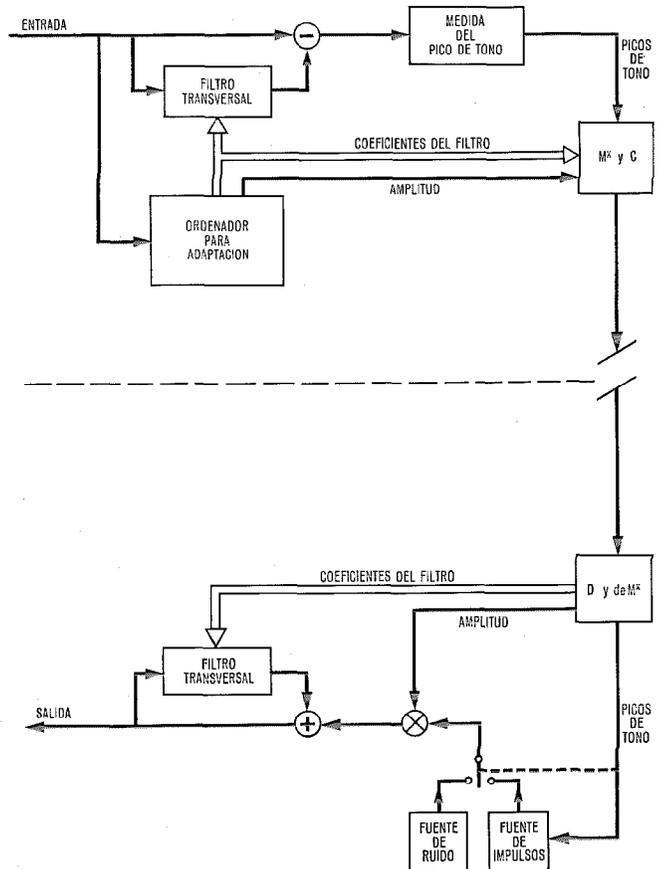


Fig. 12 Sistema de Atal y Hanauer de análisis/síntesis empleando deconvolución y extracción del pico de tono.

vocabulario almacenado, puede ser tan complejo como sea necesario para obtener la calidad deseada.

Los coeficientes del predictor se calculan de la función de correlación computada de la señal de conversación (medida en un corto intervalo), resolviendo un conjunto de ecuaciones lineales simultáneas. Si el intervalo de análisis se escoge arbitrariamente, la interferencia entre el mismo y el período del impulso de tono es causa de distorsión en el análisis, así que el intervalo de análisis se escoge para que sea igual al período del impulso de tono. Una forma de determinar el período del impulso de tono es realizar un análisis preliminar no síncrono con dicho impulso y usar la señal residual del análisis como una aproximación de los impulsos de la laringe para fijar su tiempo de ocurrencia por el procedimiento simple de seleccionar el pico. El problema de inestabilidad en el filtro del sintetizador, causado por codificación de los coeficientes, se resuelve computando, mediante los coeficientes, las frecuencias y anchos de banda de las resonancias del filtro resultante del sintetizador mediante coeficientes. Luego es fácil codificarlos sin producir inestabilidades, pues un filtro inestable tendría que tener un ancho de banda negativo.

La calidad de la conversación producida por este sistema, incluso cuando se sintetiza sólo a 2,4 kilobitios por segundo, es muy buena. Sin embargo, la solución de ecuaciones simultáneas necesarias para computar los coeficientes (posiblemente calculados a intervalos fijos y luego síncronos con los impulsos de tono) y la transformación de los coeficientes en frecuencias de resonancia y anchos de banda, y de nuevo al revés, hace esta técnica demasiado compleja para que se considere interesante en un sistema de comunicación. Sin embargo ello demuestra que este tipo de técnica es capaz de producir conversación de muy buena calidad. La representación de la respuesta del tracto vocal en la forma de un filtro transversal realimentado es inherentemente más concisa que la del "vocodificador" de canal y puesto que no tiene que identificar qué resonancia es cual, tiene más éxito que el codificador de voz.

Sistema de Dunn

Dunn [18], de la División de Comunicaciones de Defensa de ITT, ha desarrollado un sistema práctico de comunicación a 9,6 kilobitios por segundo. En este sistema el problema de inestabilidad del filtro del sintetizador ha sido superado utilizando sólo un filtro de dos coeficientes. Se comprobó sólo una pequeña mejora en la calidad derivada del uso de un filtro de ocho etapas y del control de los coeficientes para conseguir estabilidad, no justificándose por ello la complejidad introducida. Las reglas para la estabilidad de un filtro de dos coeficientes son muy simples y pueden programarse en un código que procesa simultáneamente los dos coeficientes y que contiene sólo grupos de código correspondientes a pares estables de coeficientes. El predictor de dos coeficientes no se utiliza con un codificador realimentado, sino con un codificador delta-sigma en una configuración de "bucle abierto", como se muestra en la figura 13. Se demostró que este dispositivo daba los

mismos resultados que un modulador delta conectado en una configuración de realimentación y fue algo más simple de realizar en la práctica.

Los tres coeficientes de correlación que son necesarios para calcular los coeficientes del predictor, se calculan como promedios de breve amplitud a partir de los valores anteriores en el intervalo de cada muestra. Como se necesitan sólo dos ecuaciones simultáneas para definir los coeficientes del predictor, éstas se resuelven explícitamente. La señal residual se codifica con 8 kilobitios por segundo y se utilizan 1,6 kilobitios por segundo para codificar los coeficientes del predictor y un parámetro de tamaño para controlar la amplitud de la salida del sistema delta-sigma, dando una velocidad de transmisión absoluta de 9,6 kilobitios por segundo. A esta velocidad el sistema produce conversación de calidad aceptable para fines militares. El sistema se ha construído utilizando aproximadamente 200 circuitos integrados, y llegaría a ser un sistema interesante para aplicaciones móviles, si se empleara la integración a gran escala.

Sistema de Moye

En los sistemas descritos en párrafos anteriores los coeficientes para los filtros transversales se deducen en el extremo emisor de la señal de entrada sin codificar y se transmiten así al extremo receptor. En un sistema que está siendo investigado en STL por el autor, los coeficientes se deducen en ambos extremos, emisor y receptor de la señal residual transmitida, haciendo así innecesario transmitir cualquier otra información multiplexada con la residual. El sistema está basado en un filtro adaptativo que fue primeramente diseñado para

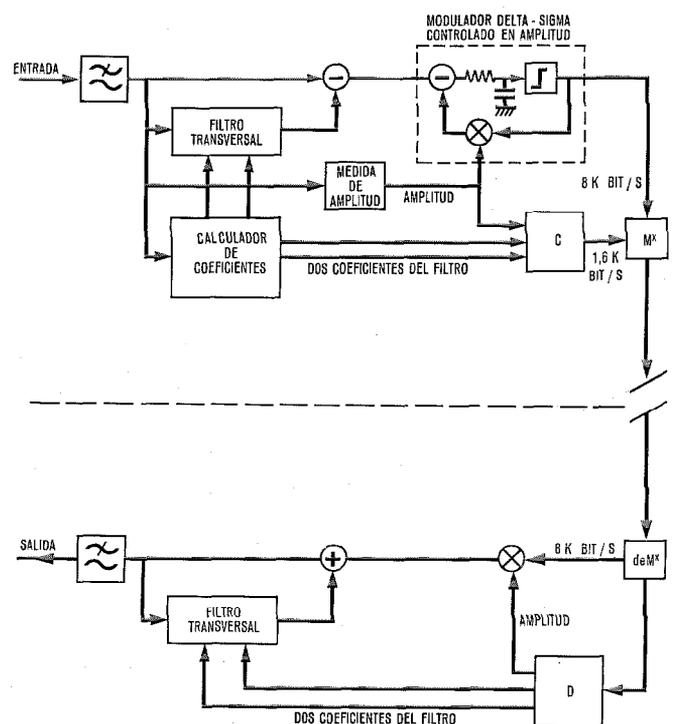


Fig. 13 Sistema de codificación predictiva de Dunn en que la inestabilidad del filtro sintetizador ha sido obviada por el empleo de un filtro de dos coeficientes.

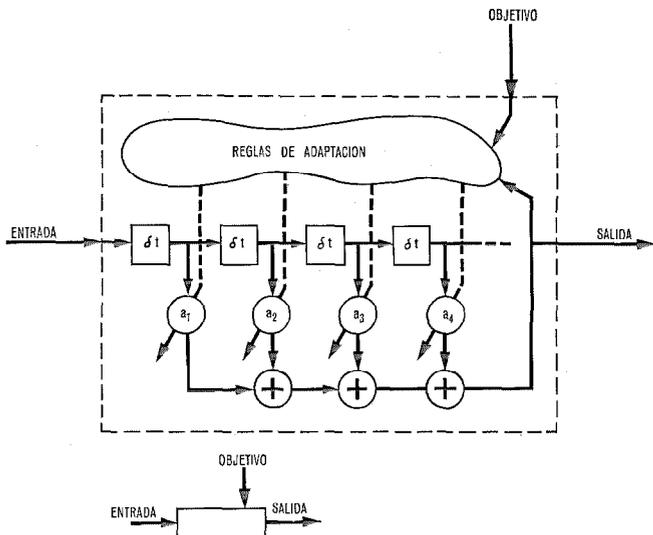


Fig. 14 El filtro autoadaptativo.

los supresores de eco [19] y luego desarrollado dentro del filtro autoadaptativo (SAF, self adaptative filter) [20].

El SAF (Fig. 14) es, en esta aplicación, un filtro transversal adaptativo en el cual los coeficientes se adaptan en el intervalo de cada muestra en tal forma que la señal de salida se aproximará a una señal ideal tanto como sea posible. La dosis de adaptación de cada coeficiente es simplemente el producto normalizado tanto de la muestra en el paso correspondiente de la línea de retardo del filtro transversal como del error entre la muestra de la señal de salida presente y la muestra de la señal ideal. Esta adaptación iterativa de los coeficientes evita la necesidad de resolver ecuaciones lineales simultáneas. Nótese que el SAF de la fi-

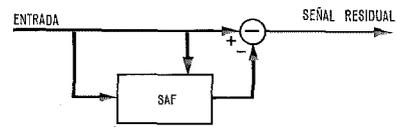


Fig. 15 Filtro autoadaptativo usado en un reconformador adaptativo.

gura 14 se ha dibujado de tal forma que sólo las muestras pasadas de la señal de entrada son utilizables para la construcción de la señal de salida, no estando conectado el coeficiente de retardo a cero.

El SAF puede conectarse como un reconformador adaptativo según se muestra en la figura 15. En esta configuración, la muestra presente de la señal de entrada es la señal ideal para el SAF; como tiene que construir su señal de salida partiendo de las muestras pasadas de la señal de entrada, se adapta de tal forma que su señal de salida es la mejor predicción de la muestra presente. Cuando la salida del SAF se resta de la entrada, obtenemos una señal residual reconformada. La figura 16 muestra como un reconformador SAF de dos coeficientes puede quitar la redundancia de un silbido que cambia de frecuencia repentinamente. Esto da alguna idea de la velocidad a la cual puede adaptarse el SAF. La naturaleza por pasos de la trama resulta de la mezcla de las señales muestreadas sin filtrado.

El sistema de transmisión derivado del reconformador SAF [21] se muestra en la figura 17. Es el mismo que el mostrado en la figura 10, pero con los filtros transversales reemplazados por filtros SAF. El sistema funciona a una velocidad de 9,6 kilobitios por segundo, usando el PCM comprimido de 2 bitios mencionado antes para transmitir la señal residual. La conversación se muestra a 4,8 kilomuestras por segundo y por tanto está limitada a la banda de 2,4 kilohertzios. En la fi-

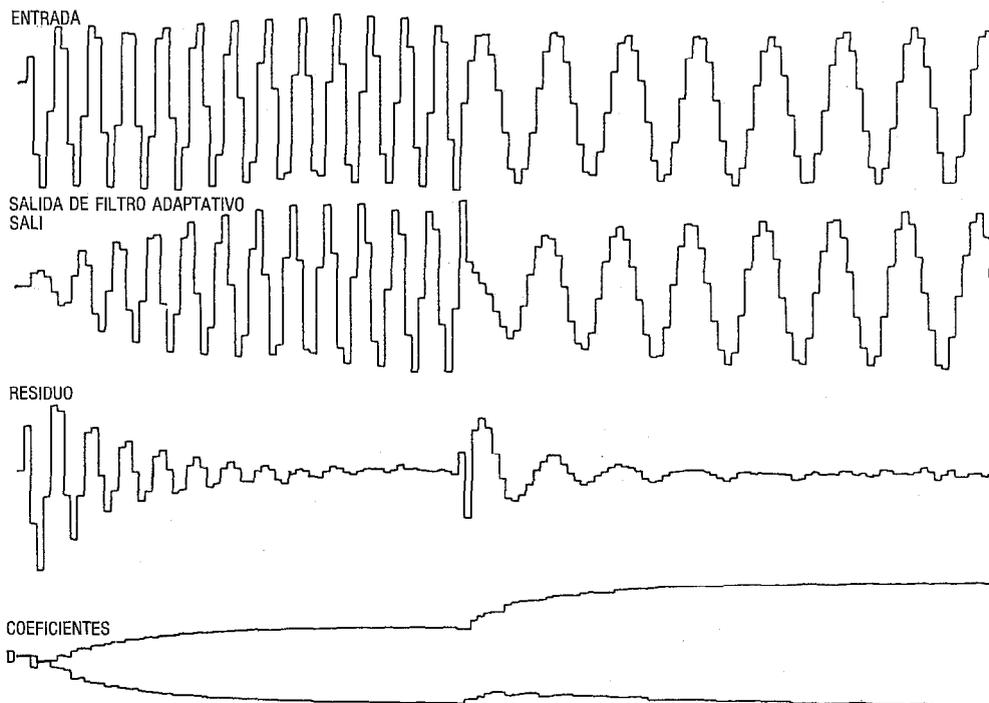


Fig. 16 Deconvolución de pitidos empleando un reconformador con filtro autoadaptativo de dos coeficientes.

Transmisión digital de conversación a bajas velocidades

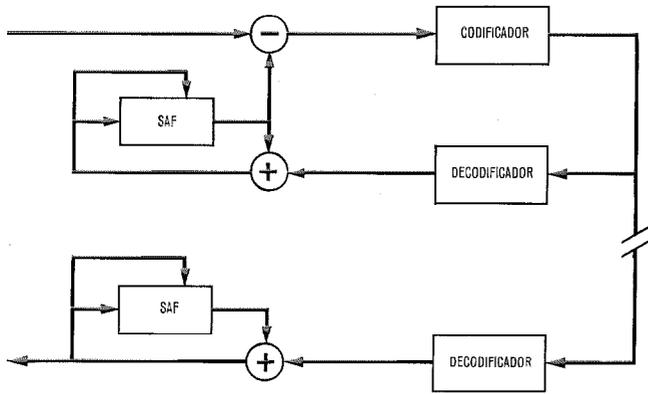


Fig. 17 Sistema de transmisión que emplea un reconformador con filtro autoadaptativo.

gura 18 se muestra un conjunto típico de formas de onda.

En este sistema no surge el problema de un filtro conformador inestable en el receptor causado por errores de cuantización en los coeficientes, porque no se transmiten los coeficientes. No obstante este sistema tiene sus propios problemas, como es que cuando ocurren errores digitales en la transmisión de la señal residual, estos errores trastornan la adaptación del conformador. En cuanto los SAF presentan señales digitales idénticas en los extremos emisor y receptor, el conformador puede propiamente considerarse como el inverso del reconformador, pero después de que ha ocurrido un error digital, las señales ya no son las mismas y el filtro adaptativo en el extremo receptor debe considerarse como una especie de amplificador de resonancia. Si el reconformador quita las resonancias de la señal de conversación uniformemente, el resultado es bueno, pero a causa de su adaptación imperfecta el reconformador elimina a veces casi por completo el primer formante que es de gran amplitud, dejando la mayor parte del segundo formante en la señal residual. El filtro receptor entonces amplifica principalmente la resonancia del segundo formante para hacerlo todavía más grande en la señal de salida. Para superar esta indecisión una fracción de la salida del SAF se realimenta y añade a la señal de error para controlar la redundancia eliminada por el reconformador y reducir

la "ganancia" del amplificador de resonancia en el SAF del extremo receptor. Además, los coeficientes y señales almacenadas en ambos SAF se reponen automáticamente de vez en cuando. De esta forma, el efecto de los errores puede controlarse efectivamente a costa de alguna pérdida de calidad en la señal vocal de salida.

Este sistema no ha sido construido prácticamente, pero ha sido simulado en un pequeño ordenador usando el mismo tipo de aritmética de coma fija que se utilizaría en un modelo físico. Cuando sus parámetros se disponen de tal forma que sólo puede tolerar una proporción de error muy baja, produce conversación de una calidad buena, siendo el ruido de cuantización similar al producido por un micrófono de carbón. Cuando hace frente a una proporción de errores alta, digamos del uno por ciento, la calidad es todavía adecuada para fines militares.

Conclusiones

La introducción de circuitos integrados digitales y las técnicas de integración a gran escala hacen posible realizar un proceso muy complejo de la señal de conversación de forma barata y en un pequeño espacio. En el "vocoder" de canal el banco de los filtros paso banda surgió con el primer codificador de voz de Dudley [22], cuando una red pasiva complicada era mucho más simple de utilizar que un dispositivo activo. Estos filtros son esencialmente analógicos en su diseño y no pueden trasladarse fácilmente a la tecnología digital. La técnica más evolucionada del codificador de voz de formantes con sus filtros resonantes que varían en el tiempo, no ha tenido éxito a causa de la necesidad de identificar y seguir los formantes, que es un problema de reconocimiento más bien que un problema de medida. Las nuevas técnicas que emplean filtros transversales adaptativos superan los problemas del codificador de voz de formantes y son esencialmente sistemas discretos en el tiempo que se construyen mejor en forma digital y pueden hacer uso de la integración a gran escala. Las técnicas han demostrado ser efectivas, haciendo surgir un nuevo tipo de sistema en parte de codificación de forma de onda y en parte de análisis-síntesis, que puede ser de buena

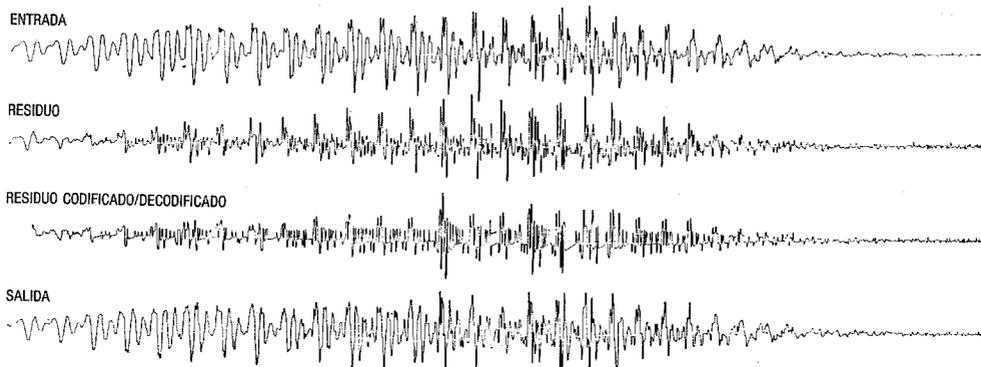


Fig. 18 Formas de onda típicas de señales de voz obtenidas de un sistema de transmisión con reconformador de filtro autoadaptativo.

calidad con un circuito relativamente simple a 9,6 kilobitios por segundo. Con la complejidad más grande de una técnica de análisis-síntesis basada en el filtro transversal adaptativo, se ha obtenido calidad muy buena de conversación a velocidades por debajo de 2,4 kilobitios por segundo. Hay problemas que vencer en todos estos sistemas, pero las nuevas técnicas han demostrado ya tener alguna ventaja sobre el codificador de voz. Por ejemplo, el reconformador adaptativo produce una señal residual mucho más apropiada para la extracción de los impulsos de la laringe que cualquier señal presente en el codificador de voz. El codificador de voz ha estado alrededor de 33 años sin encontrar una aplicación muy amplia. Los nuevos sistemas harán posible sacar las mejores ventajas de la nueva tecnología y no hay razón para suponer que no llegarán a ser, en pocos años, lo que el codificador de voz no ha podido llegar a ser, concretamente un sistema de transmisión digital de conversación barato, fácilmente transportable y de baja velocidad de transmisión digital en bitios por segundo.

Referencias

[1] A. H. Reeves: Patente francesa nº 852.183, 3 octubre 1938.
 [2] K. W. Cattermole: Principles of Pulse Code Modulation; Londres, Iliffe, 1969, pág. 447.
 [3] H. Nyquist: Certain Factors Affecting Telegraph Speed; Bell System Technical Journal, 1924, volumen 3, nº 2, págs. 324—346; y H. Nyquist: Certain Topics in Telegraph Transmission Theory; American Institute of Electrical Engineers Transactions, abril 1928, volumen 47, nº 2, págs. 617—644.
 [4] R. A. McDonald: Signal-to-Noise and Idle Channel Performance of Differential Pulse Code Modulation Systems — Particular Applications to Voice Signals; Bell System Technical Journal, septiembre 1966, volumen 45, nº 7, págs. 1123—1151.
 [5] H. A. Spang y P. M. Schultheiss: Reductions of Quantizing Noise by use of Feedback; Institute of Radio Engineers Transactions on Communications System, diciembre 1962, volumen CS-10, nº 4, págs. 373—380.
 [6] E. M. Deloraine, S. Van Mierlo y B. Derjavitch: Patente francesa nº 932.140, agosto 1946.
 [7] F. de Jager: Delta Modulation, a Method of PCM Transmission using the 1-Unit Code; Philips Research Report, diciembre 1952, volumen 7, nº 6, págs. 442—466.
 [8] A. Tomozawa y H. Kaneko: Companded Delta Modulation for Telephone Transmission; Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Communication Technology, febrero 1968, volumen COM-16, nº 1, págs. 149—157; y,

S. J. Brolin y J. M. Brown: Companded Delta Modulation for Telephony; Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Communication Technology, febrero 1968, volumen COM-16, nº 1, págs. 157—162.
 [9] H. Inose e Y. Yasuda: A unity Bit Coding Method by Negative Feedback; Institute of Electrical and Electronics Engineers Proceedings, noviembre 1963, volumen 51, nº 11, págs. 1524—1535.
 [10] B. Petford y C. M. Clarke: A Companded Delta-Sigma Speech Digitiser; Proceedings of the Conference on Signal Processing Methods for Radio Telephony, Londres, 19—21 mayo 1970, Institution of Electrical Engineers Conference Publication nº 64, 1969, págs. 59—63.
 [11] J. B. O'Neal: Predictive Quantizing Systems (Differential Pulse Code Modulation) for the Transmission of Television Signals; Bell System Technical Journal, mayo-junio 1966, volumen 45, nº 5, págs. 689—721.
 [12] J. L. Flanagan: Speech Analysis Synthesis and Perception; Berlín, Springer-Verlag, 2ª edición 1972, pág. 444.
 [13] M. R. Schroeder: Vocoders: Analysis and Synthesis of Speech; Institute of Electrical and Electronics Engineers Proceedings, mayo 1966, volumen 54, nº 5, págs. 720—734.
 [14] T. Bially y W. M. Anderson: A Digital Channel Vocoder; Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Communication Technology, agosto 1970, volumen COM-18, nº 4, págs. 435—442.
 [15] B. S. Atal y M. R. Schroeder: Predictive Coding of Speech Signals; Proceedings of the Conference on Speech Communication and Processing, Cambridge, Mass., 6—8 noviembre 1967, Institute of Electrical and Electronics Engineers, págs. 360—361.
 [16] B. S. Atal y M. R. Schroeder: Adaptive Predictive Coding of Speech Signals; Bell System Technical Journal, octubre 1970, volumen 49, nº 8, págs. 1973—1986.
 [17] B. S. Atal y S. L. Hanauer: Speech Analysis and Synthesis by Linear Prediction of the Speech Wave; Journal of the Acoustical Society of America, agosto 1971, volumen 50, nº 2, parte 2ª, págs. 637—655.
 [18] J. G. Dunn: An Experimental 9600-bits Voice Digitizer Employing Adaptive Prediction; Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Communication Technology, diciembre 1971, volumen COM-19, nº 6, págs. 1021—1032.
 [19] L. S. Moye: Echo Suppression in Long Distance Telephone Circuits; UK Patent nº 1.108.415, 6 mayo 1966.
 [20] L. S. Moye: Self Adaptive Filter; UK Patent nº 1.184.653, 3 enero 1967.
 [21] L. S. Moye: Self-Adaptive Filter Predictive-Coding System; Proceedings of the International Zurich Seminar on Integrated Systems for Speech, Video and Data Communications, Zurich, 15—17 marzo 1972, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1972, paper F3, 4 p.
 [22] H. Dudley: Remaking Speech; Journal of the Acoustical Society of America, octubre 1939, volumen 11, nº 2, págs. 169—177.

Laurie Moye nació en 1939 en Londres. Se graduó en ingeniería eléctrica en el Colegio Imperial de Londres en 1960. De 1960 a 1964 se dedicó a la investigación sobre el análisis de correlación de las señales de voz, también en el Colegio Imperial.

El Sr. Moye ingresó en Standard Telecommunication Laboratories de Harlow en 1964, donde realizó diversas investigaciones sobre el procesamiento de conversación y transmisión digital de voz. Actualmente está encargado de investigar las aplicaciones del reconformador del filtro autoadaptativo para el procesamiento y transmisión de conversación.

Transmisión digital de conversación para servicios móviles por radio

La transmisión digital de información ofrecerá gran interés en el futuro. Discutiendo la capacidad de transmisión de un canal de radiofrecuencia para transmisión de conversación, este análisis conduce a un procedimiento posible de codificación de conversación.

O. BETTINGER

Standard Elektrik Lorenz AG, Pforzheim, Alemania

Introducción

La proporción de crecimiento de comunicaciones de radio entre abonados móviles, prevista para los próximos años, es similar a la determinada para las comunicaciones telefónicas normales. Esto no se explica solamente debido al creciente uso de equipo de radio por la policía, cuadros de seguridad, brigadas de bomberos y otros servicios de interés público, sino también por la expansión continua de servicios públicos radiotelefónicos móviles. Estos servicios, pronto con discado en la red telefónica pública, y el creciente número de compañías privadas buscando facilidades de comunicación, con ahorro de tiempo y dinero dentro de su organización, contribuirán en parte a este auge.

Mientras el crecimiento de la comunicación normal telefónica es principalmente una cuestión de inversión de capital, otros problemas surgen debido al crecimiento de los servicios móviles por radio. Esto ocurre porque todos los abonados móviles de radio deben compartir los canales de radiofrecuencia de unas pocas bandas limitadas del espectro. Concretamente, el espectro de frecuencia por debajo de 1 GHz está asignado casi por completo a las diversas operaciones de tráfico de radio. Incluso si hubiera canales de radiofrecuencia disponibles por encima de 1 GHz difícilmente podrían utilizarse para aplicación a servicios móviles, puesto que la propagación de estas ondas de radio permite satisfactoriamente la transmisión sólo a muy cortas distancias.

En áreas de gran densidad con numerosos servicios radiotelefónicos, la asignación de canales de radiofrecuencia resultará cada vez más difícil. Ha de considerarse que los abonados con discado en la red deben utilizar funcionamiento duplex que requiere dos canales de radiofrecuencia mientras el funcionamiento simplex permite la comunicación vocal en una sola radiofrecuencia.

Una forma de mejorar la eficacia de los canales receptores de radiofrecuencia es acortar la ocupación del canal para un mensaje o conversación. Además, no hay necesidad de asignar canales fijos de comunicación a usuarios individuales si permanecen más o menos vacantes durante largos períodos de tiempo. Más bien diferentes usuarios — incluso con diferentes tipos de llamada — deben compartir grupos de canales comunes.

Aquí la tecnología moderna ofrece la posibilidad de la automatización. La llamada y su confirmación puede tener lugar en un canal especial de llamada. Si el abonado llamado está preparado, se selecciona automáticamente un canal libre para comunicación de conver-

sación. El vacante que llama o espera a un abonado llamado no ocupará ya los canales de conversación. La automatización del establecimiento de una vía de comunicación enviando órdenes y recibiendo señales de confirmación puede realizarse muy fácilmente por medio de la técnica digital y transmisión directa de una señal digital. Las ventajas de una llamada digital de abonado deben aplicarse también a esta conexión. Actualmente, el que llama está dotado de una unidad selectiva de tono de llamada. Esta unidad debe ajustarse, probarse y conectarse individualmente al equipo móvil de radio de cualquier abonado potencial. No obstante con la transmisión digital la unidad de llamada podría integrarse completamente en el equipo de radio. El abonado tiene solamente una tarjeta de identidad con orificios practicados o elementos de contacto que portan su dirección codificada de llamada. Si él inserta esta tarjeta dentro de un receptáculo en su equipo de radio, la dirección codificada es registrada y el equipo de radio queda programado con su número individual de abonado. Esto tiene una ventaja especial con el cambio ocasional de abonados y cuando los equipos radio de reserva se ponen en servicio.

Seguridad

El desarrollo de la conversación por radio con grupos de canales comunes y sus numerosas e imprevisibles posibilidades de interceptación de una llamada hacen necesaria, para algunos usuarios del servicio móvil, la protección contra las interceptaciones no autorizadas. Con la transmisión digital de la señal de conversación es relativamente sencillo emplear una técnica de cifrado para conseguir el secreto, sin exigir una capacidad de transmisión. La transmisión de telex y facsímil pueden ser protegidas por este medio también. El usuario del equipo de radiocomunicación vocal que emplea transmisión digital de la información tendrá así seguridad completa con mínima complejidad extra.

Análisis del sistema de un equipo móvil de radio que utiliza transmisión digital

Si hubiera de seleccionarse un procedimiento de codificación de señales de conversación en primer lugar debe considerarse la capacidad de un canal de radiofrecuencia. La característica determinante es el ancho de banda efectivo. En la mayor parte de los servicios móviles de radio, la distancia entre dos canales de radiofrecuencia es actualmente 20 kHz. De acuerdo con esta separación entre canales las especificaciones stan-

dard de transmisión analógica de modulación de frecuencia dan una media de desviación de frecuencia de $\pm 2,8$ kHz y una desviación máxima de frecuencia de $\pm 4,0$ kHz. Más allá de los límites de una banda de frecuencias de $\pm 7,0$ kHz referidos a la frecuencia portadora el espectro modulado emitido por el transmisor del equipo de radio debe disminuirse hasta el 1 % de la potencia total. La señal de modulación de la transmisión digital de voz consiste en amplitudes discretas producidas por el codificador de conversación. Independientemente de las fluctuaciones de amplitud de la señal de audio aplicada, a la salida del codificador aparecen distintos niveles de amplitudes constantes. Consecuentemente el grado resultante de modulación es constante. Puede suponerse por tanto que sólo la anchura de banda utilizable de $\pm 7,0$ kHz afecta a la velocidad de transmisión obtenible. La figura 1 muestra la utilización de dos canales de radiofrecuencia. Al canal n con una frecuencia central f_n le sigue su canal adyacente ($n + 1$) con un intervalo de 20 kHz. El canal n (izquierda) muestra un ejemplo de transmisión analógica. La barra negra gruesa indica la máxima desviación admisible de frecuencia, la barra rayada indica el ancho de banda de utilización admisible. En el canal ($n + 1$), derecha, podría especificarse un ancho de banda de utilización admisible de $\pm 6,0$ kHz para transmisión digital como se indica con la barra negra gruesa, que permite tener en cuenta tolerancias de frecuencia de ± 1 kHz para transmisor y receptor. Si se mantiene la selectividad del citado canal adyacente de 70 dB en el caso de transmisión digital, debe ampliarse consecuentemente el ancho de banda del terminal receptor. Los filtros modernos IF (frecuencia intermedia), disponibles hoy, satisfacen la atenuación requerida del canal adyacente incluso con bandas de paso de 16 kHz de anchura.

Hasta ahora, no existen especificaciones oficiales para equipo móvil de radio con transmisión digital. Por tanto se supondrá un ancho de banda máximo utilizable de $\pm 6,0$ kHz para ulteriores consideraciones sobre

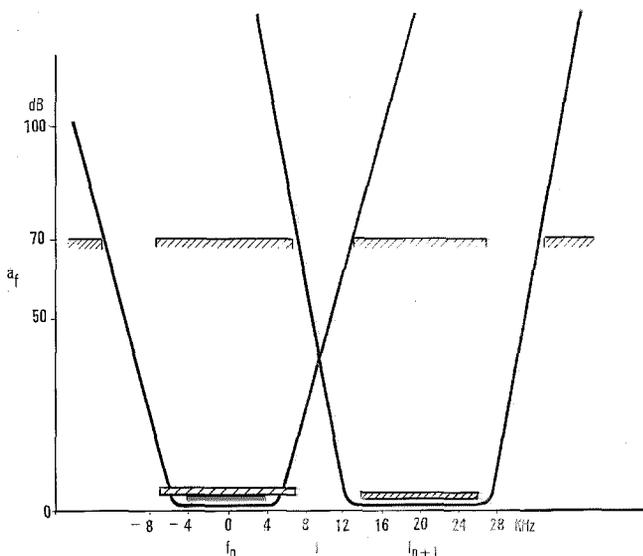


Fig. 1 Espaciamiento de canales, ancho de banda utilizable y selectividad para sistemas de radio en servicios móviles.

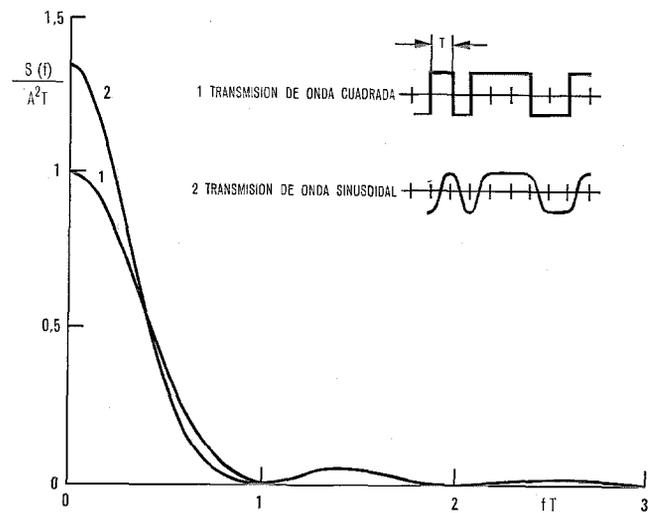


Fig. 2 Densidad de potencia espectral de una secuencia binaria aleatoria.

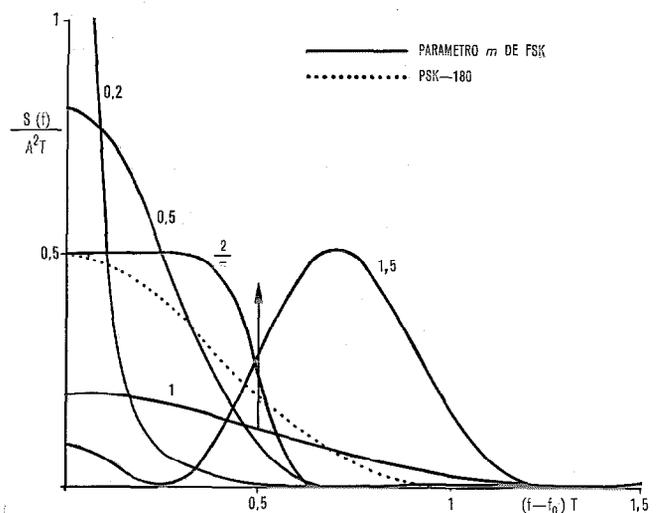


Fig. 3 Densidad de potencia espectral de banda lateral única de diversas secuencias moduladas.

este problema. El cálculo del espectro debe basarse en una secuencia aleatoria de niveles de la señal de modulación digital. El espectro de potencia de la secuencia modulada se obtiene luego por la transformación de Fourier de la función de autocorrelación [1, 2]. Las figuras 2 y 3 muestran los espectros calculados de una secuencia binaria y otras secuencias moduladas.

El tipo de distribución espectral de una secuencia de modulación ASK (de amplitud) es la misma que la de una secuencia PSK (de fase), pero en el caso de ASK la mitad de la potencia está contenida en la portadora remanente. Con una secuencia FSK (modulación por desviación de frecuencia), la distribución de densidad de potencia depende del índice de modulación $m = 2T \Delta f$ en que Δf es la desviación y T la duración de un carácter. Un índice de modulación $m = 2/\pi$ parece especialmente interesante para equipo móvil de radio, puesto que representa una utilización uniforme de la banda de frecuencia con la mitad aproximadamente de la velocidad de transmisión a ambos lados de la portadora. Más allá de estos puntos, la densidad de potencia

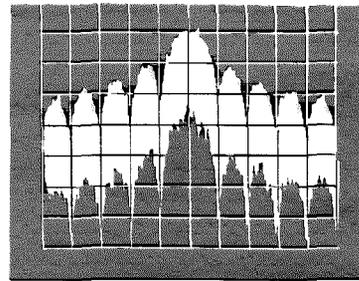
Transmisión digital de conversación por radio

decrece muy rápidamente. Las bandas laterales generadas por la modulación de onda cuadrada pueden reducirse drásticamente si la transición entre las amplitudes discretas se realiza de modo continuo. La figura 2, por ejemplo, muestra también la distribución espectral de una secuencia con transiciones sinusoidales. Las fotografías de secuencias moduladas presentadas en un analizador de espectro (Figs. 4 y 5) demuestran claramente la mejora resultante en la atenuación de las bandas laterales.

La figura 6 es la comparación entre PSK y FSK, utilizando la misma escala en las abscisas. Con estos hechos se puede especificar la capacidad de canales. La distribución espectral en el caso de PSK + AM pone en evidencia que el ancho de banda admisible se halla utilizado por completo a una velocidad de transmisión de 8 kilobitios por segundo aproximadamente. Con la modulación más cara de 4 fases PSK, la velocidad de transmisión podría incrementarse a 16 kilobitios por segundo. Como puede verse en la figura 6, la distribución espectral de FSK permitiría una velocidad de transmisión de 10 kilobitios por segundo, si el índice de modulación es $m = 2/\pi$. Puede lograrse incremento de la velocidad de transmisión reduciendo el índice de modulación o usando el conocido procedimiento duobinario con lo cual se duplicaría la velocidad de transmisión a 20 kilobitios por segundo. No obstante, si la velocidad de transmisión se aumenta por modulación múltiple (4 fases PSK o duobinaria FSK), la relación señal-ruido se deteriora. Entonces, para una proporción de errores constante debe generarse una señal de potencia más alta. El magnífico desacoplo de los transmisores modulados digitalmente con respecto a su canal adyacente es patente en la figura 7. Tres transmisores con una separación entre canales de 20 kHz se han registrado uno después de otro con el analizador de espectro. La supresión de intermodulación en el canal vecino sube a más de 60 dB sin filtros adicionales.

Interferencias debidas a transmisión de caminos múltiples

Las condiciones irregulares de recepción en un enlace radio a estaciones móviles ofrecen un problema que incluso adquiere más importancia en el caso de transmisión digital. La pequeña altura y la característica omnidireccional de la antena de los vehículos suponen una potencia de señal recibida que está formada exclusivamente por campos parciales de interferencia debido a transmisión por múltiples vías, por ejemplo, reflexiones en la tierra, montañas, edificios, etc. Varios autores [3, 4, 5, 6] han realizado estudios de propagación de ondas en los márgenes de VHF y UHF con especial énfasis en las comunicaciones móviles de radio. La potencia recibida en la antena está adicionalmente modulada en amplitud y fase por los campos parciales superpuestos. Este espectro de modulación no deseado puede medirse por radiación de la portadora no modulada. Se pueden notar grandes diferencias dependiendo de si la estación-vehículo está quieta o se mueve.

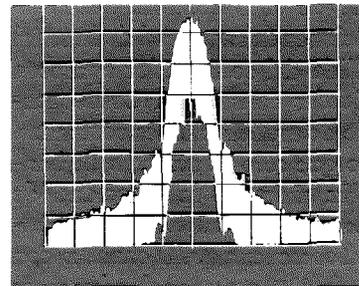


180°—PSK
TRANSICION DE
ONDA CUADRADA

10 dB/DIV.



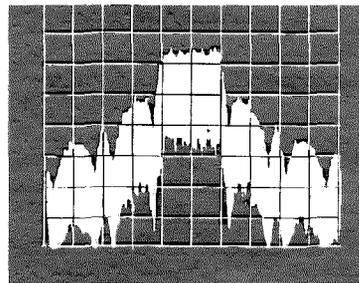
10 KHz/DIV.



VELOCIDAD DE
TRANSMISION
10 KBIT/S

180°—PSK+AM
TRANSICION DE
ONDA SINUSOIDAL

Fig. 4 Espectro de potencia de secuencias moduladas.

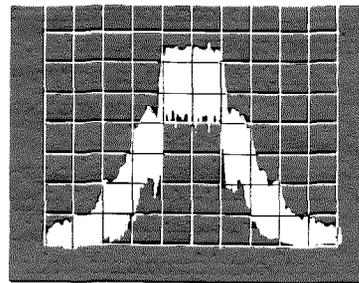


FSK, $m = \frac{2}{\pi}$
TRANSICION DE
ONDA CUADRADA

10 dB/DIV.



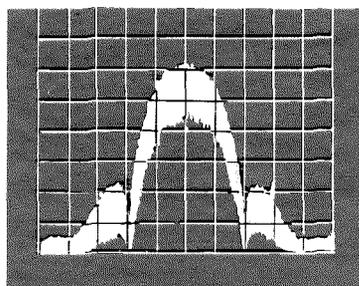
5KHz/DIV.



VELOCIDAD DE
TRANSMISION
10 KBIT/S

FSK, $m = \frac{2}{\pi}$
TRANSICION DE
ONDA SINUSOIDAL

Fig. 5 Espectro de potencia de secuencias moduladas.

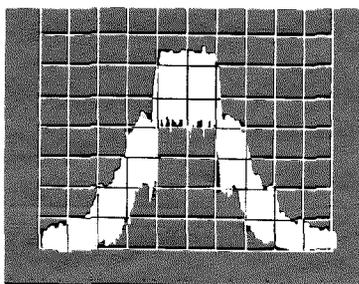


180°—PSK+AM
TRANSICION DE
ONDA SINUSOIDAL

10 dB/DIV.



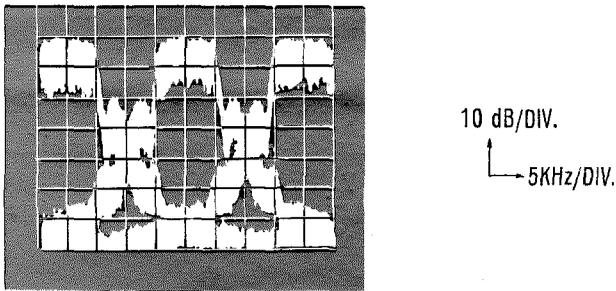
5KHz/DIV.



VELOCIDAD DE
TRANSMISION
10 KBIT/S

FSK, $m = \frac{2}{\pi}$
TRANSICION DE
ONDA SINUSOIDAL

Fig. 6 Espectro de potencia de secuencias moduladas.



FSK, $m = \frac{2}{\pi}$, TRANSICION DE ONDA SINUSOIDAL
VELOCIDAD DE TRANSMISION: 10 KBIT/S

Fig. 7 Espectro de potencia de secuencias moduladas.

Si el vehículo está quieto, la fluctuación de la potencia recibida es relativamente baja. Pueden darse cambios notables sólo para distancias más largas entre el transmisor y el receptor cuando la onda de espacio es comparable a la onda de tierra. A grandes distancias la onda de tierra se atenúa, la onda de espacio predomina y se producen interferencias por variaciones en la diferencia de caminos. La influencia de la transmisión por caminos múltiples puede notarse especialmente cuando el retardo entre la señal directa y reflejada es mayor que la mitad de la duración de un carácter. Entonces, el número de errores de transmisión crece desproporcionadamente. Aquí el problema de la transmisión a velocidades más altas resulta sobremano evidente. Para una transmisión PCM (modulación por impulsos codificados) a 64 kilobitios por segundo, por ejemplo, una diferencia de caminos de aproximadamente 2,34 km o más dará como resultado un rápido aumento de los errores de transmisión. Con una velocidad de 10 kilobitios por segundo la duración de la mitad de un carácter es 50 μ s. Un retardo de esta magnitud sólo se hallará para una diferencia de caminos de 15 km. Estos dos ejemplos ilustran la relación entre la diferencia de caminos, la velocidad de transmisión y la proporción de errores resultante.

Si el vehículo se mueve, el espectro de interferencia coherente es más acusado. La distribución de la intensidad de campo a lo largo del camino recorrido depende de las propiedades reflexivas del medio ambiente. La anchura de banda del espectro de interferencia depende también de la velocidad del vehículo. Un hecho que puede observarse con frecuencia en áreas urbanas es la recepción de la señal directa y de una señal reflejada procedente de la dirección opuesta. La onda estacionaria resultante con un período de la mitad de la longitud de onda produce una modulación periódica de amplitud de la señal recibida con una frecuencia de $2v/\lambda$ donde v es la velocidad del vehículo. El desplazamiento Doppler por tanto divide la frecuencia recibida de forma que, por ejemplo, la onda directa se retrasa y la onda reflejada se adelanta. El factor determinante de la proporción de errores es la razón de la potencia del espectro de señal a la del espectro de interferencia o, en otras palabras, la razón de la potencia de la señal a la potencia del ruido. En condiciones desfavorables

de propagación, o a velocidades altas del vehículo, se han medido proporciones de errores de más de 1% en paquetes ocasionales de errores. En tales condiciones incluso una comunicación analógica FM (modulación de frecuencia) de conversación es de mala calidad de transmisión, pero sin embargo se ha de afirmar que la sensibilidad a la interferencia es siempre más alta con transmisión digital. Las proporciones de error medias logradas en algunas pruebas realizadas en áreas urbanas y en el campo varían entre $5 \cdot 10^{-2}$ aproximadamente 1×10^{-4} dependiendo de las más o menos severas condiciones de contorno, y para velocidades de transmisión de 10 y 20 kilobitios por segundo. El período de medida fue 10 segundos para todas las muestras tomadas.

Métodos de modulación

Si ha de transmitirse información digital se intentará siempre utilizar un método de modulación que produzca el grado más alto de seguridad contra el error. Para equipo móvil de radio, sin embargo, la demanda se orienta también al sistema más económico posible. La capacidad de transmisión para un ancho de banda utilizable dado, el comportamiento en el caso de recepción distorsionada y, ante todo, el coste técnico que es decisivo para el equipo móvil de radio, todo está en favor de la aplicación de FSK (modulación de frecuencia por desplazamiento, "frequency shift keying"). Una comparación de los tres métodos fundamentales de modulación aclarará esta afirmación.

ASK (modulación de amplitud por desplazamiento)

La característica de la distribución de potencia del espectro corresponde a la hallada para PSK. Con la anchura de banda supuesta de $\pm 6,0$ kHz, sería posible una capacidad de transmisión de 8 kilobitios por segundo con modulación binaria. Comparada con PSK la eficiencia sería sólo la mitad puesto que la mitad de la potencia transmitida está contenida en la portadora remanente. Para la supresión del exceso de bandas laterales se requiere una transición continua entre los caracteres de la señal de modulación. Los filtros de banda estrecha ajustables para supresión de banda lateral en el amplificador del transmisor son difícilmente realizables y no encajarían en el concepto de equipos móviles de radio miniaturizados actuales. Es resultado lógico es que el modulador y el amplificador del transmisor deben tener una característica suficientemente lineal. Los pasos de potencia en amplificadores de alto rendimiento funcionan siempre en clase C. Consecuentemente dependen mucho de su tipo de modulación. Una modulación multinivel para aumentar la capacidad de transmisión es difícilmente realizable debido a las condiciones de recepción mencionada. La aplicación de la modulación de banda lateral residual o banda lateral única de hecho mejoraría la eficiencia de transmisión e incrementaría la capacidad de la misma, pero todas las demás desventajas sin embargo se mantendrían, y el coste del transmisor y el receptor serían considerables.

PSK (modulación de fase)

La modulación PSK con demodulación coherente sería el método de menor susceptibilidad a las perturbaciones, si se pudiese ignorar el ancho de banda máximo admisible. Pero debido a la necesidad de continuas transiciones entre los cambios de caracteres que son necesarios para mantener la transmisión dentro del ancho de banda utilizable (ver Fig. 4), surgen los mismos problemas que para ASK. La modulación bipolar por medio de un modulador lineal simétrico produce modulación PSK + AM requiriendo un posterior amplificador del transmisor con característica lineal. En el caso de modulación continua de fase por medio de un modulador de fase la característica lineal requerida anteriormente del amplificador del transmisor ya no es necesaria, pero una modulación PSK de 180° (que es realmente PSK $\pm 90^\circ$ por la ley de simetría) produce de nuevo una portadora remanente. Esta portadora desaparecerá sólo con una desviación de fase más alta o por modulación terciaria similar al procedimiento duobinario con 180° PSK.

El uso de modulación de 4 fases PSK da como resultado una velocidad de transmisión de 16 kilobitios por segundo. Sin embargo, sólo con modulación coherente pueden esperarse proporción de errores más bajos que con otros procedimientos de modulación. La generación de una fase de referencia aparte de la señal de recepción modulada con interferencia requiere un bucle de enclavamiento de fase con un ancho de banda muy pequeño o constante de tiempo grande. El transmisor de un equipo de radio de funcionamiento simple sólo se pone en servicio para hablar. Por tanto el procedimiento de sincronización repetido para el ajuste de la fase de referencia debe terminar rápidamente, hecho que contradice las propiedades antes mencionadas. Debido a la ausencia de una referencia de fase absoluta y a causa de los posibles desplazamientos Doppler, sólo se puede utilizar en la práctica el método DPSK (Difference phase shift keying, modulación de fase diferencial).

FSK (modulación de frecuencia)

Desde el punto de vista técnico, el método FSK es el de menor coste. Para transiciones continuas entre los cambios de carácter se necesita sólo un modulador de frecuencia suficientemente lineal. Puesto que la amplitud de la señal modulada en frecuencia no cambia, la potencia permanece constante y los pasos amplificadores siguientes pueden diseñarse para trabajar a pleno rendimiento. El ancho de banda utilizable puede ajustarse variando el índice de modulación.

Para aumentar la velocidad de transmisión hasta 20 kilobitios por segundo, el procedimiento duobinario puede aplicarse con relativa facilidad, porque sólo afecta al circuito antes de la modulación y después de la demodulación. El demodulador del receptor puede también demodular la comunicación de FM de forma que, si es preciso, se conserve la compatibilidad con el equipo receptor de radio de FM. Dada la velocidad actual de los vehículos, los desplazamientos de

frecuencia resultantes del efecto Doppler son todavía de menor importancia. Las proporciones de error medidas no difieren mucho de las cifras halladas para PSK. Esto se explica por la diferencia entre la distribución espectral de interferencias de la señal real recibida, intensamente fluctuante, y los efectos de interferencias con una distribución gaussiana normalmente supuesta en cálculos o pruebas de laboratorio.

Codificación de conversación

La conversión de una señal analógica a forma digital está en primer lugar determinada por el proceso de cuantificación. La excursión total de la señal se cuantifica en un número de niveles, cada uno para una combinación del código, por lo que el paso de cuantificación es inversamente proporcional al número de combinaciones. La capacidad de transmisión relativamente baja de un canal móvil de radio no permite muchas combinaciones de código. Así, se puede pensar en un sistema que sólo transmite los datos pertinentes de una información después de haber reducido su redundancia y que regenera la redundancia perdida durante el proceso de decodificación. Estudios recientes al caso justifican alguna tímida esperanza, pero no se debería pasar por alto que estos procedimientos son necesariamente más propensos a proporciones de error altas [7, 8]. La codificación por tanto está limitada a procedimientos que se caracterizan por una capacidad mínima de propagación de errores y bajo coste para lograr la sincronización. Este último factor es importante, porque la capacidad del canal se utilizará principalmente para la transmisión de información y por otra parte una sincronización sencilla no es muy susceptible a una alta proporción de errores. Junto a la sincronización de bitios obligatoria no se precisa otra para el PCM de un bitio, el PCM de diferencia un bitio o la modulación delta. Lo mismo se aplica al PCM de dos bitios o DPCM con modulación de 4 fases. En el caso de FSK, el procedimiento duobinario sería preferible, pero una señal ternaria no permite la transmisión simultánea de dos bitios. Investigaciones sobre moduladores delta en los últimos años resaltaron su especial importancia a partir de la aplicación de procedimientos de igualación por lo cual se podría lograr una mejora considerable en la calidad de conversación — especialmente con velocidades de transmisión más bajas — por medio de una regulación de los pasos de cuantificación [9, 10, 11, 12, 13, 14]. Su baja susceptibilidad de error (la inteligibilidad vocal es todavía suficiente con proporciones de error de hasta el 10%) y su diseño sencillo fueron las razones para emplear codificadores y decodificaciones ajustables delta para las numerosas medidas y pruebas. Los diagramas básicos de circuito de las figuras 8 y 9 muestran dos tipos de codificadores y decodificadores delta. La información contenida en los 4 últimos caracteres muestreados se utiliza para la regulación ajustable de la señal de referencia siguiente. En la figura 8 esto se hace por medio de sumadores llamados de módulo 2. A través de un circuito lógico actúan sus conmutadores

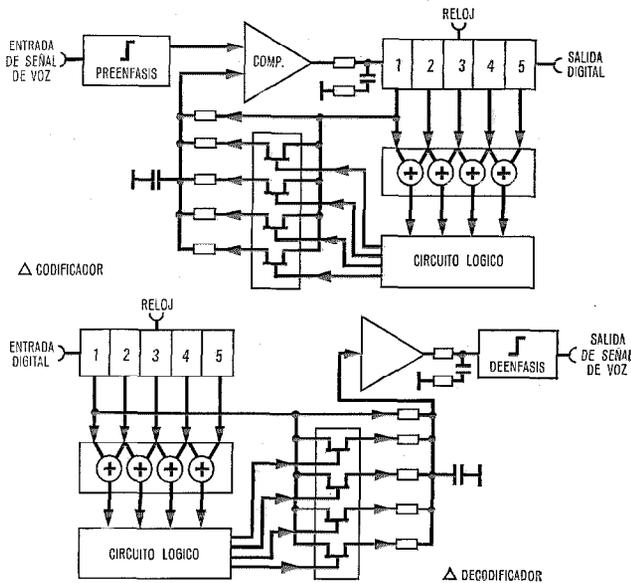


Fig. 8 Ejemplos de codificador y decodificador delta adaptables sincronizados.

correspondientes MOS ("Metal oxyde semiconductor"), si sus entradas ven condiciones lógicas iguales en dos pasos próximos del registro. La señal de referencia se toma de la salida del primer paso del registro.

Por medio de una combinación RC que trabaja como integrador, puede producirse una constante de tiempo de integración que varíe por partes en sincronismo con el reloj, conmutando las resistencias conectadas a sus conmutadores correspondientes MOS. Por tanto, la señal de referencia sigue a la señal de entrada más deprisa de acuerdo con la regulación del paso. El circuito básico hace que los sumadores de módulo 2 conmuten sólo si el primer sumador ve una secuencia 1:1 ó 0:0. Si el par 1:1 ó 0:0 incluye un error, todos los sumadores activarían sus conmutadores MOS y así alargarían el impulso de interferencia. Pero si, por el contrario, todos los sumadores han conmutado sus con-

mutadores MOS debido a una sobreexcitación, la señal de referencia se invertiría rápidamente cuando el primer carácter opuesto alcanza el registro. Esto daría como resultado un impulso potente de interferencia, si este carácter opuesto fuera un error. Estos acontecimientos se evitan con el circuito lógico. El seguimiento de la señal de referencia siguiente se realiza con la pendiente muy plana, porque todos los conmutadores MOS se abren a la entrada de un carácter opuesto. Si el carácter fue verdadero, el siguiente mostrará la misma polaridad debido al seguimiento de bajo nivel. Ahora el primer sumador ve de nuevo condiciones iguales. Luego todos los demás sumadores se conectan a los conmutadores MOS y aceleran el seguimiento de la señal de referencia. La sobreexcitación antes mencionada se debe normalmente a las amplitudes altas de la frecuencia separadora de la señal de audio. De esta forma se igualan incluso mejor los picos de amplitud. El decodificador tiene la misma estructura de circuito que el codificador, como se puede ver en la figura 8. En la figura 9 se muestran la realización de un codificador delta con un filtro silábico y una unidad multiplicadora. Ahora el multiplicador está en lugar de los conmutadores MOS y recibe una señal del filtro silábico que trabaja como multiplicando. Pruebas completas con este codificador mostraron una inteligibilidad de conversación ligeramente mejorada para velocidades de transmisión desde 8 hasta aproximadamente 15 bits por segundo.

Ambos sistemas fueron equivalentes a 19,2 kilobitios por segundo. El diagrama de bloques de un codificador y decodificador, como se muestra en la figura 8, permiten una gran integración. Excepto en cuanto al condensador y amplificador operacional que sirve como comparador, todas las demás funciones podrían reunirse en una sola pastilla, por ejemplo en la tecnología C MOS.

Una ventaja de la transmisión digital de conversación radica en la posibilidad sin complicaciones de comunicación secreta. Se puede, a petición, determinar el programa de codificación para la conversión de la señal de salida del codificador de voz. Si los convertidores fijados se programan con su dirección, sólo un receptor con la misma dirección en su reconvertidor será capaz de recibir el mensaje. Los convertidores tienen la desventaja de que sólo pueden procesar bloques codificados. Se precisa una información de sincronización para evitar una situación en que están presentes en el convertidor partes de dos bloques codificados. Son mucho más flexibles los "scramblers" (generadores de secuencias que mezclan con los datos) bitio a bitio. La secuencia del "scrambler" es generada por medio de registros realimentados que utilizan el polinomio generador que describe la conexión de realimentación. Los coeficientes del polinomio generador forman la dirección [15]. Pueden cambiarse fácilmente, por ejemplo, utilizando la tarjeta de identidad mencionada. La gran ventaja de esta técnica del "scrambler" es que no se precisa sincronización adicional. Sólo es necesario un sincronismo de bitios que puede deducirse del cambio de caracteres. La figura 10 muestra el

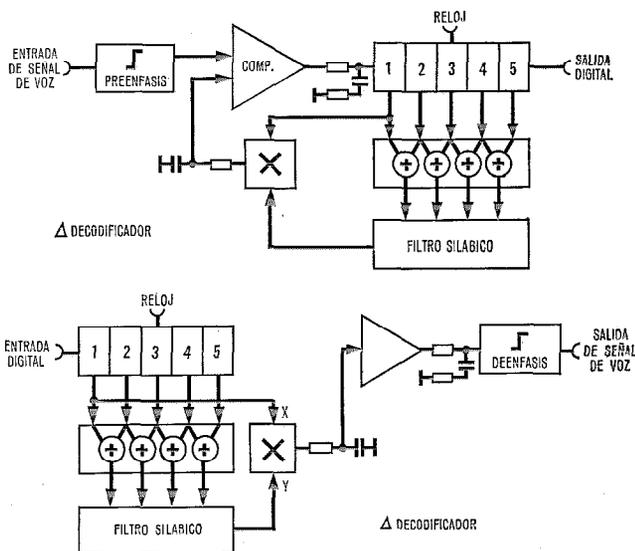


Fig. 9 Ejemplos de codificador y decodificador delta adaptables sincronizados.

Transmisión digital de conversación por radio

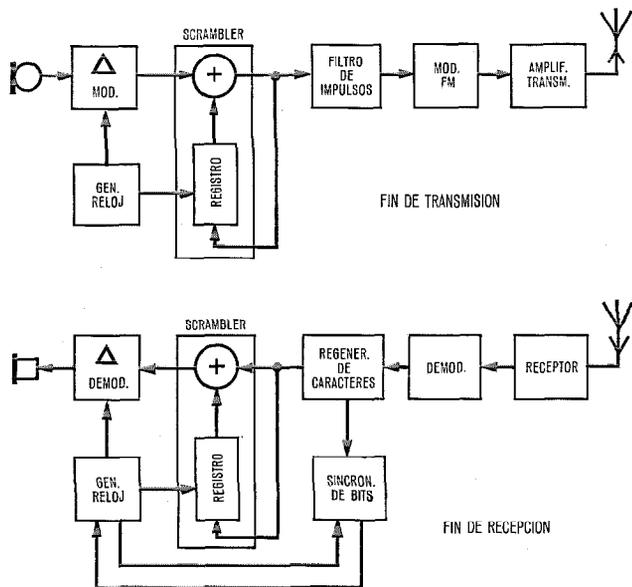


Fig. 10 Principio de un sistema de radio que emplea modulación delta.

principio de un sistema móvil de radio con modulación delta y "scrambler". La señal casi-aleatoria producida por el "scrambler" es conducida a través de un filtro de impulsos al modulador de FM de un transmisor móvil de radio convencional. El filtro de impulsos forma las transiciones continuas entre los cambios de carácter. En el receptor, al demodulador le sigue la regeneración de caracteres, a cuya unidad están conectados el "descrambler" y la sincronización de bitios. Si la sincronización de bitios se realiza una vez, el "descrambler" desarrolla la señal entrante que se convierte luego de nuevo en tensión analógica por medio del decodificador delta. En lugar del codificador y decodificador delta pueden conectarse al sistema otras fuentes de datos.

Conclusiones

La transmisión digital de información en el tráfico móvil de radio es una alternativa de las redes radio-telegráficas auxiliares. La capacidad de transmisión de un canal móvil de radio con un espaciamento de canales de 20 kHz no puede incrementarse a mucho más de 20 kilobitios por segundo. Los procedimientos de codi-

ficación deben ajustarse a esta velocidad de transmisión relativamente baja. Si en los codificadores de voz se utilizan procedimientos adaptadores las pérdidas en la calidad de voz e inteligibilidad silábica son todavía aceptables. Por otra parte se puede lograr una protección muy segura contra interceptaciones no autorizadas. De los resultados de estudios recientes sobre procedimientos par la reducción de redundancia en la conversación, puede suponerse que se alcanzará una calidad de conversación aceptable en el futuro utilizando velocidades de transmisión mucho menores de 20 kilobitios por segundo.

Bibliografía

- [1] H. Kaden: Theoretische Grundlagen der Datenübertragung. R. Oldenburg Verlag 1968.
- [2] R. R. Anderson, I. Salz: Spectra of Digital FM. BSTJ, julio-agosto 1965, págs. 1165—1189.
- [3] W. R. Young, L. Y. Lacy: Echoes in transmission at 450 MHz from land to car radio-units. Proc. IRE, Vol. 38, marzo 1950, págs. 255—258.
- [4] J. J. Egli: Radio propagation above 40 MHz over irregular terrain. Proc. IRE, Vol. 45, octubre 1956, págs. 1383—1391.
- [5] R. Herman: Digital speech transmission at VHF with mobile terminals. IEE Conference Publication, n° 64, mayo 1970.
- [6] R. H. Clarke: A statistical theory of mobile radio reception. BSTJ, julio-agosto 1968, págs. 957—1000.
- [7] H. G. Musmann: Über lineare Transformation zur Redundanzreduktion. Nachrichtentechnische Fachberichte, Vol. 40, 1971, págs. 13—27.
- [8] L. S. Moye: Transmisión digital de conversación a bajas velocidades de transmisión, Comunicaciones Eléctricas, (en este número), Vol. 47, n° 4, págs. 218—229.
- [9] F. De Jager: Delta modulation, a method of PCM transmission using the 1-unit code. Philips Res. Report, n° 7, 1952, págs. 442—466.
- [10] H. R. Schindler: Digitale Sprachcodierung mittels logarithmisch komprimierter Deltamodulation. Nachrichtentechnische Fachberichte, Vol. 40, 1971, págs. 28—33.
- [11] A. A. Cartmale, R. Steele: Calculating the performance of syllabically companded delta-sigma modulators. Proc. IEE, Vol. 117, n° 10, octubre 1970, págs. 1915—1921.
- [12] H. Levitt, L. L. Cherry: Perception of slope-overload distortion in delta-modulated speech signal. IEEE Transac. Audio and Electroacoustics, Vol. AU-18, septiembre 1970, págs. 240—247.
- [13] J. E. Abate: Linear and adaptive delta modulation. Proc. IEE, Vol. 55, marzo 1967, págs. 298—308.
- [14] O. Bettinger, D. Wiechert: Digital speech transmission in mobile radio traffic. Telecommunication Reports, Vol. 42, 1972, págs. 126—135 (en alemán).
- [15] R. G. Gallager: Information theory and reliable communication. John Wiley and Sons, Nueva York, 1968.

Oscar Bettinger nació en 1923 en Kappel (Alemania). Durante su servicio militar estudió en la Escuela Superior de Tecnología en Berlín, trabajando después en el Departamento de Pruebas de Comunicaciones de la Armada alemana. Después de la 2ª Guerra Mundial, realizó trabajos de desarrollo por orden de la armada francesa. En 1951, pasó de la Thomson Houston en París a SEL donde trabajó en el desarrollo de sistemas de radioenlaces, y finalmente como jefe del Departamento de Tecnología de frecuencia y bandabase. En 1965 fue puesto al frente del Laboratorio de Equipos Especiales.

Aplicación del Sistema Metaconta en el Aeropuerto de Roissy

La flexibilidad del sistema Metaconta* permite su uso como central Centrex con amplio espectro de facilidades. La central del aeropuerto de Roissy tiene una capacidad de 32.000 líneas de extensión repartidas entre 128 compañías es un sistema de control por programa almacenado doble que utiliza dos ordenadores ITT 3200 de modo que su funcionamiento y conservación son muy sencillos.

J. TRELUT

Le Matériel Téléphonique, París, Francia

Introducción

El sistema Metaconta L [1] instalado en el aeropuerto de Roissy, en París, maneja el tráfico de todas las compañías aéreas que operan en el área del aeropuerto. Todo el tráfico con la red pública pasa por un centro de tránsito al que está conectada el centro Metaconta L. Los abonados locales pueden ser llamados desde el exterior por su número público de siete dígitos o a través de operadora. La central es del tipo "Centrex".

Un gran número de posibilidades se han incluido en el sistema Metaconta. Se pueden añadir diferentes circuitos terminales de la red que corresponden a distintos sistemas de señalización o facilidades, a medida que se necesiten. El sistema está constituido por varios bloques funcionales sencillos, de manera que se pueden introducir cambios en la tecnología de uno o varios bloques sin cambiar todo el sistema. Los bloques instalados no cambian normalmente cuando se añade una nueva función o un nuevo sistema de señalización.

Se ha puesto mucho interés en conseguir una explotación y mantenimiento fáciles para el cliente: elaborados programas de comunicación hombre/máquina, instalación de circuitos de prueba en el hardware, programas de diagnosis y detección de faltas, programas de pruebas entre ordenadores, recuperación automática.

Características principales

El centro Metaconta L de Roissy es una gran central local con una capacidad total de 32.000 líneas y un tráfico medio por línea de 0,15 erlangs, ó 3 llamadas por abonado en la hora cargada. Estos 32.000 abonados se reparten entre las diversas compañías aéreas en el aeropuerto.

* Marca registrada del sistema ITT.

Los servicios adscritos a una línea pueden depender sólo del número de su extensión o también de la compañía a quien pertenece la extensión. Por ejemplo, las transferencias sólo pueden hacerse entre extensiones de la misma compañía, pero se pueden conectar extensiones de varias compañías en una conferencia múltiple.

El plan de numeración es común a todos los abonados, independientemente de su asignación por compañías. Los abonados de algunas de ellas pueden acceder a la red privada marcando un código de acceso especial; los abonados normales, es decir aquéllos que no disfrutan del servicio Centrex, están integrados en el esquema de numeración de la red pública.

Los servicios y facilidades especiales ofrecidos actualmente en esta instalación son los siguientes:

- selección abreviada,
- conexión simultánea, en conferencia, de tres abonados,
- servicio de anotación,
- transferencia de llamadas,
- retención de llamadas en espera de abonado libre,
- transferencia automática de llamadas entrantes, salientes y locales,
- 3 contadores de tasación por abonado (cómputo de llamadas internas a la compañía, llamadas entre compañías y llamadas a la red pública),
- servicios convencionales de operadora.

En un futuro inmediato se preve la introducción de otros servicios solicitados por el cliente, a saber:

- servicio de buscapersonas,
- servicio de despertador para los hoteles,
- observación permanente del cómputo de las llamadas interurbanas, nacionales e internacionales.

Las mesas de operadora pueden estar situadas en el propio edificio de la central o a varios kilómetros de la misma.

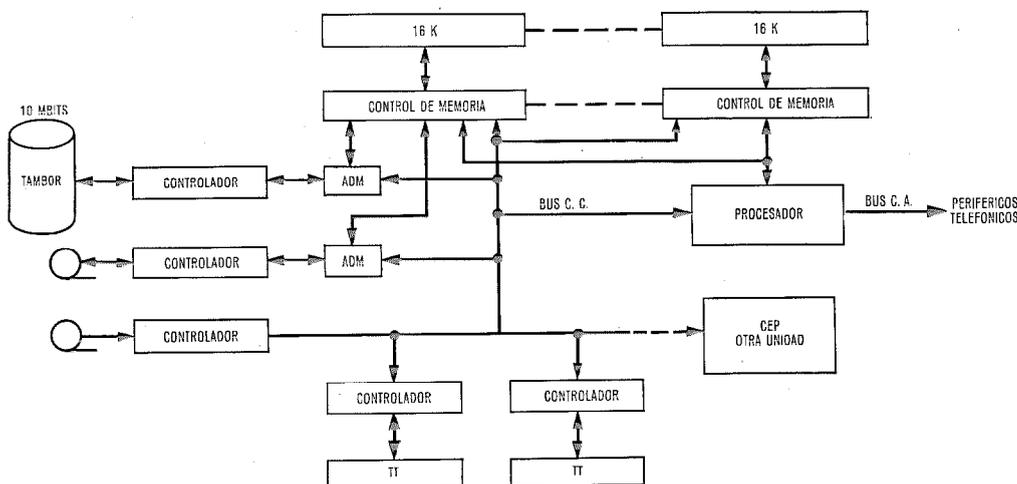


Fig. 1 El sistema Metaconta L del Aeropuerto de Roissy mostrando como está constituido ensamblando un cierto número de unidades funcionales básicas.

Descripción general

La central está controlada por una pareja de ordenadores ITT-3200 que funcionan según el principio de repartición de carga de llamadas [2].

Cada ordenador (Fig. 1) está constituido por un conjunto seleccionado de unidades modulares adaptado a cada aplicación. Estas unidades son:

- los procesadores,
- los bloques de memoria (ciclo $0,85 \mu s$), y su control de memoria asociado,
- las unidades de control de los órganos periféricos, (lector y perforador de cinta de papel, teleimpresores, unidades de cinta magnética, etc.) conectados directamente al procesador o a través de una unidad de acceso directo a la memoria (ADM),
- las unidades de acceso directo a la memoria (ADM) que permiten la transferencia directa de datos entre el bloque de memoria y los órganos periféricos (tambor, cinta magnética, etc.).

La figura 2 muestra los dos ordenadores ITT-3200 con sus procesadores, periféricos y bastidores de bloques de memoria.

La red de conmutación (Fig. 3) en el sistema de Roissy está formada por matrices de puntos de cruce de dos contactos, constituidos por relés reed con retención magnética. El estado de ocupación o libertad de cada malla está guardado en la memoria. El elemento básico de conmutación tiene una configuración 8×8 (8 entradas \times 8 salidas). La red está dividida en unidades de conmutación, cuyo número depende de la talla de la central y del tráfico por línea. Las unidades se interconectan físicamente a través de repartidores intermedios que facilitan las extensiones. Las reglas de interconexión, sin embargo, son sencillas y lógicas para simplificar el proceso de búsqueda de camino en memoria.

La unidad de control accede a la red a través de los órganos marcadores; cada marcador sirve a un cierto número de unidades de conmutación del mismo tipo, función del volumen de tráfico cursado por las unidades y del tiempo de ocupación del marcador (2 ms por etapa): 1,2 ms en operaciones de comprobación y 0,8 ms en la actuación del punto de cruce.

El marcador de líneas, que controla los puntos de cruce de varias unidades de selección de líneas, incluye también el explorador de líneas, un relé por línea, que forma física y eléctricamente parte de las matrices de puntos de cruce, puede situarle en posición de disponible (en espera de solicitud de servicio) o en estado de falsa llamada (con envío de la tonalidad de ocupación hacia la línea).

El explorador de líneas detecta la transición del estado de cuelgue a descuelgue, que indica solicitud de servicio, o la transición de descuelgue a cuelgue en la posición de falsa llamada, que indica que el abonado ha repuesto el auricular. Esta función lógica es la única que se ejecuta en el sistema sin la intervención de la unidad de control. Cada circuito de línea es explorado con un ciclo de repetición de 160 ms, por grupos de

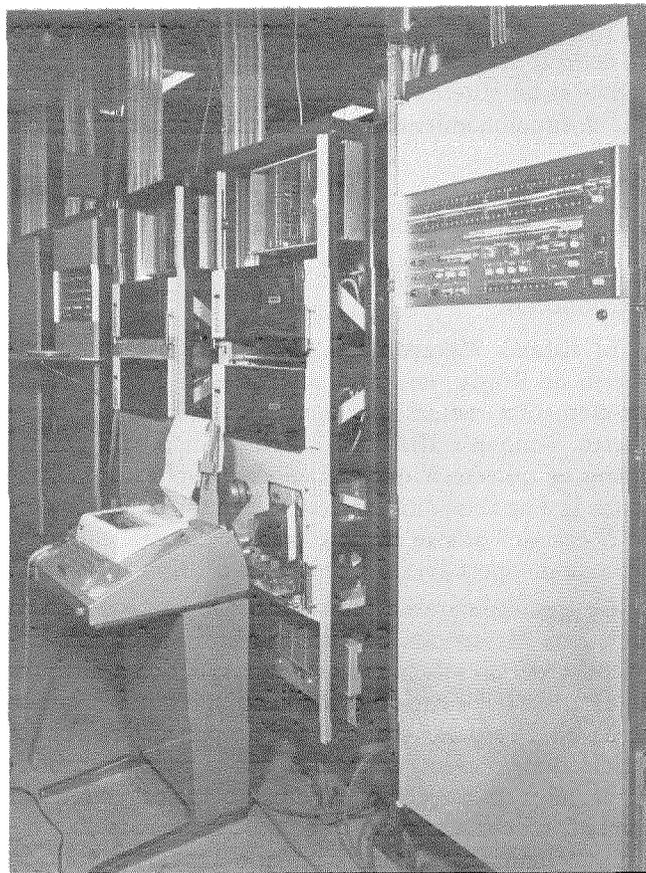


Fig. 2 Vista parcial de los dos ordenadores ITT 3200 con sus procesadores periféricos y bastidores de bloques de memoria.

8 líneas y bloques de 64 grupos. La exploración de un bloque tiene una duración de 1 ms.

La figura 4 representa la estructura de los códigos que identifican las mallas de la red y los del marcador correspondiente a las bobinas que definen los puntos de cruce.

El acceso desde la unidad de tratamiento a los circuitos terminales de la red (circuitos de enlace, envia-dores, receptores, etc.), se efectúa a través de los órganos de distribución lenta y los de exploración-distribución rápida. Un distribuidor lento accede a un número de circuitos que depende del tráfico y del tiempo de ocupación de los circuitos (ciclo de funcionamiento del distribuidor, 25 ms); su funcionamiento es análogo al del marcador.

El explorador-distribuidor rápido es un órgano síncrono (ciclo de funcionamiento $6 \mu s$) que actúa bajo control directo de la unidad de tratamiento para explorar simultáneamente 32 puntos o distribuir señales a 32 relés. Estos puntos o relés se encuentran generalmente en circuitos terminales distintos y, en algunos casos (hasta un máximo de 8), en el mismo.

Los circuitos terminales (Figs. 5 y 6) se agrupan formando módulos de 32 circuitos idénticos. Al ampliarse la central, los módulos pueden equiparse en cualquier posición independientemente de su tipo. Un pequeño repartidor dispuesto en la parte central del EDR permite redistribuir las direcciones de todos los circuitos del mismo tipo para que sean consecutivas desde el punto de vista de los programas. El espacio máximo

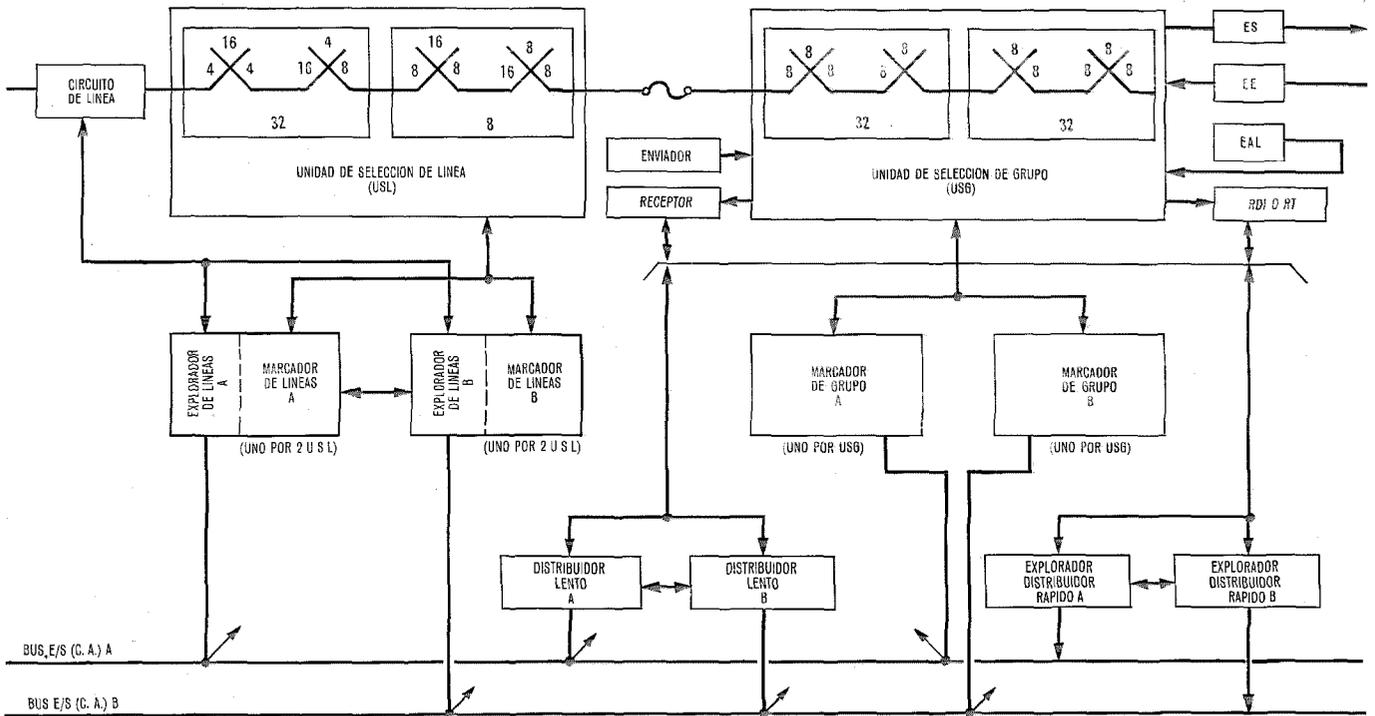


Fig. 3 La red de conmutación de la central de Roissy. Es del tipo de relés de contacto de varillas (reed) con desprendimiento magnético.

- ES: circuito de enlace de salida
- EE: circuito de enlace de entrada
- EAL: circuito alimentador local
- RT: receptor de teclado
- RID: receptor decimal de impulsos

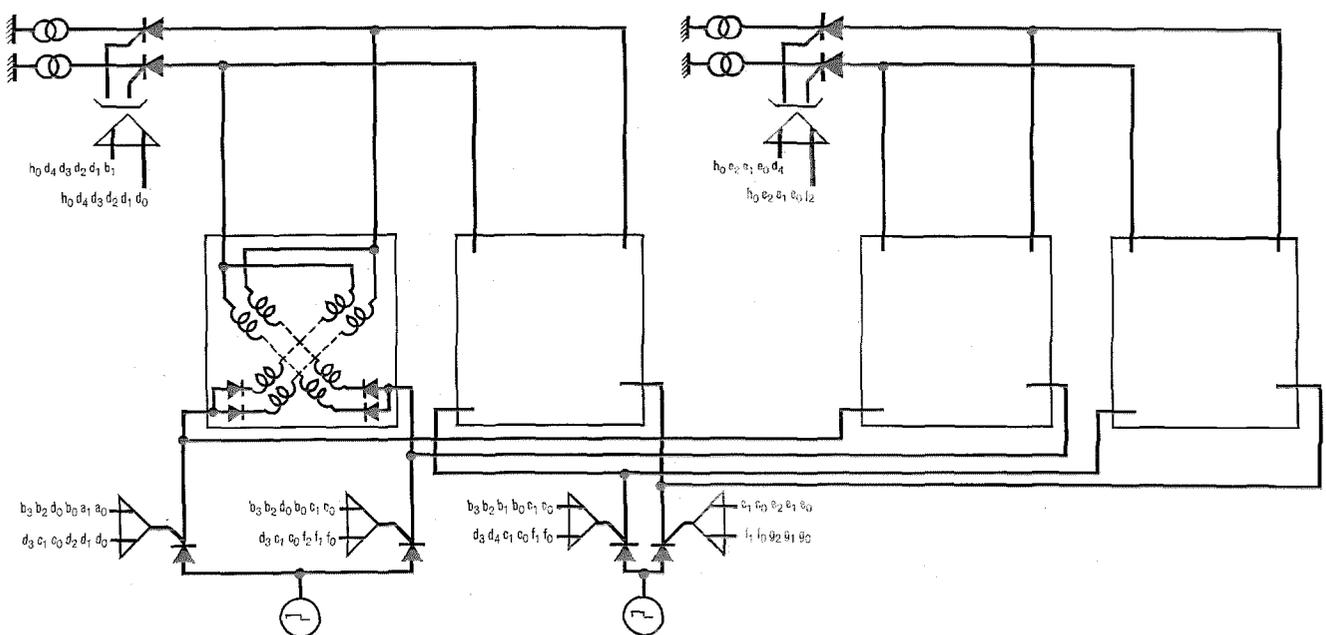
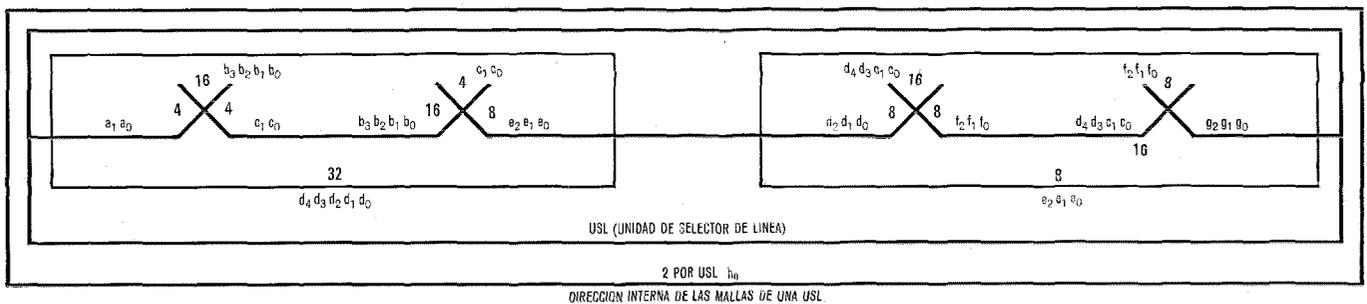


Fig. 4 Denominación de las bobinas de los puntos de cruce en el marcador de línea.

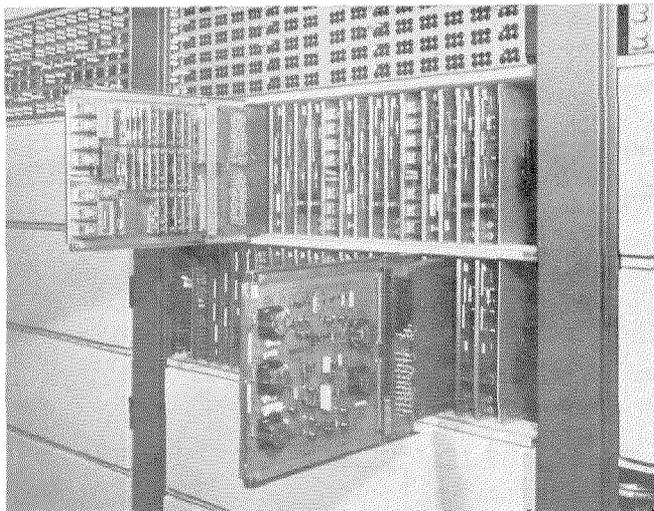


Fig. 5 Transmisores/receptores para el código multifrecuencia SOCOTEL.

por tipo de circuito que debe dejarse en reserva, sin equipar, es el necesario para completar un módulo de 32 unidades.

La figura 7 muestra la distribución de planta de la central de Roissy.

Incorporación de nuevos servicios y facilidades

Los órganos de acceso a la red no deben en ningún caso modificarse.

Un circuito terminal de un tipo determinado realiza un número de funciones telefónicas reducido. La incor-

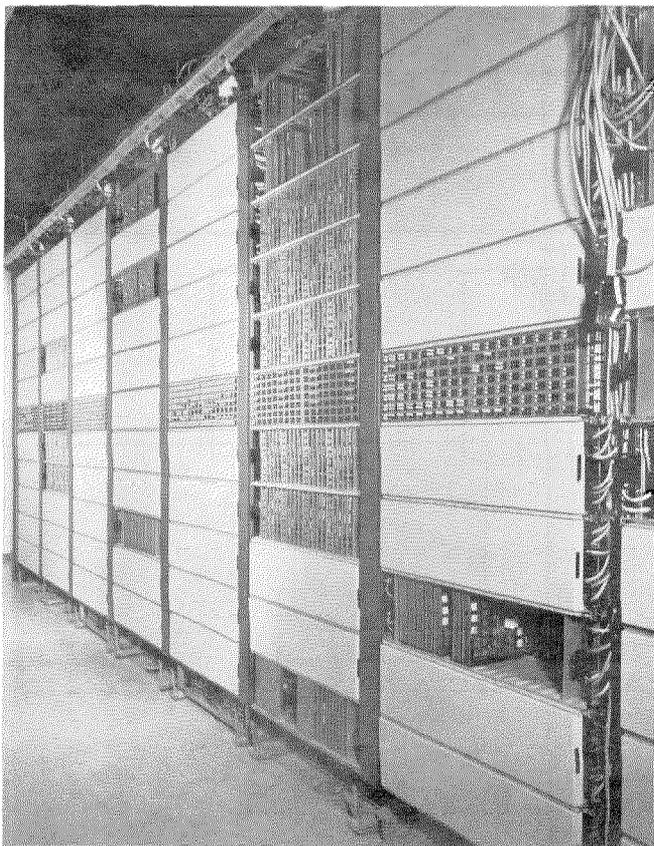


Fig. 6 Bastidores de circuitos terminales de red.

poración al sistema de un nuevo servicio o facilidad se lleva normalmente a cabo equipando el o los nuevos circuitos terminales que el servicio requiere.

En ocasiones el número de relés o puntos de exploración de un circuito resulta superior al máximo al que, según la especificación, pueden acceder dentro del mismo circuito los órganos exploradores y distribuidores. Cuando esto ocurre, se asigna varias direcciones a los circuitos de este tipo. Este es el caso, por ejemplo, del circuito de operadora CO (Fig. 8 a). La figura 8 b representa el encaminamiento de una llamada de salida establecida por operadora; llamada que hace intervenir un receptor de teclado, un circuito de enlace de salida, etc., todos ellos normales. Las funciones específicas de este tipo de llamada se llevan a cabo en el circuito de operadora. La figura 9 muestra 8 pupitres de operadora.

La incorporación de nuevos servicios y facilidades que afecten a los programas entraña una complejidad variable, que depende precisamente de la importancia de las modificaciones a introducir en el programa original. Un nuevo tipo de señalización o un servicio tal como la transferencia implica un reducido número de

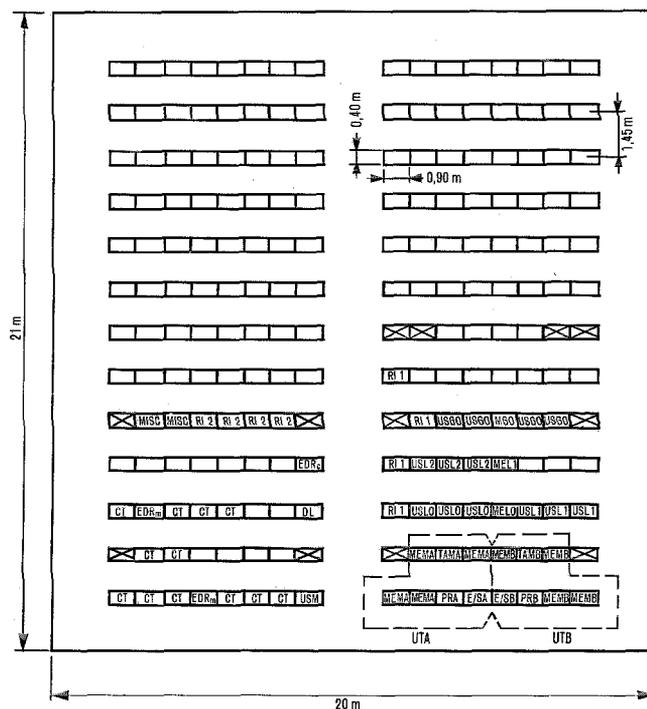


Fig. 7 Distribución del equipo en la central de Roissy
 Altura de bastidores: 2,95 m

- EDR: explorador-distribuidor rápido
 - USG: unidad de selección de grupo
 - E/S: equipo de entrada y salida
 - RI: repartidor intermedio
 - MEL: marcador-explorador de líneas
 - USL: unidad de selección de líneas
 - MEM: bastidor de memoria (32 k palabras, 32 bits)
 - MISC: misceláneos (generadores de tonos y corrientes de llamada, etc.)
 - RP: repartidor principal
 - CT: circuito terminal
 - DL: distribuidor lento
 - USM: unidad de supervisión y mantenimiento
 - MG: Marcador de grupo
- El espacio ocupado por MISC, RI, EDRc, USM y UT corresponde a 30.000 líneas.
 Los bastidores equipados alcanzan hasta 6000 líneas; los bastidores en reserva prevén la ampliación sobre esta capacidad.

cambios; por el contrario, la introducción del servicio de operadora supone un nuevo análisis de la totalidad de los programas de tratamiento de llamadas.

Una vez modificado el paquete de programas, se prepara "off line" una cinta magnética con el nuevo paquete. El paquete es entonces sometido a comprobación en un centro de simulación y en un modelo. Una vez comprobado, se carga en una de las unidades de tratamiento de la central, aumentándose progresivamente el tráfico que cursa, desde cero hasta el nivel

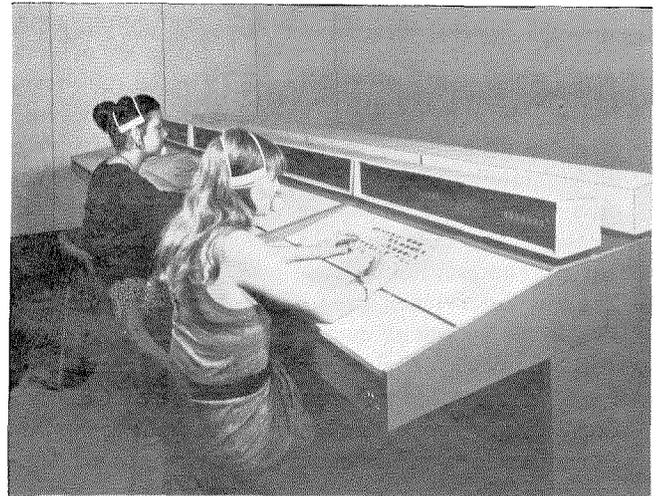


Fig. 9 Vista de 8 pupitres de operadora.

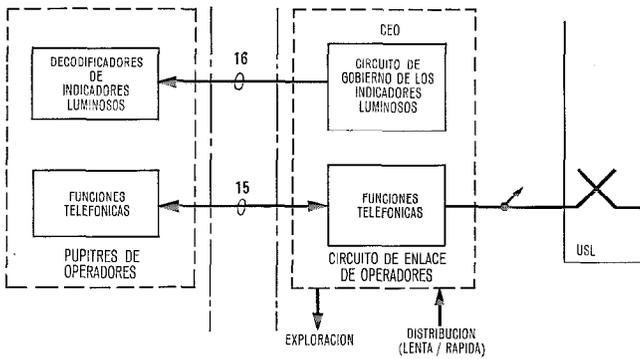


Fig. 8 a Organización general de los circuitos de operadora.

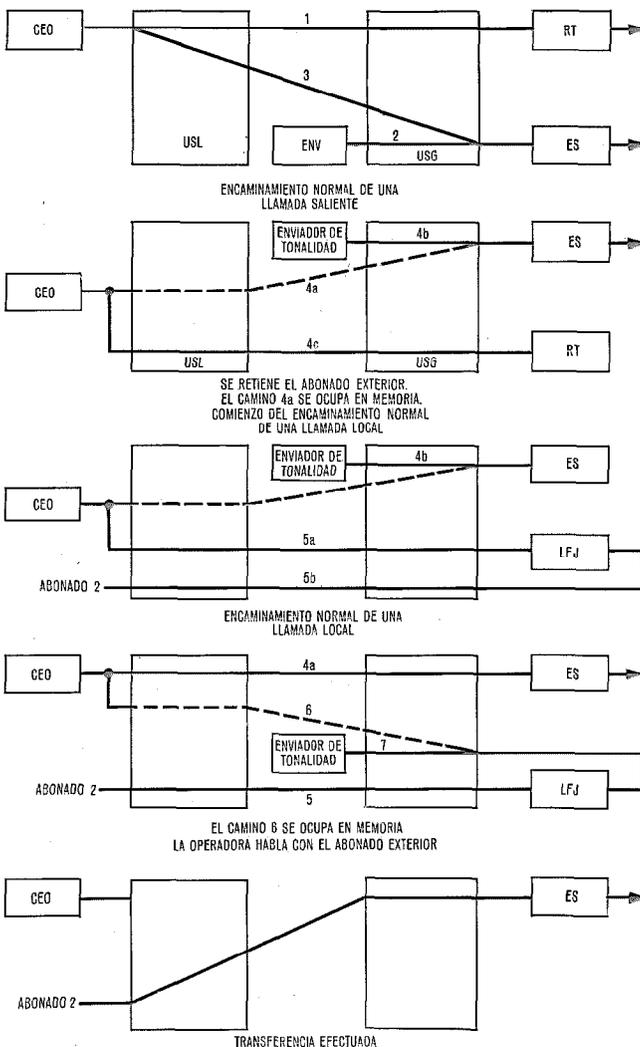


Fig. 8 b Encaminamiento de una llamada saliente establecida por operadora.

normal (50 %). Si esta fase progresa sin que se presente ninguna anomalía, se anula el tráfico cursado por la otra unidad y se procede a cargar en ella el programa modificado.

Comunicación hombre-máquina

El personal de mantenimiento dispone para su intervención de un teletipo conectado a una de las unidades de tratamiento. El acceso a la otra unidad se efectúa a través del canal entre procesadores (CEP).

Un programa, almacenado en la memoria de ferrita, realiza la supervisión general de las comunicaciones hombre-máquina, mientras los programas específicos se encuentran en un tambor magnético. Un módulo de programa corresponde a una operación dada (por ejemplo, poner una línea de abonado en servicio), teniendo además asignado un código de solicitud (por ejemplo, x y). El operador comienza por solicitar del tambor el programa específico requerido; las unidades de tratamiento verifican el mensaje, controlan la operación de transferencia del tambor a la memoria de ferrita y comprueban que el encabezamiento del programa es correcto (cada módulo de programa tiene su encabezamiento propio). Si el resultado es positivo en ambas unidades de tratamiento, se envía un mensaje al exterior, con el encabezamiento correspondiente.

A continuación el operador procede a cargar o escribir sobre el teclado un mensaje con los datos pertinentes. Cada unidad de tratamiento realiza tres tipos de comprobaciones: la sintaxis, la consistencia del mensaje con el módulo de programa previamente solicitado y, finalmente, la consistencia del mensaje con el estado del sistema. Si las comprobaciones son positivas en ambas unidades y los resultados idénticos, éstos se imprimen al exterior, actualizándose los datos en la memoria. Si las comprobaciones son negativas o hay discrepancia entre los resultados, éstos se imprimen como en el caso anterior pero no se alteran los datos en la memoria.

Los módulos de programa pueden dividirse en dos grupos principales:

- Los que modifican datos de tipo semipermanente, como la indicación de línea de abonado en o fuera de servicio, estado de un circuito terminal, una ruta, la lista de abonados con selección abreviada, etc.; otros modifican una parte de los datos relativos a un abonado, alteran la lista de abonados con selección abreviada o varían la lista de líneas pertenecientes a una centralita. El número de módulos de este tipo no está limitado.
- Los que intervienen para realizar medidas de tráfico, entre las que se cuentan las siguientes: la carga por grupos de 64 circuitos terminales, la carga de los 64 circuitos de un grupo, la carga de 64 abonados (consecutivos o no consecutivos), la carga de 64 mallas de la red, la carga de los órganos periféricos telefónicos (marcadores y distribuidores lentos).
El grado de calidad del sistema se determina mediante un conjunto de contadores que el programa de tratamiento de las llamadas mantiene continuamente actualizado. Los contadores observan 10 clases distintas de parámetros, a saber:
 - el número de llamadas, por tipo de llamada,
 - el número de llamadas completadas, por tipo de llamada,
 - el número de llamadas, por ruta y prefijo,
 - el número de llamadas, por grupo de emisoros y receptores,
 - el número de llamadas no completadas (abonado llamado ocupado, no contesta, etc.),
 - el número de llamadas perdidas (congestión en la red, fallos),
 - estadística del empleo de los servicios especiales (número de llamadas a operadora, transferencias, etc.),
 - estadística sobre el tráfico de operadoras,
 - estadística sobre el tráfico de los órganos periféricos telefónicos (número total de tomas, número de operaciones incorrectas, por órgano),
 - estadística sobre las operaciones del tambor.La información relativa a las estadísticas se almacena normalmente en el tambor desde donde se transfiere sobre demanda a la banda magnética para su posterior elaboración en un centro de cálculo. Las informaciones de tasación son sometidas a un proceso similar.

Conservación y pruebas

La conservación del sistema se efectúa a cuatro niveles:

- A nivel de las llamadas (funciones telefónicas)
- A nivel sistema (pruebas internas de cada uno de los lados duplicados y comprobación mutua entre los lados A y B)
- A nivel de las unidades centrales de tratamiento y sus unidades periféricas (equipo y circuitos)
- A nivel de equipo periférico telefónico.

Pruebas a nivel de las llamadas

Un órgano especial denominado "comprobador rutinario combinado" (CRC) genera llamadas locales y salientes. Su funcionamiento puede estar controlado por una de las unidades de tratamiento, por un opera-

dor, o actuar de forma independiente (con la ayuda del emisor automático de llamadas, EAL). En el primer caso la unidad de tratamiento va comprobando cada una de las fases de la llamada, mide el nivel de las tonalidades, la calidad de la transmisión y efectúa la prueba completa de los circuitos terminales involucrados en cada conexión. Esta prueba excluye la parte externa al circuito de enlace entrante.

Los circuitos receptores de señalización se prueban generando llamadas salientes y conectando en bucle local un enlace de salida con uno de entrada de la misma señalización.

Cuando opera en combinación con el Emisor Automático de Llamadas, se efectúa el cómputo de los fallos del sistema perceptibles por los abonados (ausencia de totalidad de invitación a marcar, ausencia o nivel anormal de la corriente de llamada, falta de continuidad de la conexión, etc.).

Los operadores pueden originar llamadas, dirigiéndolas por los circuitos terminales o mallas de la red que selecciona de antemano. Si los circuitos o mallas elegidas están ocupadas en el momento de la solicitud, se ocupan artificialmente en memoria, imprimiéndose un mensaje al quedar libres, con lo que el operador es advertido de que puede iniciar la prueba.

El sistema puede observar una llamada cada vez, almacenando en la banda magnética los detalles de sus fases sucesivas (conexiones utilizadas, órdenes enviadas a los órganos periféricos telefónicos, duración de la ocupación de las zonas de memoria especializadas, etc.).

A nivel sistema: Comprobación mutua de las partes duplicadas

El estado de cada una de las partes duplicadas del sistema está contenido en una zona de memoria especializada. Esta memoria es independiente de la unidad de estados, circuito que indica a cada lado la situación en que se encuentra su homólogo [2]. La memoria de estados indica el estado del canal entre procesadores, del tambor y de los órganos periféricos telefónicos (con el porcentaje de los circuitos fuera de servicio en el lado respectivo); indica también si los programas del nivel de base entran a ejecutarse con la frecuencia correcta.

Los programas de prueba se encargan de introducir en la memoria de estados estas informaciones, enviándolas asimismo a la otra unidad a través del canal. De esta forma, ambas están permanentemente informadas en detalle del estado de su homóloga, guardando esta información junto con la relativa a su propio estado en una zona de memoria especializada.

Un programa de análisis puede decidir la parada de una u otra unidad, tomando precisamente como base la situación del sistema (procesador homólogo en servicio o no) y el contenido de ambas memorias de estado. Se adoptan las precauciones necesarias para evitar la parada simultánea de ambos procesadores.

La unidad de tratamiento central y los órganos periféricos asociados

La prueba de los procesadores y de las memorias de la unidad de tratamiento no se efectúa mediante pro-

gramas en línea; los fallos son detectados por pruebas de paridad o mediante circuitos temporizadores que bifurcan el programa hacia una dirección de alerta. Cuando en algún caso particular estas medidas no resultan eficaces se produce una falta de programa (entrada del programa en un bucle). En cualquier circunstancia, la unidad de tratamiento se para, bien por su propia iniciativa, cuando puede hacerlo, bien bajo el control de la otra unidad o del circuito supervisor automático (si la otra unidad está fuera de servicio). A continuación es relanzada por la segunda unidad o el circuito de supervisión automático. Durante esta fase, un conjunto de programas fuera de línea verifica el funcionamiento del procesador y de las memorias. En caso de falta en un bloque de memoria tiene lugar una reconfiguración automática controlada por el programa, que asigna las direcciones correspondientes al bloque en falta a un bloque de reserva que se encuentra conectado de forma permanente al procesador.

Los fallos de los órganos periféricos (tambor, cintas magnéticas, teleimpresores, canal entre procesadores) se detectan durante la operación normal o mediante simples programas en línea. Los resultados se almacenan en la zona de memoria de estados del procesador, comunicándose, si procede, al lado homólogo.

Circuitos periféricos telefónicos

El sistema recurre a dos procedimientos básicos para la detección de un fallo en uno de estos circuitos: durante la ejecución normal de las órdenes dadas por las unidades de tratamiento o durante la ejecución de las órdenes de prueba enviadas por una unidad, algunas específicamente adaptadas a esta función, bajo el control de los programas de diagnóstico en línea. La detección puede realizarse por la unidad misma, por los programas o con la ayuda de un conjunto de circuitos especiales dispuestos a este propósito en los órganos de acceso a la red. El funcionamiento de estos circuitos es verificado también durante la operación normal del órgano, haciéndoles pasar por sus dos posibles estados: falta y todo correcto. El órgano de acceso correspondiente informa a la unidad de control del resultado de estas pruebas permitiéndole la localización de la falta.

Entre las pruebas que realizan los programas pueden citarse:

- Prueba de las direcciones de los periféricos.
- Prueba de los registros periféricos.
- Prueba del traductor del explorador-distribuidor rápido.
- Detección de la inconsistencia de los resultados enviados por el explorador.

Y como ejemplo de las realizadas por los circuitos de prueba:

- Prueba de los circuitos del marcador que intervienen en una operación de marcaje, verificación que se efectúa antes de la actuación de los puntos de cruce.
- Prueba de los circuitos del distribuidor lento que intervienen en la operación de distribución, verificación que se efectúa antes de la actuación de los relés del circuito terminal.

Si la falta es detectada por los programas de tratamiento de llamadas la acción correctiva tiene lugar a nivel llamada (nuevo intento, transferencia de la orden a la parte duplicada a través del canal entre procesadores, etc.).

En cualquier caso, cuando un programa detecta una falta, la información correspondiente es almacenada en una zona de memoria, incrementándose en una unidad el contador asociado a esa falta. Un programa de nivel de base explora esta zona a una frecuencia adecuada, analiza su contenido y procede según una de dos posibilidades:

- El programa de análisis dispone de información suficiente para localizar la falta, en cuyo caso ordena la puesta fuera de servicio de los órganos que responde (una parte de la red de conmutación, un cierto número de circuitos terminales). La acción se ejecuta a través de la memoria o mediante las intervenciones físicas necesarias. El programa de tratamiento de llamadas recibe las informaciones pertinentes para continuar adecuadamente el proceso de las llamadas en curso que están haciendo uso de estos órganos. El lado homólogo es asimismo informado de las acciones ejecutadas.
- El contenido de la zona de memoria no es suficiente para la localización exacta de la falta, en cuyo caso se solicita la intervención de un programa de diagnóstico más potente, almacenado en el tambor magnético. El programa de análisis puede, no obstante, colocar previamente fuera de servicio la parte duplicada, por ejemplo, del órgano de acceso a la red involucrado, o bien no tomar ninguna decisión de ese tipo. El programa de diagnóstico, de mayor potencia, localiza la falta con mayor precisión, procediendo entonces a poner en servicio las partes no afectadas del equipo que fueron previamente bloqueadas.

En los casos de imperiosa necesidad, como es el del explorador-distribuidor rápido, el análisis de la zona de memoria de faltas se efectúa con carácter inmediato, adoptándose al instante las medidas de protección convenientes.

En cualquier circunstancia los programas de análisis ordenan la impresión de mensajes con las informaciones relativas a las faltas detectadas y la identidad de las partes puestas fuera de servicio, enviando asimismo estos últimos datos al lado homólogo.

Referencias

- [1] S. Kobus, J. A. de Miguel y A. Regnier: Metaconta L — Control por programa en memoria de matrices con puntos de cruce provistos de autorretención; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 46 (1971) N° 4, págs. 236—247.
- [2] S. Kobus, A. Kruithof y L. Viellevoys: Principio de control del sistema de conmutación Metaconta L; Comunicaciones Eléctricas, Vol. 47 (1972) N° 3, págs. 165—169.

Jean Trelut nació en 1938 en Le Vésinet, Francia. Se graduó en ingeniería civil en la Ecole Supérieure des Télécommunications en 1961. Se incorporó a Le Matériel Téléphonique en 1963.

El Sr. Trelut participó en el desarrollo de una red de conmutación con relés de varilla (reed) de desprendimiento magnético en cooperación con CNET. Este desarrollo llevó a la central Artemis, para la que el Sr. Trelut realizó los ajustes finales del equipo telefónico y la red de conmutación.

Actualmente es jefe de proyecto de la central de Roissy.

Un método para establecer las funciones de bloqueo de un sistema de mallas

Uno de los objetivos más importantes para el ingeniero de tráfico es la determinación del bloqueo en los sistemas de mallas. La complejidad que actualmente presentan estos sistemas hace más difícil dicha obtención mediante la aplicación de métodos analíticos. Un método nuevo basado en el análisis del grafo normaliza la formulación, permitiendo la utilización de un programa para ordenador de naturaleza modular; mediante un simple cambio de bloques, el programa puede utilizarse en distintos grafos y con diferentes distribuciones de tráfico.

B. FONTANA SANCHIS

J. E. VILLAR DE VILLACIAN

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

Introducción

La complejidad que actualmente presentan los sistemas de mallas ha obligado a buscar métodos analíticos y algoritmos distintos de los normalmente utilizados. Hasta ahora se ha avanzado muy poco en lo referente a la incorporación de hipótesis más reales que las generalmente admitidas; sin embargo, han sido abundantes [1], [2], [3], [4] y [5] los algoritmos que se han desarrollado para calcular el bloqueo de sistemas de mallas complejos.

El método presentado en este artículo se basa en el análisis del grafo [6] que representa todos los caminos existentes entre una entrada determinada del sistema y una o más salidas (grafos punto a punto y punto a ruta, respectivamente) así como en el siguiente conjunto de hipótesis:

- El sistema de mallas se tratará como un sistema de pérdida puro.
- La elección de las mallas en cada etapa de selección se supondrá aleatoria, lo que implica que la carga media de las mallas de cada etapa sea la misma.
- Se considera independencia entre etapas. Esta hipótesis es aproximada y normalmente conduce a valores de la probabilidad de bloqueo más altos que los que se obtendrían al considerar la dependencia existente.
- El método de búsqueda de camino se realiza mediante el principio de selección conjugada.

Con el fin de simplificar la exposición, se consideran los siguientes casos:

Caso A: Grafos con menos de 6 etapas.

Caso B: Grafos con 6 etapas o más.

Expresión del bloqueo para el caso A

Consideramos el grafo de la figura 1 en la que solamente se representan las mallas correspondientes a las etapas 1—2 y 4—5. Sean C_1 y C_2 dos conjuntos asociados a las mallas de las etapas citados; los elementos de dichos conjuntos se denominarán vectores de distribución a pesar de no tener características vectoriales, ya que no pertenecen a ningún espacio vectorial.

Supongamos que dividimos las mallas pertenecientes a cada una de estas etapas en un número de grupos n_i y n_j respectivamente; esta división depende de las características geométricas presentadas por el grafo y su determinación sólo puede realizarse mediante un estudio "a priori" de las mismas.

Los vectores pertenecientes a C_1 y C_2 tendrán respectivamente, n_i y n_j componentes y los representaremos de la siguiente forma:

$$x \in C_1; x = (x_1, x_2 \dots x_r \dots x_{n_i}),$$

$$y \in C_2; y = (y_1, y_2 \dots y_s \dots y_{n_j}).$$

En lo sucesivo los vectores de distribución se representarán por x ó y según que se refieran a vectores asociados a las mallas de la primera o última etapa respectivamente.

La r -ésima componente de un vector x representará el número de mallas libres en el r -ésimo grupo de la primera etapa. Análogamente, la s -ésima componente de un vector y representará el número de mallas libres en el s -ésimo grupo de la última etapa. Como consecuencia, el valor máximo de cada una de las componentes vendrá dado por el número de mallas que posea el grupo asociado a dicha componente; su valor mínimo será cero y todos los posibles valores restantes serán los enteros comprendidos entre ambos.

La expresión general de la función de bloqueo es la siguiente.

$$E = \sum_{Vx} W(x) \sum_{Vy} W'(y) \Pi(x, y). \quad (1)$$

donde

$W(x)$: probabilidad de que se presente el estado indicado por el vector x .

$W'(y)$: probabilidad de que se presente el estado indicado por el vector y .

$\Pi(x, y)$: probabilidad de que, dados los estados representados por los vectores x e y , exista bloqueo.

A su vez, $W(x)$ puede expresarse como el producto de las dos probabilidades siguientes:

— Probabilidad de tener un cierto número de mallas libres en la primera etapa (dicho número será igual a la suma de las componentes del vector x).

— Probabilidad de que, dado el suceso anterior, se obtenga una distribución de mallas libres en cada

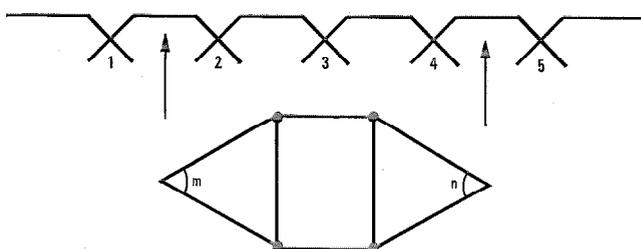


Fig. 1 Representación gráfica de una red de conmutación de 5 etapas.

grupo igual a la indicada por las componentes del vector de distribución x .

El primer factor se determina de acuerdo con las leyes de distribución de probabilidad más adecuadas para las características de tráfico de la primera etapa. Estas leyes pueden ser cualquiera de las normalmente utilizadas (Engset, Erlang, Bernouilli, etc.) o alguna otra que se obtuviera, bien a partir de medidas de tráfico o por desarrollo analítico.

En virtud de la segunda y tercera hipótesis mencionadas anteriormente, el segundo factor puede expresarse mediante la siguiente expresión:

$$P(x) = \frac{\prod_{r=1}^{n_i} \binom{S_r}{x_r}}{\binom{m}{S(x)}} \quad (2)$$

donde

- m : número de mallas de la primera etapa del grafo.
- S_r : número de mallas del grupo r .
- x_r : r - ésima componente del vector de distribución x .
- $S(x)$: suma de los componentes del vector de distribución x .

El tipo de estrategia seguido en la elección de mallas, que tan decisivamente influye en el valor del bloqueo, puede tenerse en cuenta asignando pesos a las cargas de cada una de ellas.

$W'(y)$ se calcula de forma análoga a la descrita para $W(x)$. El factor más difícil de calcular en la expresión (1) es $\Pi(x, y)$ y su dificultad aumenta cuando el número de grupos en que se dividen las mallas correspondientes a la primera y última etapa es pequeño, dado que en este caso las mallas pertenecientes a las etapas intermedias del grafo son compartidas por un número mayor de caminos que en el caso de tener unos valores de n_i y n_j más elevados. Según esto, la solución ideal consistiría en tomar para n_i y n_j los mayores valores posibles; sin embargo, esto tendría como contrapartida el aumentar considerablemente el tiempo de ejecución del programa, dado que el número de términos de que se compondría la función de bloqueo sería muy elevado. Teniendo en cuenta tanto el número mínimo de mallas compartidas por los diferentes caminos como el tiempo de ejecución del programa, existen una o más soluciones que dan no sólo el número óptimo de grupos en el que se deben dividir las mallas correspondientes a la primera y última etapas, sino también el número de ellas que constituyen cada grupo. En resumen, $\Pi(x, y)$ es el factor que más influye en la determinación de los vectores de distribución x e y .

El cálculo de $\Pi(x, y)$ puede realizarse suponiendo una distribución de Bernouilli en las etapas intermedias del grafo, ya que el empleo de otro tipo de distribución en las mismas complicaría excesivamente su determinación. Asimismo es posible calcular $\Pi(x, y)$ en el supuesto de tener una estrategia de elección de mallas distinta de la aleatoria, asignando para ello la carga apropiada a cada una de dichas mallas.

Para calcular $W(x)$ se utilizan normalmente las distribuciones de Engset y Bernouilli, dependiendo de la razón entre el número de fuentes N y el número de

salidas m . Las distribuciones de Erlang y Bernouilli se utilizan con más frecuencia para la determinación de $W'(y)$. Un hecho a tener en cuenta cuando se utilizan estas distribuciones es que mientras que las de Engset y Erlang están basadas en consideraciones sobre el tráfico ofrecido, la distribución de Bernouilli lo está sobre el tráfico cursado. El uso conjunto de estas distribuciones necesita el empleo de métodos de iteración con el fin de obtener el bloqueo; sin embargo esto puede evitarse en el caso de bloqueos débiles. Estos efectos han sido tenidos en cuenta en el programa general de cálculo.

Programa de cálculo por ordenador

Organización

El programa está organizado por bloques como se indica en la figura 2. Los procesos representados son los siguientes:

1. Lectura de los datos que configuran la red y permiten obtener los parámetros necesarios para definir el grafo.
2. Determinación de los números combinatorios, factoriales, y otras funciones de uso repetitivo y cuyos valores dependen exclusivamente de los datos leídos en 1. Estos valores quedan almacenados en memoria.
3. Lectura de los datos de tráfico necesarios para la obtención del bloqueo.
4. Cálculo de las funciones de distribución de probabilidad y posterior almacenamiento en memoria de sus correspondientes valores.
5. Inicialización de la expresión de bloqueo.
6. Generación de los vectores x y cálculo de $W(x)$.
7. Generación de los vectores y y cálculo de $W'(y)$.
8. Fin de generación de vectores y .

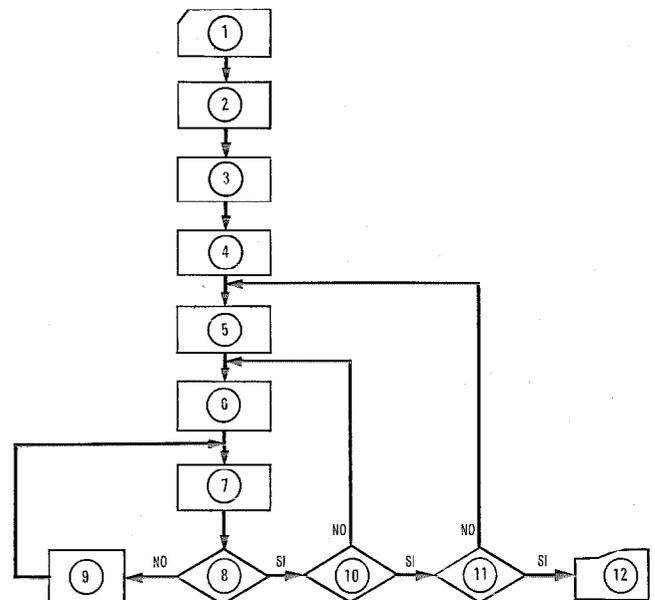


Fig. 2 Organización del programa de ordenador en bloques.

Método para establecer funciones de bloque

9. Cálculo del bloqueo correspondiente a cada par de vectores x e y ; estos valores se acumulan sucesivamente.
10. Fin de generación de vectores x .
11. Grado de precisión de la probabilidad de bloqueo que se desea alcanzar.
12. Impresión de resultados.

Los bloques que pueden variarse por los usuarios de este programa son el 4 y el 9 dependiendo respectivamente del tipo de distribución empleado y de las reglas de interconexión de las mallas intermedias del grafo.

De acuerdo con lo anteriormente expuesto y para el caso de grafos complejos en los que el número de vectores de distribución x e y sea muy elevado, existen tres problemas que deben tenerse en cuenta al utilizar este método. Dichos problemas se refieren a:

- velocidad de ejecución,
- errores en la determinación del bloqueo,
- tamaño de memoria necesitado.

Estos problemas se acentúan cuando el número de tapas es superior a 5.

Velocidad de ejecución

La velocidad de ejecución es función del número de términos que tienen que calcularse, así como del número de operaciones necesarias para la obtención de cada uno de ellos. Por consiguiente, se debe tratar de encontrar la solución óptima que permita reducir estos dos factores.

Siempre que la división llevada a cabo sobre las mallas de la primera y última etapa dé lugar a grupos de igual tamaño (como normalmente es el caso encontrado en la práctica), el cálculo puede simplificarse si se agrupan los distintos vectores que producen el mismo bloqueo, de acuerdo con la siguiente relación de equivalencia:

$z_2 R z_1 \longleftrightarrow z_2$ es una permutación de z_1 , donde z_1 es un vector de distribución.

Esta relación de equivalencia no es la única que puede definirse ya que podría utilizarse cualquier otra que estableciera unas clases de equivalencia cuyos elementos dieran lugar a bloques iguales. Según esto, para calcular el bloqueo debido a una de las clases de equivalencia bastaría con determinar el representante de la clase, calcular su aportación al bloqueo total y multiplicarlo por el número de elementos de la clase.

Dado que el resultado de esta simplificación trae consigo una reducción en el número de términos que deben calcularse, la relación de equivalencia puede definirse sobre los vectores x ó sobre los y , dependiendo de la etapa en la que esta reducción produzca resultados más fructíferos. Sin embargo, hay que tener en cuenta que en el caso de realizarse la reducción sobre los vectores y , se tiene que invertir el orden de generación de vectores. Dependiendo de la relación de equivalencia definida, el número de términos diferentes que intervienen en la expresión (1) puede calcularse de antemano. En efecto, si $x = (x_1, x_2 \dots x_{n_i})$ e $y = (y_1, y_2 \dots y_{n_j})$, donde $0 \leq x_1 \leq p$ y $0 \leq y_j \leq q$ represen-

tan los vectores de distribución, el número de términos diferentes es:

$$\binom{n_i + p}{p} (q + 1)^{n_j}$$

si la reducción se realiza sobre vectores x ,

$$\binom{n_j + q}{q} (p + 1)^{n_i}$$

si la reducción se realiza sobre vectores y .

Por otra parte, el tiempo empleado en el cálculo de cada término suele ser grande si para ello se sigue la secuencia natural del programa debido a que, generalmente, las operaciones que deben realizarse para obtener su valor son de índole repetitiva. Por esto se recomienda calcular y almacenar en memoria todos aquellos resultados parciales que posteriormente hayan de utilizarse para obtener el resultado final.

La mayor o menor importancia de estas simplificaciones reside en la naturaleza del grafo tratado ya que en algunos casos puede ocurrir que alguna de ellas complique el programa en tal grado que el incremento en tiempo de ejecución no compense las ventajas descritas.

Errores en la determinación del bloqueo

Los errores pueden ser de dos tipos:

- Errores introducidos como consecuencia del redondeo efectuado en las operaciones matemáticas.
- Errores producidos por despreciar términos por debajo de un cierto valor límite.

El primer tipo puede reducirse realizando a priori un estudio de la fórmula que debe programarse, así como de las operaciones matemáticas que conducen a su evaluación. Este objetivo debería de llevarse a cabo de tal forma que la programación minimizara las posibles fuentes de error.

Aunque el número de estados que pueden darse en un grafo es muy alto, es comprensible que no todos los términos que integran la expresión de bloqueo contribuyen de igual manera a su valor final. Es por ello que puede disminuirse el tiempo de ejecución del programa sin más que despreciar todos los términos cuyo valor se encuentre por debajo de uno determinado previamente. La dificultad que se presenta en este caso consiste en asegurar que el número de términos despreciado es tal que el error resultante es despreciable comparado con el resultado final; esto ha sido resuelto en el programa mediante un contador que indica el número de términos despreciados a partir del cual es posible obtener una cota del error cometido.

Tamaño de la memoria

Aunque normalmente el tamaño de la memoria no representa ningún problema a la hora de escribir un programa de esta naturaleza, puede resultar conveniente en algunos casos el tenerlo en cuenta, ya que si no se dispone de suficiente memoria la velocidad de ejecución puede disminuir, al no poderse almacenar los resultados parciales repetitivos a los que anteriormente se hizo alusión.

Grafos con un número mayor de cinco etapas

A través del artículo se ha hecho patente la necesidad de un método que permita de una forma rápida el cálculo de $\Pi(x, y)$. Por consiguiente la primera parte de este estudio se dedicó a grafos con un número de etapas inferior o igual a 5, ya que en estos casos $\Pi(x, y)$ puede calcularse con relativa facilidad en la mayoría de las ocasiones. Sin embargo, cuando el número de etapas crece, la dificultad aumenta en grado tal que la expresión (1) resulta impracticable. Esta dificultad puede obviarse manteniendo la misma idea sin más que generar nuevos vectores bien en las etapas contiguas a la primera y última o bien en la intermedias. Ahora bien, ya que el número de términos que han de calcularse debe mantenerse tan bajo como sea posible, es preferible utilizar la primera solución. En este caso la expresión del bloqueo total toma la siguiente forma:

$$E = \sum_{\forall x} W(x) \sum_{\forall x'} W_1(x') \sum_{\forall y} W'(y) \times \sum_{\forall y'} W_1'(y') \Pi(x, x', y, y') \quad (3)$$

donde el significado de las funciones que constituyen la fórmula es análogo al explicado con anterioridad.

Aplicaciones prácticas

En esta sección se dan algunos ejemplos que clarifican la forma de aplicación del método descrito. Se suponen cargas de a, b, c, \dots erlangs por malla correspondientes a las etapas 1—2, 2—3, etc.

Ejemplo 1

Consideremos el grafo de la figura 3 y supongamos que las distribuciones de tráfico para las mallas 1—2, 2—3, 3—4 son respectivamente las de Engset, Bernouilli y Erlang.

En este caso es conveniente considerar los vectores x e y definidos de la manera siguiente:

$$\begin{aligned} x &= (x_1, x_2, x_3, x_4) & y &= (y_1, y_2, y_3, y_4) \\ 0 &\leq x_1 \leq 2 & 0 &\leq y_1 \leq 3 \\ 0 &\leq x_2 \leq 4 & 0 &\leq y_2 \leq 3 \\ 0 &\leq x_3 \leq 3 & 0 &\leq y_3 \leq 4 \\ 0 &\leq x_4 \leq 3 & 0 &\leq y_4 \leq 2 \end{aligned}$$

$$S(x) = \sum_{i=1}^4 x_i \quad S(y) = \sum_{i=1}^4 y_i$$

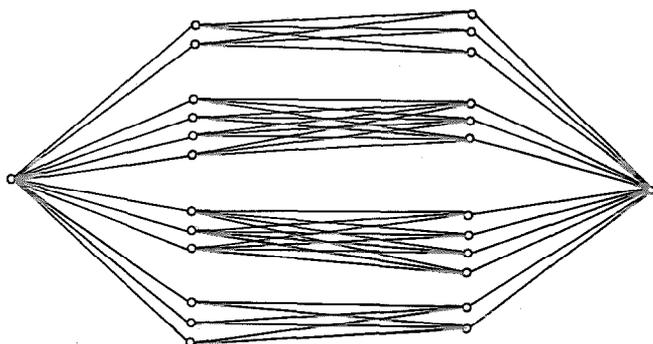


Fig. 3 Grafo de una red con 4 etapas en la que se aplica el principio de interconexión paralela.

De acuerdo con la división de mallas realizada en la primera y última etapas las expresiones para $W(x)$ y $W(y)$ vienen dadas por:

$$W(x) = \frac{\binom{2}{x_1} \binom{4}{x_2} \binom{3}{x_3} \binom{3}{x_4}}{\binom{12}{S(x)}} EN[\beta, s, 12, S(x)].$$

Donde $EN[\beta, s, 12, S(x)]$ representa la probabilidad dada por la fórmula de Engset de que haya $S(x)$ mallas libres y $12 - S(x)$ mallas ocupadas en la primera etapa. Su expresión viene dada por:

$$EN[\beta, s, 12, S(x)] = \frac{\binom{s-1}{12-S(x)} \beta^{12-S(x)}}{\sum_{i=0}^{12} \binom{s-1}{i} \beta^i}$$

donde $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ (supuesto bloqueo despreciable)

α - tráfico por fuente
 s - número de fuentes.

$$W'(y) = \frac{\binom{3}{y_1} \binom{3}{y_2} \binom{4}{y_3} \binom{2}{y_4}}{\binom{12}{S(y)}} ER(A, S(y), 12)$$

donde $ER(A, S(y), 12)$ es la probabilidad dada por la fórmula de Erlang de que $S(y)$ mallas de la primera etapa estén libres y $12 - S(y)$ estén ocupadas supuesto que se ofrece al conjunto un tráfico A . Su expresión viene dada por:

$$ER(A, S(y), 12) = \frac{A^{12-S(y)}}{[12-S(y)]!} \sum_{i=0}^{12} \frac{A^i}{i!}$$

La congestión en el grafo dado se produce para cada estado definido por los vectores x e y cuando existe congestión en cada uno de los subgrafos definidos. Así, en el subgrafo i la probabilidad de congestión viene dada por:

$$b^{x_i y_i}$$

y por lo tanto $\Pi(x, y) = b^{<x, y>}$

donde $<x, y> = x_1 y_1 + x_2 y_2 + x_3 y_3 + x_4 y_4$.

Si aplicáramos la distribución de Erlang a la etapa intermedia bastaría sustituir $b^{<x, y>}$ por la fórmula de Palm correspondiente a $<x, y>$ mallas ocupadas, independientemente del estado de las restantes. La expresión que resultaría sería:

$$\frac{E_{36}(A')}{E_{36-<x, y>}(A')}$$

donde A' es el tráfico ofrecido a las mallas intermedias.

Ejemplo 2

Consideremos un grafo como el indicado en la figura 4, y supongamos, al igual que en el ejemplo anterior, que las distribuciones de Engset y Erlang se aplican respectivamente a las mallas de la primera y última etapa, mientras que la de Bernouilli se aplica

Método para establecer funciones de bloque

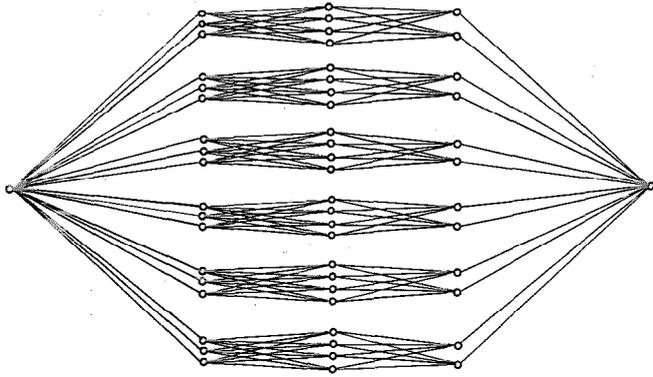


Fig. 4 Grafo de una red de 5 etapas en la que se aplica el principio de interconexión paralela.

sobre las restantes. En este caso, cada vector tendrá 6 componentes definidas por:

$$x = (x_1, x_2, \dots, x_6) \quad y = (y_1, y_2, \dots, y_6)$$

$$0 \leq x_i \leq 3 \quad 0 \leq y_i \leq 2$$

$$S(x) = \sum_{i=1}^6 x_i \quad S(y) = \sum_{i=1}^6 y_i$$

Las funciones $W(x)$ y $W'(y)$ son:

$$W(x) = \frac{\binom{3}{x_1} \binom{3}{x_2} \dots \binom{3}{x_6}}{\binom{18}{S(x)}} EN[\beta, s, 18, S(x)]$$

$$W'(y) = \frac{\binom{2}{y_1} \binom{2}{y_2} \dots \binom{2}{y_6}}{\binom{12}{S(y)}} ER(A, S(y), 12)$$

donde $EN[\beta, s, 18, S(x)]$ y $ER(A, S(y), 12)$ tienen significado análogo al dado en el ejemplo 1.

$\Pi(x, y)$ se obtiene estableciendo para cada subgrafo las condiciones de congestión. Para el subgrafo i la probabilidad de congestión viene dada por:

$$[b^{x_i} + (1 - b^{x_i}) c^{y_i}]^4$$

de la que se deduce como valor de la congestión total $\Pi(x, y)$

$$\Pi(x, y) = \left\{ \prod_{i=1}^6 [b^{x_i} + (1 - b^{x_i}) c^{y_i}] \right\}^4$$

Debido a la regularidad y simetría del grafo el método puede simplificarse aplicando los principios descritos en la sección correspondiente a "Velocidad de Ejecución". Dos posibilidades existen para llevar a cabo esta simplificación.

La primera es suponer que la relación de equivalencia que se definió en aquella sección se aplica a los vectores x , con lo que el bloqueo total puede obtenerse como suma de los productos de cada representante de clase por el número total de elementos de cada clase. Es posible llevar a cabo esta simplificación dado que la congestión que se obtiene para un vector de distribución por ejemplo (3, 2, 1, 0), es la misma que la que se obtendría para el (2, 1, 3, 0), (0, 3, 2, 1) o cualquier otra permutación de dicho vector. Como consecuencia el número de términos distintos viene dado por:

$$\binom{6+3}{3} 3^6 = 61.236.$$

La segunda posibilidad es utilizar las permutaciones correspondientes a los vectores y . En este caso el número de términos diferentes es:

$$\binom{6+2}{2} 4^6 = 114.688.$$

Por lo tanto escogemos la solución primera.

Ejemplo 3

Consideremos el grafo de la figura 5 y supongamos que la primera etapa tiene 7 entradas y 14 salidas; es decir una expansión de razón 1:2. En este caso, aplicaremos a esta etapa una distribución de Bernoulli modificada, mientras que supondremos unas distribuciones de Bernoulli y Erlang a las etapas intermedias y en la última respectivamente.

Los vectores x e y verificarán las siguientes relaciones:

$$x = (x_1, x_2, x_3, x_4) \quad y = (y_1, y_2, y_3, y_4)$$

$$0 \leq x_1 \leq 3 \quad 0 \leq y_1 \leq 3$$

$$0 \leq x_2 \leq 4 \quad 0 \leq y_2 \leq 2$$

$$0 \leq x_3 \leq 5 \quad 0 \leq y_3 \leq 5$$

$$0 \leq x_4 \leq 2 \quad 0 \leq y_4 \leq 1$$

$$S(x) = \sum_{i=1}^4 x_i \quad S(y) = \sum_{i=1}^4 y_i$$

$$8 \leq S(x) \leq 14.$$

Las expresiones de $W(x)$ y $W'(y)$ serán:

$$W(x) = \frac{\binom{3}{x_1} \binom{4}{x_2} \binom{5}{x_3} \binom{2}{x_4}}{\binom{14}{S(x)}} BM[7, 14, \alpha, S(x)]$$

$$W'(y) = \frac{\binom{3}{y_1} \binom{2}{y_2} \binom{5}{y_3} \binom{1}{y_4}}{\binom{11}{S(y)}} ER(A, S(y), 11)$$

donde $BM[7, 14, \alpha, S(x)]$ representa la probabilidad de que $S(x)$ salidas pertenecientes a la primera etapa estén libres mientras que $14 - S(x)$ estén ocupadas. Su expresión viene dada por la siguiente distribución de Bernoulli modificada:

$$BM[7, 14, \alpha, S(x)] = \binom{6}{S(x)-8} \alpha^{14-S(x)} (1-\alpha)^{S(x)-8}$$

donde

α - tráfico medio por entrada de la primera matriz.

$ER(A, S(y), 11)$ tiene el mismo significado que en casos anteriores.

$\Pi(x, y)$ se calcula como el producto para todo j de las probabilidades de congestión $\rho(x, y_j)$ desde las

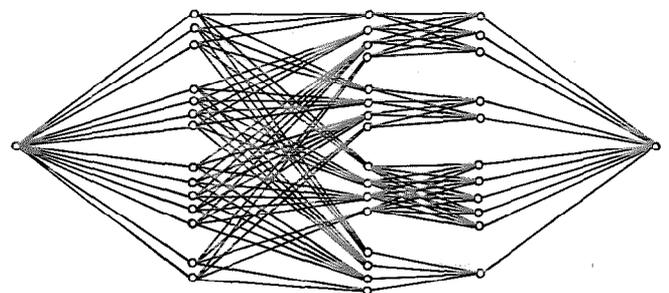


Fig. 5 Grafo de una red de 5 etapas en la que hay una expansión 1:2 en la primera etapa.

mallas libres de la componente j del vector y hacia las mallas libres de los vectores x . Es decir:

$$\varrho(x, y_j) = \prod_{i=1}^4 [b^{x_i} + (1 - b^{x_i}) c^{y_j}]$$

con lo que.

$$\Pi(x, y) = \prod_{i=1}^4 \prod_{j=1}^4 [b^{x_i} + (1 - b^{x_i}) c^{y_j}].$$

Conclusiones

El método descrito en este artículo reduce la complicación que se presenta en la formulación de la expresión de bloqueo de un grafo, debido a las generalmente complejas interconexiones de las mallas pertenecientes a sus etapas centrales. También permite la utilización de cualquier función de distribución en las mallas correspondientes a la primera y última etapas.

El método ha sido llevado a cabo mediante un programa de ordenador escrito en FORTRAN F y en el momento actual cubre los casos más normales de interconexión para grafos correspondientes a redes de conversación con un número de etapas inferior o igual a 5. La cantidad de memoria necesitada es de 64 kilobitios y su tiempo de ejecución puede variar desde unos pocos segundos hasta dos minutos, dependiendo de la complejidad del grafo. Los tiempos citados se refieren a un ordenador IBM 370 145 con 256 kilobitios. Como ejemplo, puede darse que los grafos anteriormente explicados necesitaron respectivamente 10 seg., 12 seg. y 20 seg. por punto de bloqueo calculado. El programa se ha organizado por bloques, haciéndolo de esta forma más fácilmente adaptable para su aplicación a hipótesis particulares.

Las desventajas del método radican en el gran número de términos que deben calcularse por lo que se debe prestar atención especial a factores tales como tiempo de ejecución, errores y memoria necesitada.

El método continúa en desarrollo con el fin de mejorarlo y ampliar su campo de aplicación. El ob-

jetivo de este esfuerzo ha sido desarrollar un programa general para cálculo de grafos o, al menos, definir bloques intercambiables que puedan aplicarse a diferentes grafos y distribuciones de tráfico.

Agradecimiento

Los autores agradecen a todos los miembros del grupo de Ingeniería de Tráfico del Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica, S.A., su ayuda y estimulantes discusiones.

Bibliografías

- [1] P. Le Gall: Les Calculs d'Organes dans les Centraux Téléphoniques Automatiques Modernes; Extrait des Annales des Télécommunications, Tome 12, nº 10, Tome 13, nºs 7-8, 9-10, 11-12, París, Editions de la Revue d'Optique, 1959, págs. 76.
- [2] C. Jacobæus: A Study on Congestion in Link Systems: Ericsson Technics, 1950, nº 48, págs. 3-68.
- [3] C. Y. Lee: Analysis of Switching Networks: Bell System Technical Journal, noviembre 1955, volumen 34, nº 6, págs. 1287-1315.
- [4] A. Elldin: Automatic Telephone Exchanges with Crossbar Switches. Switch Calculations. General Survey: Stockholm, L. M. Ericsson, 3ª edición 1967.
- [5] N. Bininda y G. Daisenberger: Recursive and Iterative Formulas for the Calculation of Losses in Link Systems of any Description: Fifth International Teletraffic Congress, New York, 14-20 junio 1967, págs. 318-326.
- [6] C. Berge: Théorie des graphes et ses application. Dunod - Paris 1958, 247 págs. (Hay traducción en español: Teoría de las redes y sus aplicaciones. C.E.C.S.A., México 1962, 340 págs.)

B. Fontana Sanchís nació en Alcira (Valencia), España en 1940. Obtuvo el título de ingeniero de Telecomunicación en el año 1967, comenzando este mismo año su trabajo con el Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica, S.A., donde actualmente trabaja en el dimensionado de sistemas semielectrónicos.

B. Fontana es profesor de matemáticas en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación.

J. E. Villar de Villacián nació en Palencia, España, en 1939. Obtuvo su título de ingeniero de Telecomunicación en el año 1965, comenzando este mismo año su trabajo con el Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica, S.A. En el año 1970 fue nombrado jefe del Grupo de Ingeniería de Tráfico de dicho centro.

J. E. Villar es profesor de matemáticas en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación.

SOLAS III: Un nuevo equipo de radio portátil para embarcaciones de salvamento

El nuevo equipo de radio portátil SOLAS* III para embarcaciones de salvamento, posee unas características que superan considerablemente las más recientes especificaciones internacionales actualmente en uso, incluyendo la especificación obligatoria del Reino Unido MPT 1207. Es de pequeño peso, puede arrojarse desde 20 metros en el agua sin que sufra daño y de ajuste y manejo sencillos. Además, puede flotar y soportar a un hombre.

J. N. McAINSH

International Marine Radio Company Limited, Croydon

Introducción

El equipo de radio se instaló en un principio en barcos de alta mar, durante la primera parte de la presente centuria y a través de los años ha demostrado constantemente la importancia siempre creciente del papel que ha desempeñado en el salvamento de la vida humana en el mar.

En 1925, el Ministerio de Comercio e Industria Británico hizo obligatorio equipar con un sistema de radio los botes salvavidas a motor pertenecientes a barcos de pasajeros. Después de las experiencias de los años de la guerra en que el uso de la radio en las operaciones de rescate en el mar se demostró que era esencial, la conferencia de 1949 del CCIR** en Los Angeles adoptó una resolución haciendo obligatorio, para todos los barcos por encima de 1600 toneladas, llevar equipo de radio en los botes salvavidas.

En la conferencia de 1960 sobre Seguridad de la vida humana en el mar, se propusieron nuevos requisitos para un equipo de radio adecuado para uso en embarcaciones de salvamento inflables y en el Reino Unido la Administración de Correos y Telecomunicación preparó una especificación para "un equipo de radio portátil y accionado por el hombre para embarcaciones de salvamento" que es la especificación obligatoria con referencia a la cual todos los equipos de radio de este tipo deben ser homologados para utilización en los barcos registrados en el Reino Unido.

En 1969, el Ministerio de Correos y Telecomunicaciones del Reino Unido elaboró una nueva especificación, la MPT 1207, para poner en línea los requisitos de los equipos de radio para embarcaciones de salvamento con las recomendaciones del CEPT*** y en la actualidad se encuentra en curso de aprobación oficial.

Con las sucesivas especificaciones han ido mejorando las características del equipo y los avances en la tecnología de los componentes durante las dos últimas décadas han conducido a una reducción del tamaño y peso y a un aumento de la fiabilidad.

Desarrollo de los equipos de radio portátiles de la serie SOLAS

El nombre SOLAS, abreviatura de la denominación inglesa "Safety of Life at Sea" (Seguridad de la vida

en el mar), fue utilizado por IMRC* para su primer equipo de radio portátil para embarcaciones de salvamento introducido en 1953 y se ha mantenido a través de las diferentes series.

El equipo SOLAS I utilizaba 3 válvulas que podían conmutarse para formar bien un transmisor, o bien un receptor directo. El transmisor estaba controlado por cristal y podía trabajar en 500 ó en 8.364 KHz, con una potencia de salida comprendida entre 2,4 y 4 vatios. El receptor estaba sintonizado únicamente a 500 KHz y tenía una anchura de banda de 490 a 510 KHz. Los suministros para filamentos y alta tensión de las válvulas se obtenían de un generador interno accionado a mano que proporcionaba 6,3 voltios a 1,5 amperios para filamentos y 410 voltios a 60 miliamperios para la alta tensión, con un total de 34 vatios. El equipo iba alojado en una caja de aluminio, estanca y con un peso de 30,4 kg (67 libras), incluidos los accesorios.

Durante los últimos años de la década de los 50, el diseño del equipo de radio cambió radicalmente con la introducción de los transistores, siendo los cambios más significativos la disminución de peso y tamaño y la drástica reducción de los requisitos de potencia. Aunque el SOLAS I continuó dando excelentes servicios durante muchos años y aun hoy continua en servicio, sin embargo, la introducción de la tecnología de estado sólido lo ha convertido en un equipo anticuado.

En 1963 se puso en producción el SOLAS II, completamente transistorizado. El transmisor puede trabajar en 500, 2.182 ó 8.364 KHz, con una potencia de salida comprendida entre 1,5 y 3,5 vatios y con cada frecuencia controlada mediante cristal. El receptor, independiente, trabaja en 500 ó 2.182 KHz, o en la banda de 8 MHz.

El receptor está controlado por cristal en las frecuencias de 500 y 2.182 KHz, pero en la banda de 8 MHz puede sintonizarse de 8.200 a 8.800 KHz. En la frecuencia de 500 KHz se utiliza un receptor sintonizado a la frecuencia directa de transmisión, pero para la frecuencia de 2.182 KHz y para la banda de 8 MHz, éstas se convierten mediante una sencilla superheterodina a la frecuencia intermedia de 500 KHz. La potencia se suministra mediante un generador interno accionado a mano capaz de suministrar la máxima potencia exigida de 20 vatios. El equipo era alojado en una caja de fibra de vidrio estanca y su peso, incluidos accesorios, es de 13,6 kg (30 libras).

* Marca registrada del Sistema ITT.

** Comité Consultivo Internacional de Radio.

*** Conference Européenne des Administrations des Postes et Télécommunications.

* International Marine Radio Company.

Debido a los rápidos avances tanto en la tecnología de estado sólido como en la de componentes que tuvo lugar durante la década de los años 60, muchos de los componentes utilizados en el SOLAS II eran ya difíciles de obtener en 1969. Resultaba evidente que el 60 por ciento de todos los componentes utilizados estarían en desuso en 1972 y ésto, juntamente con el hecho de estarse preparando la nueva especificación MPT 1207, puso de manifiesto la necesidad de un considerable rediseño, tanto de los circuitos como de la construcción mecánica, para que el SOLAS II no se convirtiese en anticuado en 1973.

Como resultado de todo lo anterior, se emprendió el desarrollo del SOLAS III, cuyo diseño ha de cumplir los requisitos tanto de la MPT 1207 como de la especificación actual obligatoria del Reino Unido. Esto se consideró esencial de modo que el SOLAS III pueda suministrarse a los barcos registrados en el Reino Unido en tanto que se aprueba la especificación MPT 1207, proceso que no estará terminado hasta finales de 1972.

Cambios en la especificación

Las mayores diferencias entre la especificación obligatoria del Reino Unido y la MPT 1207 afectan a la altura desde la que el equipo puede arrojarse al agua sin sufrir daño, juntamente con ciertos aspectos de las características del receptor.

En la especificación obligatoria se pide una caída desde 9 metros (30 pies). Esta altura se aumentó inicialmente a 15 metros (49 pies) en la especificación MPT 1207, pero puesto que el punto inferior de la línea de agua en muchos barcos modernos de gran tonelaje es de 20 metros (66 pies), aproximadamente, una propuesta reciente del CEPT ha recomendado éste como un límite más realista y ha sido aceptado como el límite de especificación MPT 1207.

La calidad del receptor se ha mejorado en la MPT 1207 especificando las características de banda de paso y atenuación a 500 y 2.182 KHz con límites más estrechos, según se muestra en la Tabla 1. También se han introducido límites para el bloqueo, modulación cruzada e intermodulación, mientras que en la especificación obligatoria no se someten a control.

Equipo de radio portátil accionado a mano, SOLAS III

En el SOLAS II se utilizó un elaborado sistema de conmutación con objeto de que con un solo transmisor y receptor se pudiera trabajar en cada una de las tres frecuencias disponibles. Esta disposición resultaba económica con dispositivos de estado sólido, un importante punto considerando su coste cuando se diseñó el SOLAS II, y se utilizó un total de 25 transistores de germanio y 21 diodos. Sin embargo, era necesario realizar muchos ajustes interdependientes para alinear correctamente tanto los circuitos del transmisor como los del receptor para cada frecuencia, lo que convertía el ajuste en una rutina que requería cierto tiempo. Además, el dispositivo de conmutación restringía la construcción mecánica oca-

sionando problemas de fabricación y haciendo difícil el mantenimiento.

Para evitar que tales dificultades ocurran, en el SOLAS III se han utilizado un transmisor y un receptor independientes para cada frecuencia. Se usa construcción modular en la que todos los componentes asociados con un circuito particular están montados en la misma tarjeta impresa y, siempre que es posible, los circuitos se disponen de forma que puedan probarse y alinearse independientemente.

En el equipo se utiliza un total de 78 transistores y 23 diodos, habiéndose seleccionado los transistores con preferencia a los circuitos integrados del tipo lineal debido a que cuando comenzó el desarrollo solo se disponía de circuitos procedentes de un solo suministrador.

Puesto que el SOLAS III puede encontrarse a bordo de una embarcación en situación de emergencia, su peso y tamaño son de particular importancia. La especificación MPT 1207 limita el peso a un máximo de 14 kg (31 libras), pero no restringe el tamaño.

Los principales factores determinantes del tamaño total del equipo son la manera en que ha de ser utilizado y el método que se emplee para el empaquetado de los módulos. Cuando se utiliza el SOLAS III, se coloca en el costado del operador y se sujeta mediante abrazadoras a la cintura y al pie, dejando libres ambas manos. Su tamaño se eligió de manera que sea lo suficientemente grande como para descansar confortablemente en el costado e incluso no resulta incómodo de manejar. Esto dió como resultado un equipo con un volumen total de 0,04 metros cúbicos, aproximadamente.

A pesar de las severas exigencias en la reducción de espacio, los módulos se diseñaron teniendo en cuenta la facilidad de mantenimiento y reparación más bien que el lograr una alta densidad de componentes.

En el SOLAS III se utilizan once módulos. Estos son:

- módulo de protección de radiofrecuencia;
- 3 módulos independientes, consistente cada uno en una entrada de radiofrecuencia, oscilador y mezclador;
- módulo amplificador de frecuencia intermedia y de audiofrecuencia;

Tabla 1 - Comparación de las especificaciones del receptor

	Especificación obligatoria para 500 y 2182 KHz	Especificación MPT 1207	
		500 KHz	2182 KHz
Paso de banda mínimo (puntos a 6 dB)	± 5 KHz	± 5 KHz	± 3 KHz
Atenuación mínima de 30 dB a	—	±15 KHz	±10 KHz
Atenuación mínima de 40 dB a	±30 KHz	—	—
Atenuación mínima de 60 dB a	—	±40 KHz	±30 KHz

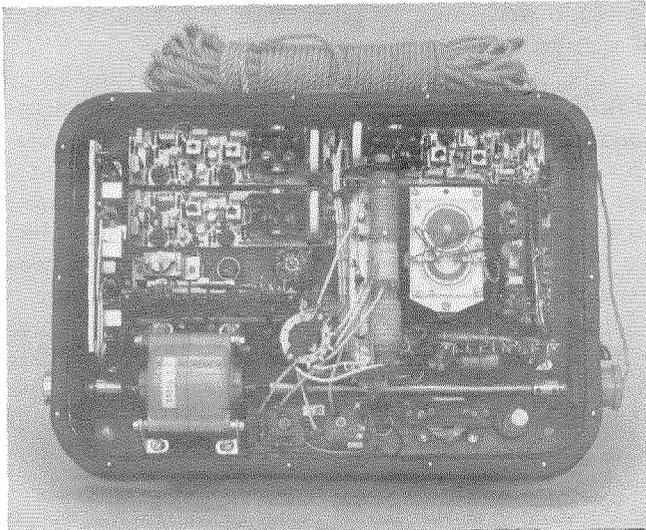


Fig. 1 Conjunto modular del equipo de radio portátil SOLAS III para embarcaciones de salvamento.

- amplificador de conversación, generador de onda cuadrada y de audiofrecuencia;
- módulo de alarma de dos tonos;
- 3 módulos independientes del transmisor;
- módulo regulador del suministro de energía.

El generador, unidad de manipulación automática y unidad de sintonía de la antena, utilizados y probados anteriormente en el SOLAS II, se han modificado para su uso en el SOLAS III.

Un panel de fundición de aluminio reforzado con paredes laterales para formar una estructura rígida resistente, soporta los módulos y demás componentes. Los orificios del eje de control están sellados mediante anillos en "O" para hacerlos estancos. Una cubierta moldeada, de contornos redondeados suaves, se ator-

nilla a la fundición formando un conjunto estanco que contiene todos los elementos electrónicos.

El mástil de antena, manubrios del generador y otros accesorios se colocan en la tapa del equipo, situada en la parte superior del cuerpo de fundición y van sujetos mediante dos cinchos de tela provistos de enganches fáciles de soltar.

No es necesaria una junta estanca entre la tapa y la fundición ya que el SOLAS III debe flotar sin la tapa y no sufre daño alguno por su inmersión en el agua de mar. Una vez que se ha aparejado la antena y se pone en funcionamiento el equipo, la tapa no desempeña papel alguno.

Incluyendo la tapa, el tamaño total es de 490 mm de largo, 400 mm de ancho y 283 mm de fondo ($19,3 \times 15,8 \times 11,1$ pulgadas) y en funcionamiento la profundidad se reduce a 190 mm (7,5 pulgadas).

La figura 1 muestra el conjunto de los módulos en el interior de la caja de fundición y la figura 2 muestra el SOLAS III y sus accesorios.

Diseño del transmisor

La figura 3 es un esquemático de bloques de los 3 transmisores independientes. Exceptuando el cristal y los circuitos sintonizados, son idénticos y utilizan una tarjeta impresa común.

La portadora se modula a un nivel de baja potencia, produciendo una emisión clase A2 ó bien clase A3. La portadora modulada se amplifica hasta un nivel final en una etapa de salida de potencia lineal consistente en dos transistores de potencia de silicio, BDY60, que trabajan en push-pull como amplificador clase B.

Un circuito de antena, sintonizado inductivamente, adapta la etapa de salida a los diversos tipos de antena



Fig. 2 Equipo de radio de salvamento SOLAS III y accesorios.

que pueden utilizarse. Dependiendo de la frecuencia y de la impedancia de la antena, se pueden obtener potencias de salida de radiofrecuencia comprendidas entre 1 y 3,5 vatios.

La portadora puede modularse mediante una onda cuadrada de frecuencia 900 Hz, mediante la palabra o por la señal de alarma radiotelefónica internacional. La modulación de onda cuadrada se utiliza para señales telegráficas y se aplica, bien mediante un manipulador morse, o por una unidad de manipulación automática. La portadora se modula con una profundidad del 100 por cien. Se utiliza un amplificador de audio con circuito sencillo de compresión para amplificar las señales de la palabra, de manera que la portadora está modulada con una profundidad del 100 por cien en los picos silábicos de la palabra y con una profundidad del 70 por ciento en los niveles normales.

La señal de alarma radiotelefónica internacional consta de dos tonos de frecuencias 1.300 y 2.200 Hz. Estos se aplican alternativamente a la portadora produciendo una profundidad de modulación del 75 por ciento.

A los transmisores se les puede aplicar cualquiera de las señales de modulación pero se ha hecho que la onda cuadrada module sólo a los transmisores de 500 y 8.364 KHz. La señal de alarma radiotelefónica internacional o la palabra se utilizan para modular el transmisor de 2.182 KHz.

La selección de la frecuencia de transmisión y el tipo de modulación se controlan mediante dos conmutadores. Uno de los conmutadores conecta la energía

al transmisor requerido y selecciona la toma más adecuada en el circuito de antena para lograr la mejor adaptación de la antena que se va a utilizar. El otro conmutador ajusta las condiciones de sintonía inicial del transmisor y luego selecciona el tipo de modulación. Durante la transmisión se supervisa la modulación como un tono lateral mediante los auriculares del receptor.

Diseño del receptor

La figura 4 muestra un diagrama de bloques del receptor. Se utiliza un diseño de doble superheterodino con la primera y segunda frecuencias intermedias de 10,7 MHz y 450 KHz, respectivamente. El receptor puede sintonizarse a 500 ó a 2.182 KHz o en un pequeño margen de la banda de 8 MHz. Para cada frecuencia se utilizan circuitos de entrada de radiofrecuencia, mezclador y oscilador independientes y éstos se conectan a circuitos amplificadores de frecuencia intermedia y de audiofrecuencia comunes.

Los circuitos de oscilador local, mezclador y entrada de radiofrecuencia para 500 y 2.182 KHz son idénticos, difiriendo solo en los componentes que definen la frecuencia de trabajo, y utilizan una tarjeta impresa común.

Un circuito de entrada sencillo acopla la señal de radiofrecuencia a un mezclador equilibrado que utiliza dispositivos de efecto de campo y la inyección de oscilador local se deriva de un oscilador controlado por cristal con una frecuencia superior a la frecuencia de

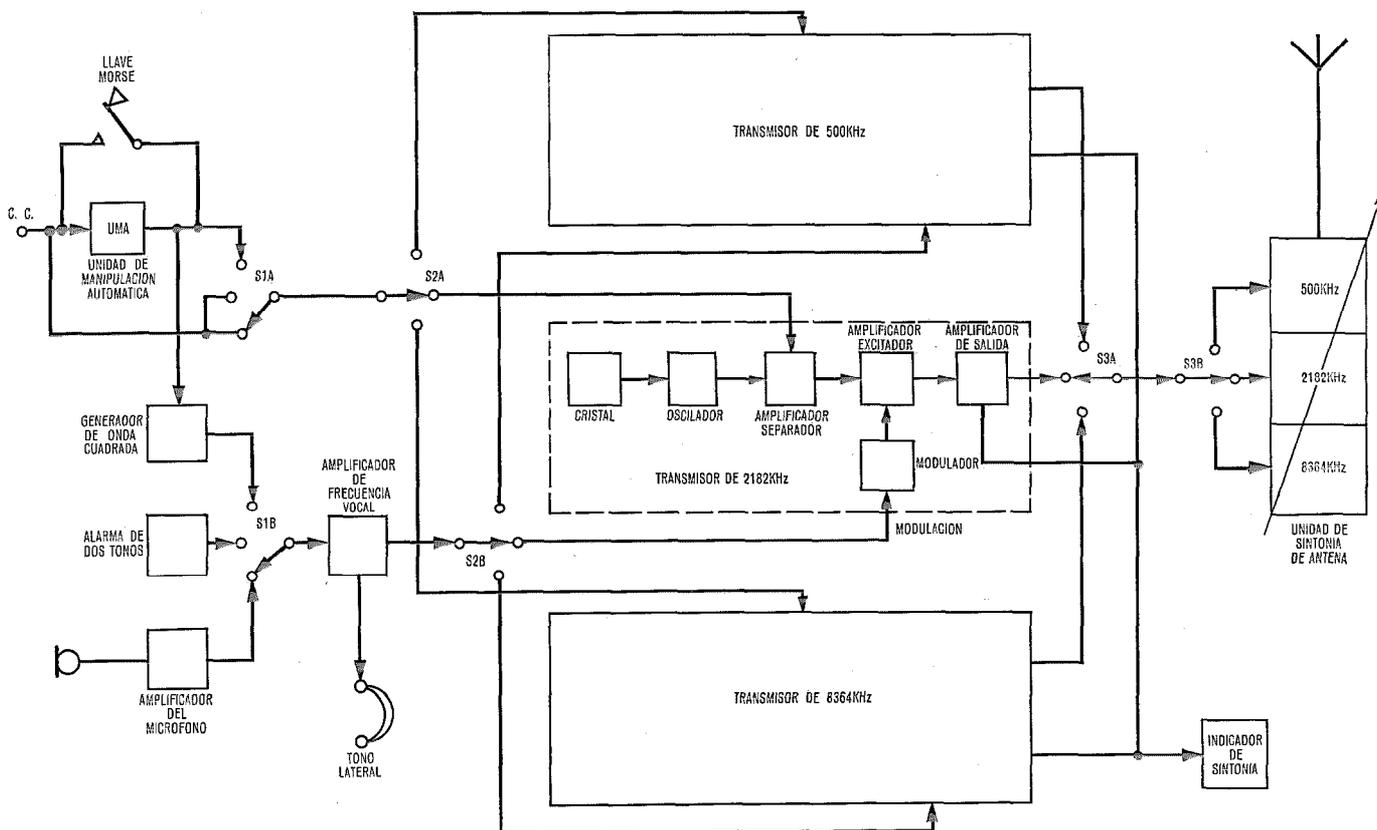


Fig. 3. Esquema de bloques del transmisor.

la señal. La salida del mezclador se lleva al amplificador de frecuencia intermedia a través de un conmutador de diodos. Se aplica un control automático de ganancia a dos transistores conectados en paralelo con el circuito de entrada y controla la ganancia total del mezclador amortiguando el circuito en presencia de señales fuertes.

Los circuitos de oscilador local, mezclador y entrada de radiofrecuencia de 8 MHz difieren de los circuitos de 500 y 2.182 KHz en que poseen mayor selectividad debido al uso de dos circuitos de entrada acoplados. Además, el oscilador local es sintonizable de forma que puede cubrirse el margen de frecuencias de 8.200 a 8.800 KHz. En todos los demás aspectos, los circuitos son idénticos.

La selectividad proporcionada por los circuitos de entrada de radiofrecuencia se refuerza por la de los circuitos de antena sintonizados inductivamente, siendo estos particularmente efectivos a 500 KHz. Los circuitos de antena también adoptan los circuitos de entrada de radiofrecuencia del receptor a la antena que se utiliza.

Un filtro de cristal de 10,7 MHz situado a la entrada del amplificador de frecuencia intermedia, con anchura de banda para 6 y 60 dB de ± 6 y ± 12 KHz respectivamente, controla la selectividad total del receptor. La señal de frecuencia intermedia de 10,7 MHz se amplifica y se aplica a una etapa mezcladora donde se

combina con la salida de un oscilador de cristal de 10,25 MHz para producir la segunda frecuencia intermedia de 450 KHz.

Después de la demodulación en un detector de diodo, la señal de audio se amplifica y se lleva a los auriculares.

Para la recepción de morse (emisión clase A), se inyecta la salida procedente de un oscilador de 451 KHz en el camino de la señal, inmediatamente antes del detector para producir una nota de batido de 1 KHz.

Se aplica control de ganancia automática a la base de un transistor de la etapa amplificadora de 10,7 MHz y esta etapa, en unión de la etapa de radiofrecuencia, controla el nivel de salida de audio dentro de 3 dB, para un aumento en el nivel de radiofrecuencia de 60 dB.

Tendencias futuras

A medida que avanza la tecnología de estado sólido, se dispondrá gradualmente de nuevos componentes de probada calidad y a coste económico. Naturalmente, esto influirá en el diseño de los futuros equipos de radio portátiles, principalmente en lo que se refiere a la utilización de funciones de circuito lineales, disminución del tamaño y reducción del consumo de potencia, particularmente en los receptores.

Además, se prevé la posibilidad de fuentes de energía alternativas para el generador accionado a mano a

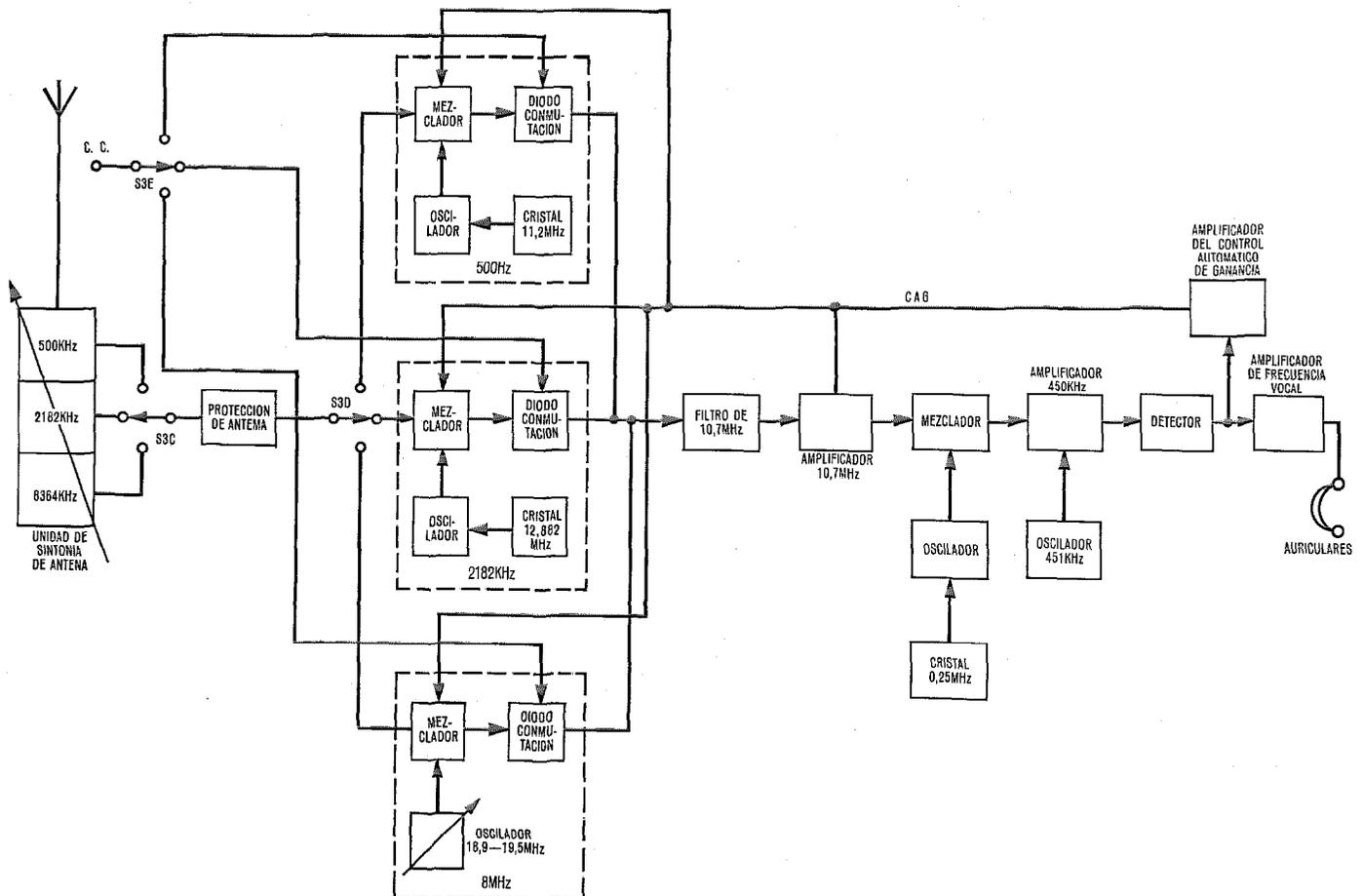


Fig. 4 Esquema de bloques del receptor.

partir del desarrollo comercial de células de combustible o de células solares.

Eventualmente, será también posible, utilizando en gran escala técnicas de integración de estado sólido, sustituir la unidad de manipulación automática mecánica por un dispositivo capaz de ser programado para transmitir la información relacionada con la situación de emergencia (además de la información exigida por la especificación obligatoria).

Aunque no se ha previsto un equipo de radio portátil personal para este tipo de equipo, el desarrollo futuro tendrá como consecuencia la obtención de unidades más pequeñas y ligeras capaces de cumplir cualquier nueva especificación internacional para equipos de radio de embarcaciones de salvamento.

Conclusiones

Las normas de radio de la marina mercante internacional exigen que cada barco por encima de las 1.600 toneladas lleve, al menos, un equipo de radio por cada bote salvavidas. Las especificaciones de las características varían algo con los diferentes países, pero bajo la guía de CEPT solo un mínimo de requisitos se están considerando para una especificación ver-

daderamente internacional. Estos requisitos se han tenido totalmente en cuenta en la especificación MPT 1207 del Reino Unido que en breve será obligatoria.

El nuevo equipo de radio portátil SOLAS III para embarcaciones de salvamento tiene unas características considerablemente mejoradas sobre su predecesor SOLAS II. En particular, se han eliminado problemas de ajuste y alineación mediante el uso de transmisor y receptor independientes para cada frecuencia, el mantenimiento y la reparación son más sencillos y se ha mejorado la fiabilidad.

Las características del equipo son mucho mejores que las exigidas por la especificación MPT 1207, lo que asegura una larga vida en producción y un mercado en todo el mundo.

J. N. McAinsh nació en 1925 y se educó en Bablake School, en Coventry. Después de prestar servicios en el Cuerpo de Ingenieros electromecánicos reales de 1945 a 1948, siguió un curso de ingeniería eléctrica en la Universidad de Manchester, donde se graduó en 1953.

Ingresó en General Electric Company en 1953, trabajando en varias divisiones en el desarrollo de equipos de comunicaciones. En 1970 ingresó en ITT Marine como Jefe de Ingeniería de International Marine Radio Company Limited.

Mr. McAinsh es miembro de la Institution of Electrical Engineers.

Componentes de microondas de Guía Delgada (Slimguide)

Los componentes de Guía Delgada en modo atenuado que utilizan guíaondas por debajo del corte ofrecen ventajas prácticas sobre las técnicas de guíaondas convencionales para muchas aplicaciones. La naturaleza de circuito integrado de las Guías Delgadas permite realizar subsistemas de alta calidad de funcionamiento, que son más pequeños, más ligeros y menos caros que los realizados empleando técnicas normales.

G. F. CRAVEN

Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow - Essex, Inglaterra

Introducción

Los filtros de Guía Delgada, o modo atenuado se originaron en el trabajo sobre filtros de cavidad de banda estrecha convencionales en los que los iris inductivos delgados se reemplazaron por iris muy gruesos (guíaondas por debajo del corte) para facilitar las tolerancias de fabricación. Durante esta investigación, quedó claro que era posible construir filtros totalmente en guíaondas por debajo de la frecuencia de corte de su modo dominante (es decir, Guías Delgadas) [1]. Aunque a primera vista la relación conceptual entre los principios de guíaondas ortodoxas y los circuitos por debajo del corte puede parecer oscura, se puede demostrar muy sencillamente [2]. Sin embargo, las conclusiones que se derivan de este razonamiento conducen a una nueva forma de estudio de los circuitos de microondas más importante desde el punto de vista de ingeniería. Igual que el circuito resonante paralelo simple (o serie) en circuitos de constantes concentradas es la base de una tecnología completa, un simple resonador en guía al corte forma el bloque esencial para desarrollar una tecnología de circuitos de microondas análoga.

En esta nueva técnica, la guíaonda de interconexión entre resonadores constituye el elemento de circuito fundamental que determina la anchura de banda de los resonadores sintonizados, o es un parámetro importante en el acoplamiento de impedancias. En este respecto, difiere de los circuitos ortodoxos en los cuales la longitud de la guía de conexión entre los componentes es meramente la conveniente, incluso arbitraria algunas veces. La Guía Delgada es una forma de circuito integrado [3, 4], pero tal que no tiene ningún parecido con cualquier forma actual de circuito integrado. Su margen de aplicación es asimismo diferente. Existe una serie importante de productos, por ejemplo, enlaces de microondas y repetidores de satélites, que permiten escasas tolerancias en cuanto a funcionamiento aunque tamaño, peso y coste puedan también ser importantes. En estos sistemas se emplean normalmente guíaondas. Las Guías Delgadas proporcionan un medio de componente integrado alternativo para sistemas de este tipo; un medio en el cual el concepto integrado, así como el

tamaño de los componentes, conducen a subsistemas más pequeños, más baratos y de gran calidad que pueden realizarse con las técnicas de guíaondas establecidas. Por esta razón en este trabajo el énfasis se coloca en el funcionamiento del componente y en las aplicaciones de los sistemas. Excepto cuando se introduzca un nuevo material, solamente se describen principios generales, pudiéndose obtener mayor detalle en las referencias apropiadas.

El artículo comienza con los principios de diseño de filtros utilizando Guía Delgada puesto que son la base de otros componentes y, de hecho, se emplean en el diseño de subsistemas integrados completos. Se da a continuación una visión general de las técnicas útiles en guías al corte, incluyendo una discusión del comportamiento modificado de los obstáculos en guíaondas por debajo del corte. Las secciones siguientes se dedican a la consideración de aplicaciones de filtros, su funcionamiento, y varios otros componentes que son normalmente necesarios en los sistemas de microondas. Finalmente, se describen algunos subsistemas de Guías Delgadas.

Filtros

Teoría de diseño de filtros

Los principios básicos de los filtros [5] son aplicables a muchos otros componentes y, por tanto, se describen en primer lugar. La teoría de diseño se basa en una sección π equivalente, formada por inductancias, que representa una longitud de guía al corte para su modo dominante (Fig. 1). Este circuito equivalente es exacto suponiendo que la atenuación de todos los demás modos excitados en la guía es mucho mayor. Esto ocurrirá así, si:

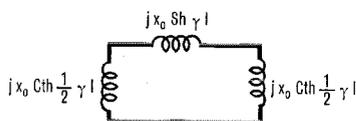
$$\text{sh } \gamma_l \ll \text{sh } \gamma_n l$$

donde γ_l - constante de propagación en el modo TE_{01}

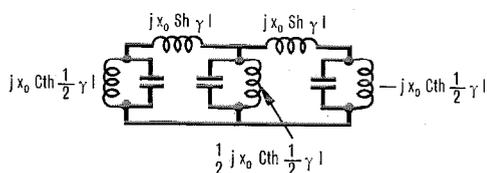
γ_n - constante de propagación de cualquier otro modo que se excite

l - longitud de guía entre obstáculos.

La aproximación a elementos de circuitos de constantes concentradas es buena, pero se requiere un factor



(a)



(b)

Fig. 1 Circuito equivalente de una Guía Delgada.

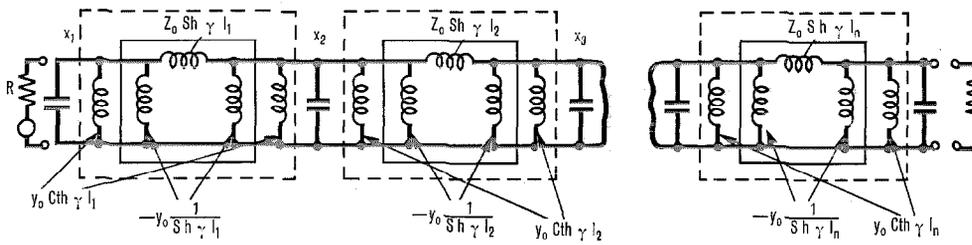


Fig. 2 Filtro con secciones J inversoras.

de corrección Δ para corregir la característica reactancia-frecuencia que es más pendiente en una inductancia de modo amortiguado. El paso siguiente es reagrupar la red para incluir los inversores de impedancia [6].

Una expresión en fracción continua que represente la red de la figura 2, de los términos de una red en escala [5]. Las ecuaciones de diseño deseadas pueden obtenerse igualando estos términos a los correspondientes de una expresión que represente el diseño de un circuito conocido de constantes concentradas (Chebyshev, respuesta máximamente plana, etc.). Resolviendo estas ecuaciones para $sh \gamma l$ se llega a las ecuaciones generales dadas en la tabla 1. Esta aproximación sencilla es posible gracias a la gran analogía existente entre estos circuitos y los elementos de circuitos de constantes concentradas. En particular, la relación periódica reactancia-frecuencia, característica de los circuitos de constantes distribuidas en general, está ausente, de forma que estos circuitos se adaptan bien a las aplicaciones de banda ancha [7]. Sin embargo, el margen principal de aplicaciones prácticas consideradas inicialmente ha sido de hasta una anchura de banda máxima del 20%. En este margen, la precisión de diseño es buena. Los obstáculos generadores de un gran número de modos de orden superior (tornillos capacitivos, por ejemplo) deben usarse solamente para anchuras de banda de hasta un 10% aproximadamente. Para anchuras de banda entre 10% y 20% es obstáculo más adecuado la lámina de dieléctrico.

Los filtros de banda ancha (de octava, por ejemplo) tienen que trabajar muy por debajo del corte. En estas circunstancias, los tres elementos de la red en π se aproximan muy bien a circuitos de constantes concentradas. Así, en el supuesto de que el extremo superior de la banda no se aproxime al corte, se pueden utilizar las ecuaciones sin correcciones puesto que dan información útil de diseño. En este caso el valor de Δ es la unidad.

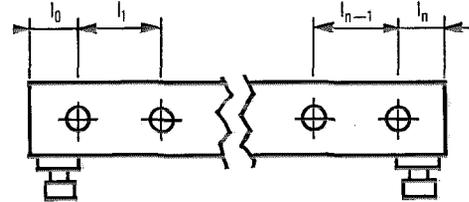
De esta manera, se pueden realizar filtros sencillos y compactos, pero en las aplicaciones aeroespaciales se necesitan componentes extremadamente ligeros de peso. Esto obliga a utilizar aluminio u otro material similar de peso ligero. Estos materiales tienen un elevado coeficiente de dilatación y, frecuentemente, resulta necesaria alguna forma de compensación de temperatura.

Compensación de temperatura

En muchas aplicaciones, el filtro debe mantener sus características dentro de un amplio margen de temperaturas. El desplazamiento de la frecuencia central con la temperatura en filtros de guías de onda convencionales

Tabla 1

Filtros con terminaciones en resonadores shunt



$$sh \gamma l_r = \frac{\Delta_L \cdot \omega_0}{\omega_2 - \omega_0} \sqrt{g_r \cdot g_{r+1} \cdot \omega L_r \cdot \omega L_{r+1}}$$

donde

$$\Delta_L = \frac{2}{1 + \frac{1}{1 - \left[\frac{f}{f_0}\right]^2}}$$

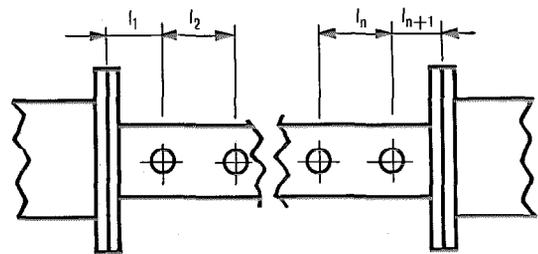
$\omega_0, \omega_2 - \omega_1$ = frecuencia central, igual rizado o anchura de banda a 3 dB.

g_r = elemento de orden r en el prototipo de filtro paso bajo

$$\omega L_r = \frac{1}{cth \gamma l_{r-1} + cth \gamma l_r}$$

$$\gamma = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left[\frac{\lambda}{\lambda_c}\right]^2 - 1}$$

Filtros con terminaciones con resonadores en serie



Para todas las longitudes exceptor para $r = 1, r = n + 1$

$$sh \gamma l_r = \frac{\Delta_L \cdot \omega_0}{\omega_2 - \omega_0} \sqrt{g_{r-1} \cdot g_r \cdot \omega L_{r-1} \cdot \omega L_r}$$

Para filtros de Chebyshev y de respuesta máximamente plana, $l_1 = l_{n+1}$

$$sh \gamma l_1 = \sqrt{\frac{\Delta_L \cdot \omega_0}{\omega_2 - \omega_0} \cdot \omega L_1 \cdot g_1 \cdot R'}$$

$$R' = \frac{R X^2}{R^2 + X^2}$$

donde

R = impedancia transformada de la guía de onda de propagación
 X = reactancia shunt en los terminales del filtro
 } Ver Ref. 4

Componentes de guías delgadas

es tan grande que resulta necesario utilizar invar, cuya densidad es tres veces superior a la del aluminio. Los filtros de guía delgada son sensibles a la temperatura (aproximadamente la mitad de desplazamiento de frecuencia en las mismas condiciones), pero se pueden compensar fácilmente con la temperatura [8].

Para anchuras de banda relativamente estrechas, el resonador no es afectado por las variaciones en su longitud. Esto simplifica las técnicas de compensación ya que la reactancia del brazo inductivo del resonador queda, entonces, casi totalmente determinada por la sección transversal de la guía. Así, un aumento de la temperatura produce un aumento de las dimensiones de la sección transversal, lo cual, por consiguiente, produce el aumento de magnitud de esta "inductancia". Esto se puede corregir mediante el uso de un condensador con un coeficiente de temperatura negativo. El condensador se puede obtener utilizando una varilla capacitiva hecha de un material con coeficiente de extensión más bajo (por ejemplo, varillas de latón plateado para compensar el aluminio). De esta forma se han conseguido resultados comparables a los obtenidos con cavidades de invar de la mejor calidad (2×10^{-6} por grado Celsius).

Cavidades cargadas con susceptancias

Las ecuaciones de diseño de la tabla 1 muestran que la distancia entre obstáculos capacitivos es una función inversa de la anchura de banda, de forma que los filtros de banda estrecha tienden a ser relativamente largos. La longitud de estos filtros puede reducirse, con poco o ningún aumento en las pérdidas de inserción, de la siguiente forma [9].

En los filtros con resonadores acoplados de este tipo, se puede dividir la sección entre obstáculos capacitivos en dos regiones: una región resonante y una región de acoplo. Aunque en una red de constantes distribuidas de este tipo no es posible una demarcación pronunciada entre las dos regiones, es útil esta generalización amplia ya que las dos regiones tienen características diferentes. La región resonante, próxima al obstáculo, se nota por los intensos campos de almacenamiento que producen pérdidas significativas incluso con baja disipación. Sin embargo, en la región de acoplamiento los campos de almacenamiento son bajos y no es necesario disponer de un factor Q elevado. Es razonable, por tanto, suponer que en una región de acoplamiento larga (que almacena predominantemente energía magnética), parte de esta región puede reemplazarse por un obstáculo inductivo paralelo sin incurrir en una pérdida significativa (resultado del bajo Q de esta región). Esto constituye la base conceptual de esta técnica.

El circuito equivalente de los dos resonadores acoplados, construidos en guía al corte, se muestra en la figura 3a. Se puede representar en forma biseccionada según se muestra en la figura 3b, con una carga inductiva X_0/B añadida. El problema es obtener valores para l' y B , de la figura 3b, en función de la solución conocida para l (es decir, el diseño sin carga) que da la anchura de banda deseada y la respuesta frecuencia.

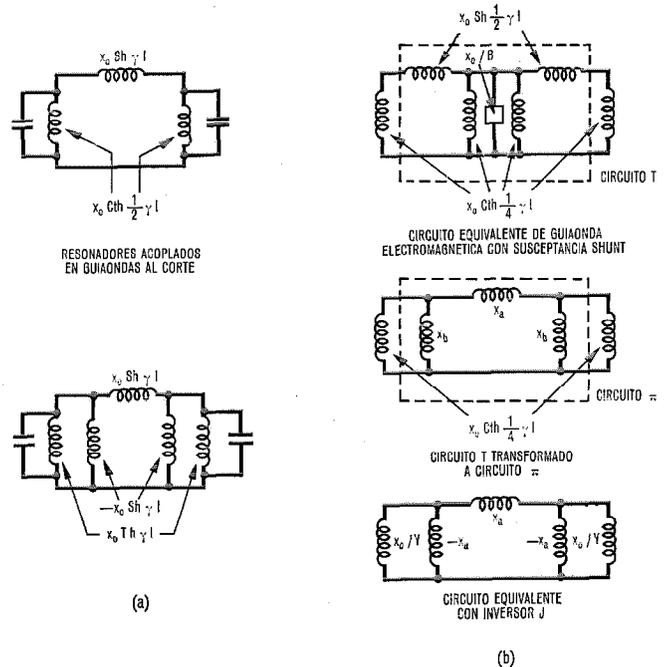


Fig. 3 Circuitos equivalentes:
a) Resonadores acoplados en guías al corte y circuito equivalente con inversor J.
b) Circuito equivalente de guíaonda electromagnética con susceptancia shunt, transformación de circuito T a circuito π y circuito equivalente con inversor J.

Las ecuaciones de diseño aproximadas que se dan en la tabla 2, pueden obtenerse mediante una sencilla transformación de T a π . Son exactas para reducciones de longitud de hasta un 25 % aproximadamente; para reducciones de hasta un 50 %, pueden obtenerse ecuaciones más exactas.

Filtros sintonizables magnéticamente

El efecto de cargar cavidades de Guía Delgada con dos obleas de ferrita idénticas, colocadas sobre las paradas laterales, es el de modificar la frecuencia de corte de la guíaonda. Esta frecuencia de corte puede alterarse variando el campo magnético aplicado a la ferrita y, por consiguiente, la frecuencia de resonancia del filtro [10]. De esta forma, se pueden sintonizar los filtros dentro de un margen útil de frecuencias. La variación requerida del campo magnético es de unos pocos cientos de oersteds.

La ventaja principal de esta técnica es la de que proporciona una sintonización precisa, mediante un solo

Tabla 2	
$x_0 \text{ Sh } \gamma l$ $x_0 \text{ Ch } \frac{1}{2} \gamma l$	$x_0 \text{ Sh } \frac{1}{2} \gamma l$ x_0 / B $x_0 \text{ Ch } \frac{1}{2} \gamma l$
	$B = 2 \frac{\text{sh } \gamma l - \text{sh } \gamma l'}{\text{ch } \gamma l' - s}$

control, de filtros de varias secciones dentro de un margen moderado de frecuencias, evitando de esta forma las dificultades de interacción inherentes a la sintonización mecánica y los problemas asociados con los filtros YIG* de varias secciones. El filtro no compite directamente con los filtros YIG que están mejor adaptados a un número limitado de secciones sintonizables dentro de una banda ancha, pero es ideal para filtros de funcionamiento altamente complejo que deban sintonizarse remotamente.

Obstáculos para guíaondas por debajo del corte

Para el diseño de componentes, es necesario el conocimiento de las propiedades básicas de los obstáculos para guíaondas en modo dominante por debajo de su frecuencia de corte [4, 11, 12]. Puesto que la guíaonda es predominantemente inductiva por debajo de la frecuencia de corte, los obstáculos capacitivos son especialmente importantes para los resonadores. En general, las ecuaciones para la susceptancia por encima del corte son válidas también por debajo del corte. Sin embargo, la longitud de onda de la guía y la impedancia característica se hacen imaginarias por debajo del corte. En algunos casos, esto cambia el signo de la susceptancia del obstáculo. Ejemplos de esto son las configuraciones de lámina capacitiva y el iris resonante. Ambos iris son inductivos por debajo del corte con dieléctricos de aire, pero se pueden conseguir propiedades capacitivas utilizando un dieléctrico de permeabilidad adecuada.

Las características de una gama de obstáculos por debajo del corte se resumen en las figuras 4a a 4d. El tornillo capacitivo es el obstáculo más barato y conduce a una construcción global sencilla. Matemáticamente el análisis es extremadamente complejo, pero en la práctica presenta muy pocos problemas. El filtro se diseña en el supuesto de que se obtiene una capacitancia pura del valor correcto en el plano de referencia apropiado. Se varía entonces la inserción del tornillo hasta que se obtiene el valor deseado. La hipótesis de que el tornillo es una capacitancia pura puede parecer sorprendente, pero la aproximación es buena en guías rectangulares ya que casi toda la energía eléctrica se almacena en el espacio entre el tornillo y la pared del fondo de la guía. El método de compensación de temperatura descrito anteriormente utiliza este principio. En las guías cuadradas se necesita una corrección [5].

El dieléctrico se puede utilizar de varias formas, todas las cuales tienen diferentes aplicaciones. La banda delgada de dieléctrico que se muestra en la figura 4b es más adecuada para filtros de banda ancha. Varillas de dieléctrico compuestas de cuarzo de alta calidad (Fig. 4c), son excelentes para filtros de banda estrecha de bajas pérdidas y tiene las pérdidas más bajas de todos los obstáculos. Cuando se monta en la guía según se muestra, produce filtros baratos de alta calidad de funcionamiento (pequeños tornillos de ajuste serán necesarios para una sintonía exacta). Alternativamente, el filtro puede ser variable de forma continua dentro

de un amplio margen utilizando la construcción indicada en la figura 12.

La lámina capacitiva es más adecuada en la forma de un acanalado capacitivo (con dieléctrico en el hueco). Es muy valioso en resonadores que contienen dispositivos activos o no lineales (por ejemplo, diodo mezclador). Eligiendo el tamaño adecuado de acanalado, se puede eliminar prácticamente la inductancia del termi-

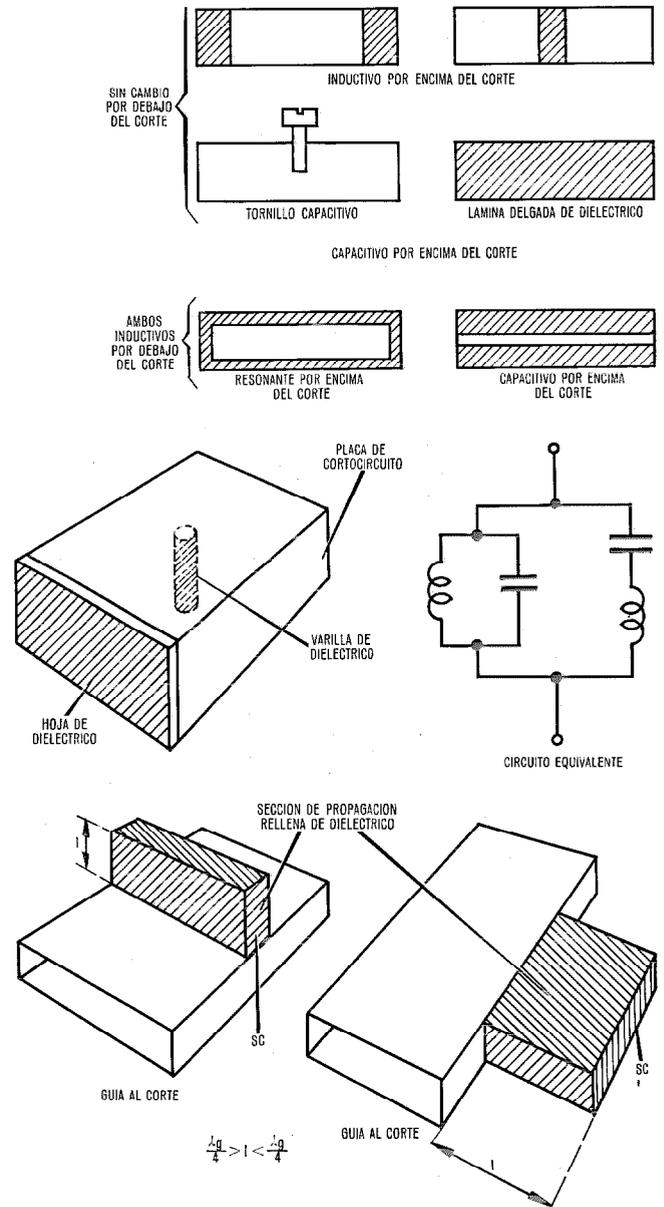


Fig. 4a Obstáculos de guíaondas.

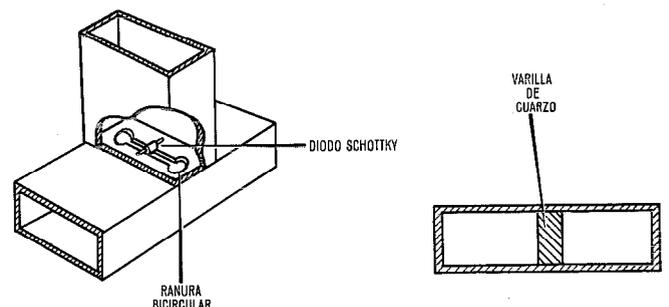


Fig. 4b Condensador dieléctrico.

* N. del E.: YIG es un granate de itrio y hierro.

Componentes de guías delgadas

nal que conecta el semiconductor al circuito. Asimismo, pueden también conectarse dispositivos activos en paralelo a lo largo del acanalado.

Todo lo anterior ha puesto de manifiesto aquellos obstáculos que son útiles como susceptancias paralelo. Reactancias capacitivas serie pueden también producirse mediante los elementos apropiados en la pared gruesa. Un ejemplo puede ser una ranura en la guíaonda por encima de su frecuencia natural de resonancia (Fig. 4d). (Es necesaria una carga bicircular porque la anchura de la guíaonda es menor de media longitud de onda). Las ranuras estrechas proporcionan una transición ideal entre los dispositivos semiconductores y sus circuitos de guíaonda asociados.

Como extensión del ejemplo anterior, se puede conectar una guía adicional a la guía principal para formar una unión de tres brazos. El tercer brazo se puede sintonizar, mediante cualquiera de las técnicas ya descritas, para presentar una reactancia capacitiva a cualquier frecuencia deseada. Sin embargo, más generalmente, se puede utilizar el brazo serie como una red de reactancias serie completa. Las redes de este tipo son de considerable valor en filtros de función elíptica (ver la última sección).

Hablando de forma estricta, no todos los anteriores son obstáculos de guíaonda, pero se pueden utilizar para producir una capacitancia equivalente en la guía. El esquema que se muestra en la figura 5 no añade una capacitancia serie ni paralelo equivalente, pero consigue una resonancia en modo dominante amortiguado de forma diferente. Esto se entiende más fácilmente considerando el fenómeno de resonancia en una guía al corte desde un punto de vista ligeramente diferente. Primero, si consideramos una oblea delgada de guía en modo dominante al corte (Fig. 5a), aparecerá como una línea de transmisión de longitud inferior a media longitud de onda. Añadiendo capacitancia en el centro (Fig. 5b), se puede incrementar la longitud eléctrica hasta que la línea de transmisión sea efectivamente de media longitud de onda. La resonancia transversal se

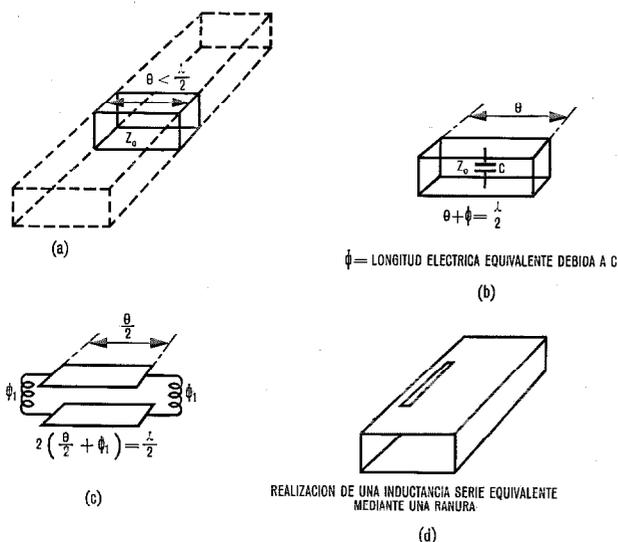


Fig. 5 Realización de una inductancia serie equivalente utilizando una ranura.

modificará ligeramente por lo que le rodea en ambos lados, pero se puede obtener un conocimiento cualitativo útil de esta forma. Análogamente, se puede aumentar la longitud eléctrica de la línea de transmisión añadiendo una inductancia serie adecuada a la línea (Fig. 5c). Esta inductancia serie toma la forma de una ranura inferior a media longitud de onda) cerca de la pared lateral y alineada a lo largo del eje longitudinal de la guía (Fig. 5d).

Los obstáculos inductivos son útiles también en unas pocas aplicaciones, algunas de las cuales se discuten posteriormente.

Aplicaciones de los filtros de Guía Delgada

Existen cuatro tipos de filtros que funcionan por reflexión de la energía hacia el generador: paso bajo, paso alto, paso banda y banda eliminada. Además, existen filtros de resistencia constante, normalmente en celosía, y filtros de absorción en los que la energía se disipa deliberadamente sobre una carga en vez de ser reflejada.

Aplicaciones paso bajo y paso alto

Aunque, en principio, el corte de las bajas frecuencias de estos filtros se puede reducir sin limitación añadiendo capacitancias, existen limitaciones de tipo práctico. Así, no existe un verdadero filtro paso bajo. Sin embargo, los filtros paso banda que proporcionan un rechazo sobre una banda ancha, son realizables en Guía Delgada y son mucho más sencillos que los correspondientes filtros en guía corrugada y "en barquillera" (waffle iron). Igual que los filtros en celosía, estos filtros son esencialmente del tipo paso banda de banda ancha.

Debido a que un filtro de Guía Delgada es esencialmente un circuito de constantes concentradas en su carácter, no se produce ningún paso de banda espúreo por debajo del corte. Por encima del corte, la guía de ondas permite la propagación y el comportamiento depende entonces de los obstáculos empleados. Los obstáculos del tipo tornillo son particularmente importantes cuando se requiere el rechazo sobre una banda ancha de frecuencias por encima de la banda de paso. Todo esto puede entenderse a partir de la figura 6. Para una inserción profunda (tal como se requiere en los filtros de Guía Delgada rectangular) el tornillo capacitativo es una resonancia serie en el margen de frecuencias de propagación. Así, en un primer orden, la figura 6 representa un número de cavidades aco-

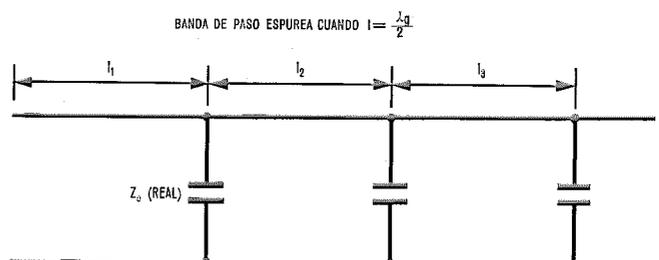


Fig. 6 Comportamiento de banda de paso espúrea utilizando un tornillo capacitativo.

pladas entre sí por grandes susceptancias. Cada cavidad resuena cuando su longitud $l \approx \lambda_g/2$. Puesto que todas las cavidades (excepto las exteriores) son aproximadamente de la misma longitud, el filtro se comportará prácticamente como un filtro paso banda de banda estrecha.

Esta resonancia de media longitud de onda proporciona la primera banda de paso espúrea y, si esto tiene que ocurrir a la frecuencia más alta posible, deben cumplirse los requisitos siguientes:

- La frecuencia de corte de la guíaonda debe ser lo más alta posible (consistente con las pérdidas).
- El filtro debe construirse con guíaonda rectangular de la relación entre lados adecuada para evitar la propagación directa en el modo ortogonal (y otros modos con una frecuencia de corte similar).
- La distancia l entre las varillas capacitivas debe ser lo más corta posible.

El tercer requisito necesita un filtro de banda relativamente ancha, lo que es de todas formas deseable para minimizar las pérdidas. En la práctica, filtros que proporcionen rechazo hasta el triple de la frecuencia central de la banda, con una pérdida de inserción de 0,1 a 0,2 dB, pueden conseguirse sin ninguna dificultad. Esto ha satisfecho todos los requisitos hasta ahora pero no existe duda de que, con una elección adecuada del tamaño de la guía, puede extenderse el margen de rechazo a $5f_0$ sin un aumento excesivo en la pérdida de inserción. Así, la banda de rechazo es mucho más ancha de lo que puede conseguirse con el correspondiente filtro paso bajo "waffle iron", aunque es adecuado solamente para aplicaciones de baja potencia.

Un filtro paso alto ideal atenúa por debajo de su frecuencia de corte y da transmisión sin atenuación de todas las frecuencias superiores. Sin embargo, la propagación de un modo de orden superior limita la frecuencia más alta respecto a la transmisión sin reflexiones en todos los filtros de microondas. Las propiedades de los filtros de Guía Delgada resultan superiores a las de los filtros de guíaondas convencionales en este respecto.

Filtros paso banda

Se han construido filtros paso banda en el margen de frecuencias de 1 a 12 GHz con anchuras de banda comprendidas entre 0,2% y 30% (Fig. 7). Se han utilizado como obstáculos tornillos y varillas capacitivos (se obtiene un contacto ligeramente mejor si se suelda la varilla a la pared gruesa), varillas y láminas de dieléctrico (que se colocan transversalmente en la guía). Otro parámetro importante, la relación de la longitud de onda de funcionamiento a la longitud de onda del corte, ha sido ampliamente variado. Se han empleado relaciones λ_0/λ en el margen de 1,07 a 5, pero el valor más común, que da un buen compromiso entre el tamaño y las pérdidas, es de 1,6 aproximadamente.

Estos filtros pueden diseñarse de modo que terminen en guías de propagación, transiciones de tipo coaxial y otros componentes en guía al corte. En cada caso el diseño de las secciones terminales es ligeramente diferente.

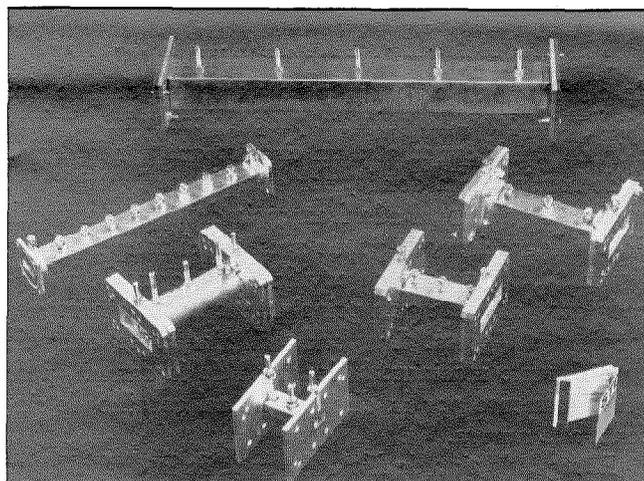


Fig. 7 Filtros paso banda en Guía Delgada. El margen de frecuencias es de 1 a 12 MHz con anchuras de banda entre 0,2 y 30 %.

Se han diseñado filtros para trabajar en las guías de propagación en dos maneras. Inicialmente, la susceptancia creada por la unión entre las guías de propagación y al corte se ponía fuera de sintonía por un tornillo capacitivo en la unión [13]. Esto es de aplicación general pero no es conveniente. Una cuña de guíaonda incorporando una lengüeta capacitiva es más sencilla de fabricar. Para anchuras de banda estrechas, lo mejor es diseñar el filtro de forma que el efecto de la susceptancia de la unión se incluya en el diseño [5]. Esto conduce a una primera cavidad (y última) más corta que la que se obtiene por el primer método. La técnica es aplicable solamente a filtros de banda relativamente estrecha en los que la longitud de la primera cavidad no modificada es moderadamente larga.

El acoplamiento a una terminación de salida coaxial se realiza por un bucle resonante de banda ancha [4, 5], estando diseñado el filtro de acuerdo con las ecuaciones de la tabla 1. Una sintonía preliminar se consigue utilizando la conocida técnica de ceros y polos, estando los bucles de conexión muy poco acoplados. Se ajustan entonces los bucles de acoplamiento y se realizan los ajustes menores hasta obtener la respuesta de transmisión deseada y el acoplamiento de entrada.

Si el filtro ha de terminar en otros componentes en guía al corte, se puede elegir entre los dos métodos. El método preferido, que permite obtener un funcionamiento de mejor calidad, ha de tratar el subsistema completo como una unidad integrada. Como ejemplos se pueden citar los convertidores hacia frecuencias superiores [14], dispositivos frontales de los receptores, filtros igualadores y unidades similares.

Una segunda y más flexible aproximación, análoga a las técnicas ortodoxas, es la de tratar los componentes individuales como unidades separadas que terminan en bocas de empalme. Cada componente se diseña para acoplarse a una carga normalizada de valor unidad y después los componentes en guíaondas del mismo tamaño se pueden conectar unos a otros en la forma normal.

Filtros de banda eliminada

Aun se ha realizado poco trabajo sobre los filtros de eliminación de banda, pero ya se dispone de dos configuraciones. La primera proporciona una eliminación de banda estrecha en un circuito que por lo demás es de banda ancha donde, por ejemplo, se necesita una atenuación adicional a la frecuencia del oscilador local. La configuración que puede verse en el receptor de la figura 18, consta de una cavidad simple en Guía Delgada acoplada a la guía principal mediante una ranura longitudinal corta. La banda eliminada se controla parcialmente mediante la longitud de la ranura, pero principalmente por la distancia l' del tornillo de sintonía a la ranura.

El segundo tipo de filtro depende de la división por igual de la señal en dos caminos separados con diferentes características de fase [4]. A una determinada frecuencia se produce una cancelación exacta de la

señal. En el ejemplo descrito, se incorporó sintonía magnética. Las técnicas descritas en la referencia original indican que el esquema se puede emplear en aplicaciones de conmutación T-R.

Filtros de armónicos

Debido a sus propiedades de banda ancha, la Guía Delgada es particularmente adecuada para filtros de armónicos. La libertad de elección de la anchura de la guía significa que pueden evitarse en gran cantidad los problemas de multi-modos asociados, por ejemplo, a los filtros con fugas en las paredes.

Los principios esenciales pueden demostrarse en los filtros de cavidades utilizando guías al corte para las redes de acoplamiento entre cavidades [15] (Fig. 8). Básicamente, el acoplamiento entre cavidades depende de la anchura de la guía y de la longitud de la sección de acoplamiento (es decir, del producto γl). Mediante la elección correcta de la anchura de la guía puede asegurarse el que cualquier armónico indeseado se propague en el modo dominante y no en otro modo, pudiéndose emplear, entonces, técnicas de supresión de dicha frecuencia que son adecuadas para la propagación del modo dominante ordinaria. Se elige entonces la longitud l para el acoplamiento correcto. En el ejemplo de la figura 8, una carga colocada en el brazo lateral absorbe el armónico indeseado. El brazo lateral puede realizarse muy por debajo del corte para la frecuencia fundamental añadiendo, por tanto, una disipación despreciable.

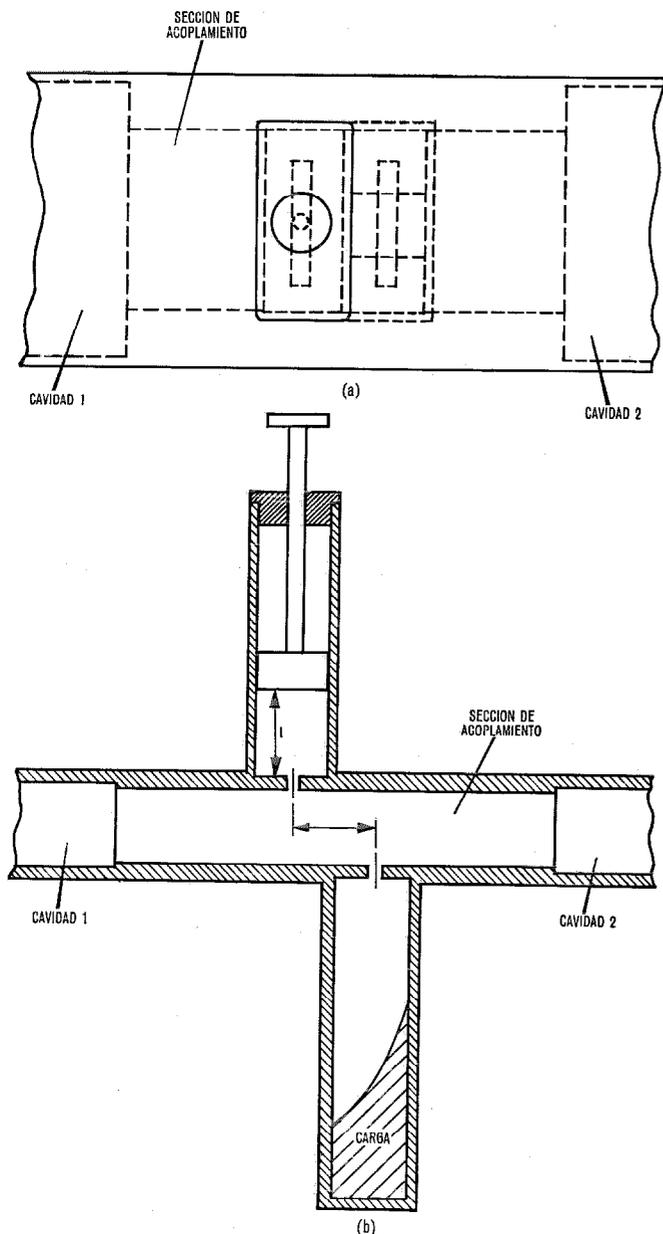


Fig. 8 Esquemático de un filtro de supresión de armónicos en Guía Delgada.

Filtros de resistencia constante — Filtros de canal

Los filtros de Guía Delgada son aplicables a la mayoría de las bien conocidas configuraciones de resistencia constante. Su pequeño tamaño les hace adecuados para un circuito de resistencia constante menos conocido pero útil, en el que los elementos resonantes paralelos espaciados en cuartos de longitud de onda se acoplan al lado ancho de la guíaonda de alimentación de antena [16].

Tabla 3 — Comparación de las características de un filtro-igualador realizado con Guía Delgada y con guíaonda convencional.

	Filtro-igualador en Guía Delgada	Filtro-igualador en guíaonda
Peso	Menos de 454 gramos	4000 gramos aproximadamente
Pérdida de inserción	≈ 4 dB	≈ 3 dB
Rizado de retardo de grupo	Menos de 1 nanosegundo pico a pico	
Característica de retardo de grupo	Los límites de la figura 11	
Estabilidad de temperatura (0 a 50 grados Celsius)	Desplazamiento de la frecuencia central $< 0,5$ MHz	
Selectividad	Característica que puede cumplirse con un filtro de Chebyshev de 10 secciones y 0,01 dB	

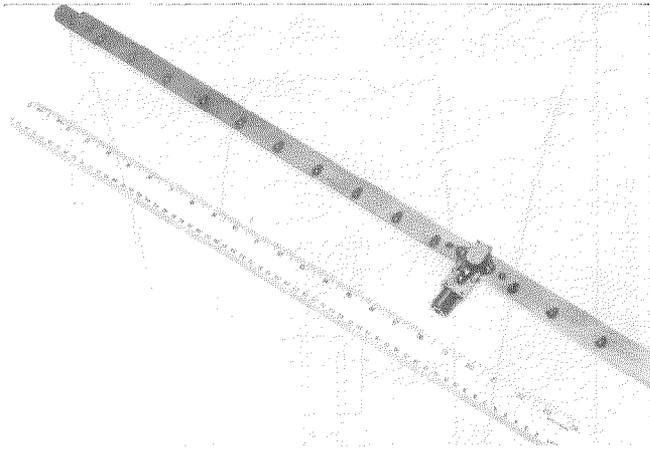


Fig. 9 Filtro-igualador construido como una unidad completa. Consta de un filtro de 10 secciones y de un igualador de 3 secciones.

Comportamiento del filtro

El comportamiento de varios filtros representativos se han discutido en publicaciones recientes [4, 5] y no lo vamos a repetir. En su lugar, se expondrán brevemente los resultados de algunos, diseñados en particular para verificar exactamente algunos requisitos.

Filtros de 10 secciones e igualador de retardo de grupo

Este filtro se diseñó para verificar las especificaciones eléctricas del Intelsat IV [17]. En la tabla 3 se dan sus especificaciones principales comparándolas con las del filtro correspondiente construido con guíaonda ortodoxa. Puede verse que, aparte de una concesión en las pérdidas (posible debido a que el filtro iba precedido de un amplificador por diodo tunel), las especificaciones eléctricas son idénticas a las del filtro convencional. Sin embargo, el peso es un noveno del correspondiente al modelo ortodoxo. El filtro-igualador se construyó con guíaonda WR90 como una unidad completa consistente en un filtro de 10 secciones y un igualador de 3 secciones. El igualador estaba constituido por un circulador de 3 entradas y una red de reactancia de 3 secciones, cortocircuitada en su extremo final. Los acoplamientos de salida eran conectores de línea coaxial (tipo APC-7).

En la figura 9 se muestra la unidad completa a partir de la cual puede verse que el circulador está íntegramente constituido con las redes restantes en guía al corte. El circulador sigue los principios indicados previamente [18], pero fueron necesarios algunos refinamientos para obtener el aislamiento requerido entre entradas. Estos componentes se discuten con más detalle en una sección posterior.

Resulta interesante el proceso del desarrollo de esta unidad. Debido a la relación compleja existente entre pérdida, características globales de transmisión y peso, se inició un programa de diseño de síntesis-análisis. Esta técnica hizo posible determinar todas las características relevantes filtro-igualador con anterioridad a la construcción del modelo real, con lo que se evitó una gran cantidad de trabajo experimental innecesario. El funcionamiento global (Figs. 10 y 11) muestra las

características predecibles de estos filtros. La característica de retardo de grupo, incluyendo la baja magnitud de rizado, se ha mantenido durante un período substancial de tiempo.

La compensación de temperatura redujo el desplazamiento de la frecuencia central a un máximo de 300 kHz en el margen de 0 a 50 grados Celsius, lo que es mejor que 2×10^{-6} por grado Celsius, que es la

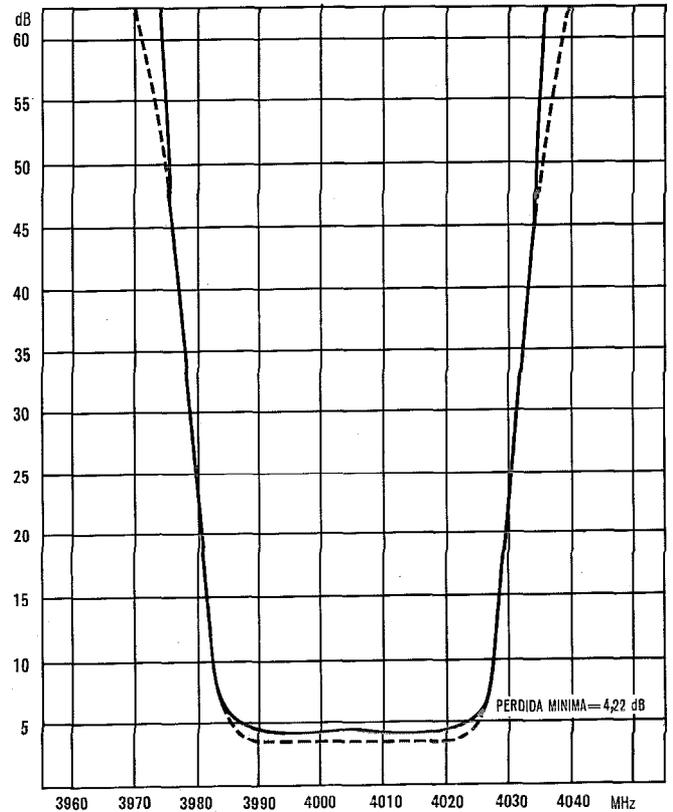


Fig. 10 Pérdidas de inserción del filtro-igualador a 50 grados Celsius.

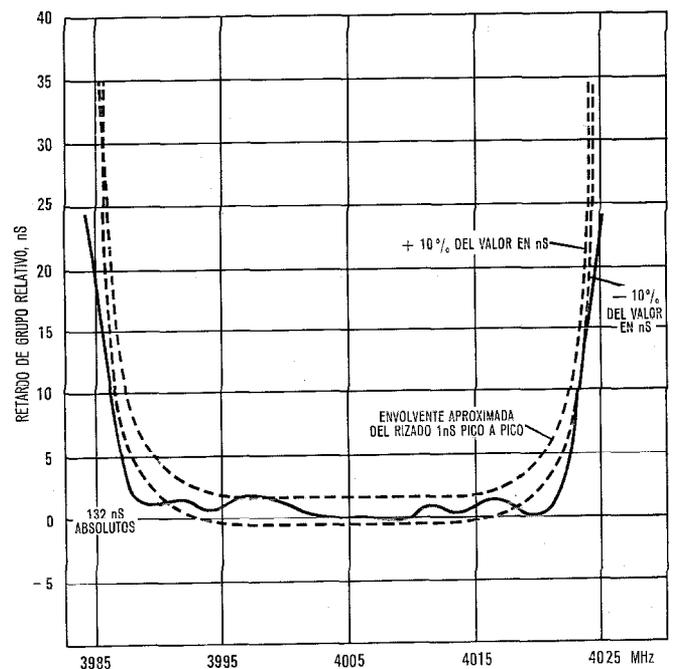


Fig. 11 Retardo de grupo del filtro-igualador mostrando la baja magnitud de rizado.

Componentes de guías delgadas

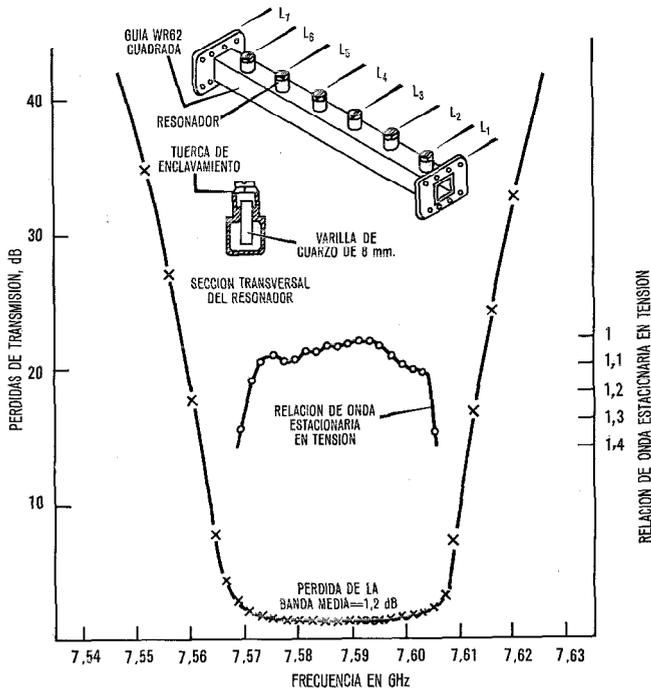


Fig. 12 Respuesta de un filtro paso banda de Chebyshev de 6 secciones y 0,005 dB de rizado, centrado en 7587 MHz. Este filtro de Guía Delgada de banda estrecha se diseñó utilizando las ecuaciones de la tabla 1.

estabilidad que se puede conseguir con cavidades convencionales realizadas con invar de alta calidad.

El peso del filtro-igualador completo resultó ser de 340 gramos, incluyendo 45 gramos de los conectores.

Filtros cargados con susceptancia

En las figuras 12 y 13 se muestra el funcionamiento de dos filtros de Guía Delgada [9] de banda estrecha, la primera figura corresponde al funcionamiento de un filtro diseñado de acuerdo con la tabla 1. Sin carga inductiva, el filtro tiende a ser más bien largo, en el segundo ejemplo, la longitud se ha reducido en un 40 % utilizando dobletes inductivos a mitad de camino entre las cavidades. Los elementos de sintonía capacitiva son varillas de cuarzo de alta calidad.

La reducción de longitud máxima posible con esta técnica depende en gran manera de la anchura de banda del filtro. Los filtros de banda ancha que ya son cortos, no pueden reducirse en absoluto; los filtros de anchura de banda más estrecha aún que la de los ejemplos anteriores pueden reducirse más. Para reducciones moderadas de longitud (25 % en el diseño anterior) no existe incremento en las pérdidas; en el ejemplo de la figura 13 resulta inferior a 0,2 dB.

Las dimensiones globales del filtro son $15,9 \times 1,78 \times 1,78$ cm. Las dimensiones de un filtro de guíaonda correspondiente son $18,4 \times 3,69 \times 1,78$ cm. Así, un diplexor construido en Guía Delgada puede fijarse en menos espacio que el filtro correspondiente en guíaonda. Puesto que las pérdidas del filtro en Guía Delgada es sólo marginalmente superior, el precio correspondiente a esta reducción de tamaño es pequeño. Construido en aluminio y compensado en temperatura, la reducción de peso será aún mayor, estimándose el

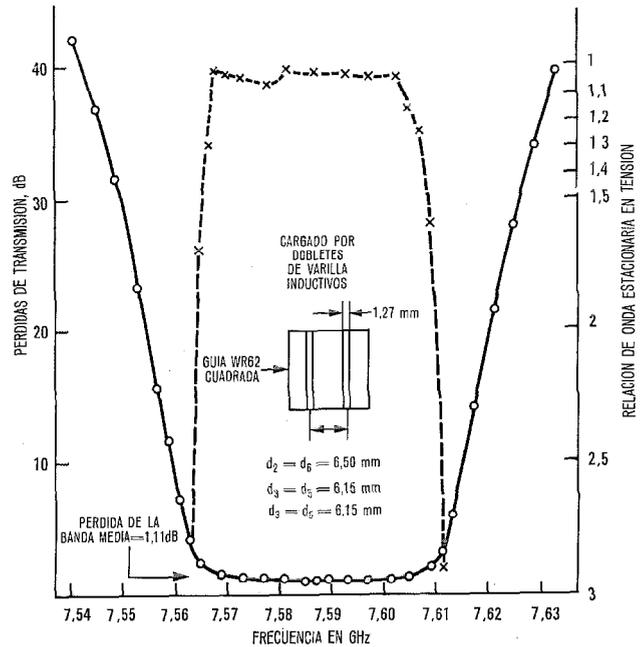


Fig. 13 Respuesta de un filtro de Guía Delgada de banda estrecha similar al de la figura 12, pero con la longitud reducida en un 40 % por la utilización de carga inductiva.

peso en una cuarta parte del de su contrapartida en guíaonda ortodoxo. Es interesante el hecho de que los filtros en Guía Delgada (o diplexores) pueden utilizarse para radiar directamente al aire sin pérdida de eficacia y con las ventajas usuales de la reducción de tamaño. Los principios de diseño, con los resultados de un diseño típico han sido discritos por Hockham [19].

Diplexor

Un diplexor para telemedida fue desarrollado por ESTEC, con los dos transmisores centrados en 2291 y 2299 MHz [20]. Aunque esto necesitaba un filtro de banda estrecha, se exigió una pérdida de inserción baja combinada con pequeño tamaño y peso ligero. La unidad, construida en guía de aluminio y compensada en temperatura, se muestra en la figura 14. Puede verse

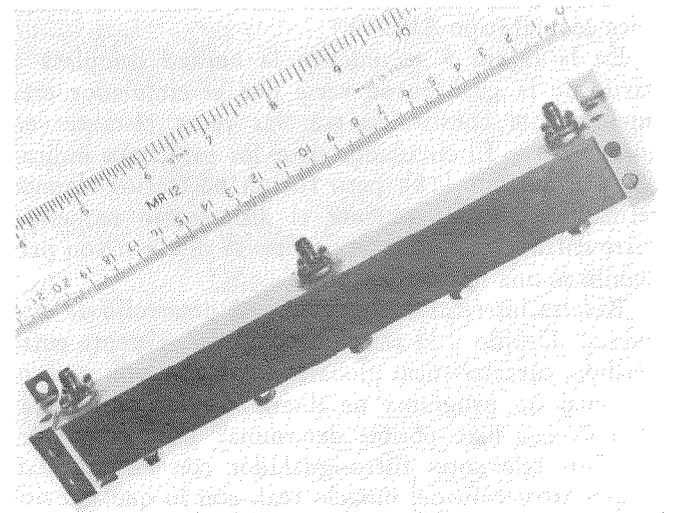


Fig. 14 Diplexor de Guía Delgada construido en guía de aluminio y con compensación de temperatura.

que se ha eliminado la acostumbrada unión en T. El funcionamiento del diplexor que verifica las especificaciones, es como sigue:

- Pérdidas por circuito — 1,35 dB
- Aislamiento — > 20 dB
- Peso — 170 gramos
- Tamaño — $2,54 \times 2,54 \times 22,8$ cm.

El diplexor muestra las ventajas de un medio componente flexible en el que se puede cambiar peso por pérdidas; un diplexor comparable en guíaonda (con resonadores de factor Q innecesariamente alto) debiera haber pesado por encima de los 3400 gramos.

Filtro sintonizado magnéticamente

El funcionamiento de un filtro sintonizado de ferrita se muestra en la figura 15. El acuerdo general con la teoría se considera muy bueno. Quizás la característica más notable de estos filtros sea el excelente agrupamiento de la sección, obteniéndose el seguimiento de las secciones sin ninguna dificultad. La limitación principal es la pérdida resultante de la ferrita, que limita la anchura de banda mínima utilizable. La anchura de banda cambia también con la frecuencia central. Ambos efectos se discuten en una sección posterior.

Filtros de función elíptica

En años recientes, se ha mostrado un interés creciente por los filtros de microondas de función elíptica, debido a su mayor eficiencia. Puede conseguirse una atenuación de la banda eliminada y un rizado en la banda de paso mínimos dados con secciones menores, a menudo substancialmente menores. Sus ventajas son marcadamente notables en filtros complejos, donde deben tener menos de la mitad de las pérdidas de la

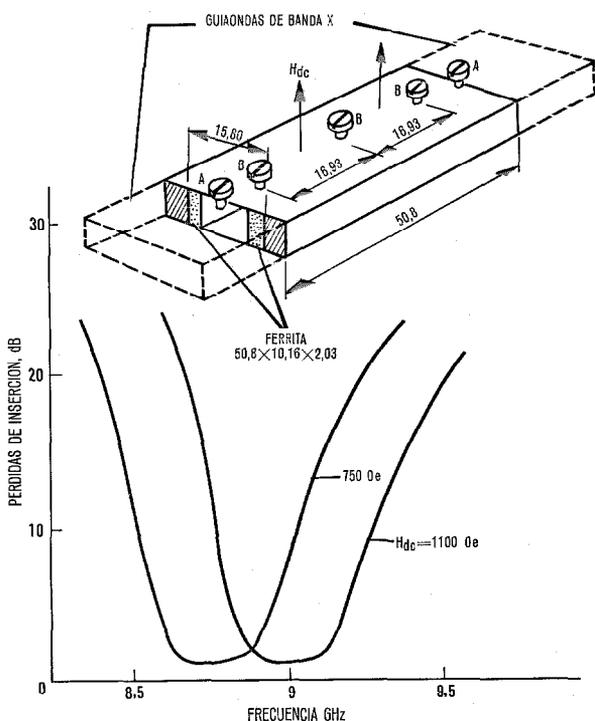


Fig. 15 Funcionamiento de un filtro de 3 secciones mostrando la acción de sintonía del campo magnético H_{dc} .

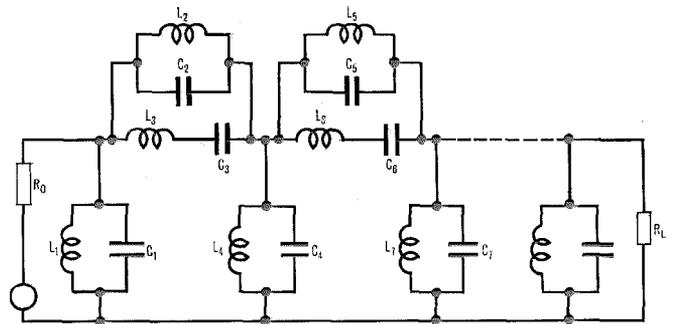
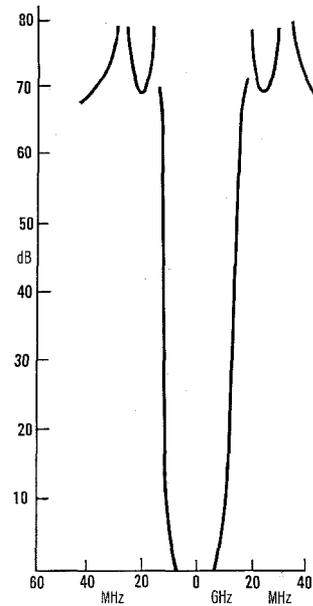


Fig. 16 Comportamiento calculado de la transmisión de un filtro en Guía Delgada de función elíptica con 7 secciones. El circuito equivalente del filtro también se muestra.

banda media y un tercio del retardo de grupo absoluto (con una mejora correspondiente en el rizado incidental que resulta de las imperfecciones de ajuste, etc.) de los correspondientes a un filtro de Chebyshev.

En la práctica, las mayores dificultades han sido frecuentemente la rama serie de resonancia múltiple, necesaria para producir los polos de rechazo. Estas resonancias múltiples pueden obtenerse de forma sencilla en los resonadores de Guía Delgada [1] utilizando una configuración tal como la de la figura 4 b. El funcionamiento calculado teóricamente de un diseño utilizando este tipo de rama (Fig. 16) muestra el potencial de esta clase de filtros.

Componentes adicionales

Los filtros son uno de los componentes más importantes y complejos de las microondas. Sin embargo, se requieren muchos componentes adicionales para formar una tecnología completa. Especialmente importantes con los dispositivos no recíprocos y los mezcladores.

Circuladores

El uso de circuladores en filtros-igualadores del tipo descrito anteriormente es importante. En esta aplicación, el circulador debe tener un gran aislamiento en

Componentes de guías delgadas

una banda estrecha. Los principios generales se han indicado anteriormente [4] pero merece la pena discutir en más detalle.

Las referencias más útiles son el artículo de Bosma [21] y la patente de Skedd [18]. Bosma demuestra que un circulador de tres puertas en su forma más sencilla se puede considerar como tres giradores con circuitos resonantes idénticos en cada rama. En consecuencia, la red tiene una impedancia imagen o característica igual a la impedancia del girador; es real en el caso ideal de no tener pérdidas. Esta impedancia debe estar adaptada a las impedancias conectadas a sus entradas. Los circuladores en "stripline" se comportan razonablemente bien comparado con su respuesta idealizada, siendo bastante pequeño su acoplamiento recíproco a través de los campos límites alrededor de la ferrita. En circuladores de guíaonda, el acoplamiento recíproco alrededor de la ferrita es bastante grande y, en la práctica, se compensa mediante procesos de ajuste y adaptación.

Esto indica que como el fenómeno esencial tiene lugar en la ferrita, debe acoplarse la energía a la ferrita mediante cualquier medio adecuado que minimice el acoplamiento recíproco, por lo que, con el ajuste adecuado, debe utilizarse un circulador. Así, la anchura de la guíaonda no tiene importancia supuesto que no es tan pequeña que los límites de la guíaonda penetren seriamente en el campo límite de la ferrita. Si la guía está por debajo del corte, el acoplamiento en la ferrita debe hacerse mediante resonadores en modo amortiguado colocados cerca de la ferrita. Experimentalmente, se ha encontrado que la distancia entre la ferrita y el resonador debe ser muy pequeña.

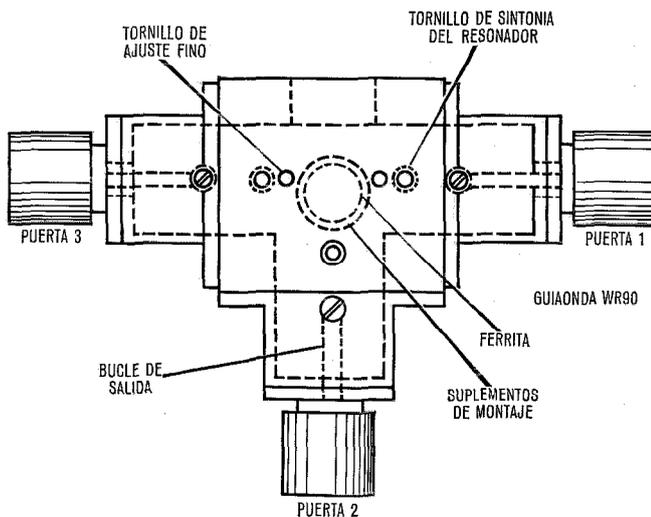
El paso final de la integración de un circulador en un filtro-igualador es la adaptación de la impedancia del girador a la impedancia de los componentes en sus puertas nominales. Esto requiere una longitud apropiada de guía al corte, que da el valor deseado ($sh \gamma l$) de transformación de impedancia. Un pequeño tornillo capacitivo, colocado a mitad de distancia entre los resonadores [9], permite variar esta relación de transformación para obtener el acoplamiento exacto. En la figura 17 se muestra un circulador en Guía Delgada, junto con su curva respuesta.

Mezcladores con terminación imagen

En muchas aplicaciones, y en enlaces de microondas en particular, es importante que el acoplamiento de la señal de entrada sea extremadamente bueno e independiente de variaciones menores de las características del mezclador. Esto ha llevado al uso frecuente de aisladores entre el filtro de la señal de entrada (canales) y el mezclador. Una desventaja de este montaje es que la potencia generada por el diodo mezclador, a la frecuencia imagen, se disipa en el aislador. Así, la mejora potencial del factor de ruido de 1 dB mínimo que puede conseguirse con una terminación reactiva apropiada, se pierde por este montaje. En circuitos de guíaondas por encima del corte se producen problemas adicionales debidos a la frecuencia suma que, por propagación de modos de orden superior, puede reflejarse hacia el mezclador de tal forma que el retardo de grupo quede afectado en forma adversa [22]. La disposición siguiente resuelve ambos problemas en forma sencilla y barata.

Las ranuras en los resonadores de Guía Delgada proporcionan una interconexión útil entre los dispositivos semiconductores y sus circuitos asociados. La figura 18a muestra una configuración que emplea una ranura longitudinal con un tornillo de capacidad variable utilizado para una sintonía exacta a la frecuencia deseada. El brazo adicional que cubre la ranura y evita la radiación a través de ella, proporciona la guía conveniente en la que se pueden colocar los elementos de terminación requeridos. La teoría de la terminación imagen, utilizando elementos reactivos ha sido estudiada por Johnson [23] quién demostró que una terminación en cortocircuito mejora el factor de ruido y reduce la impedancia a la frecuencia intermedia (mejorando, por tanto, la anchura de banda a la frecuencia intermedia).

En este ejemplo, en que el diodo se enfrenta a un generador resistivo, solamente es posible un tipo de terminación para ambas frecuencias: un cortocircuito sobre el diodo que evitará la disipación de ambas frecuencias producto en el generador. Esto puede conseguirse utilizando cortocircuitos apropiados colocados en el tercer brazo. El circuito sobre el diodo a la frecuencia imagen se obtiene sintonizando la guía al corte de forma que resuene a la frecuencia imagen. La anchura de banda sobre la que este cortocircuito es efectivo depende de la longitud l . Aunque es relativamente poco crítico, es un compromiso entre una



dB	ANCHURA DE BANDA		
	PUERTA 1-3	PUERTA 2-1	PUERTA 3-2
> 40	51 MHz	32 MHz	34 MHz
> 38	72 MHz	40 MHz	45 MHz
> 36		95 MHz	105 MHz

PERDIDAS EN SENTIDO DIRECTO, EN UNA ANCHURA DE BANDA DE 80 MHz APROXIMADAMENTE, CENTRADA EN 4005 MHz=0,35 dB

Fig. 17 Construcción de un circulador en Guía Delgada y sus datos de funcionamiento.

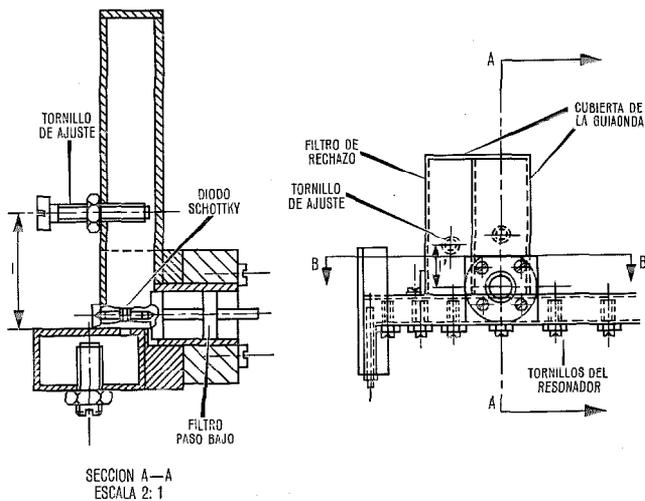


Fig. 18 Configuración para terminación imagen utilizando una ranura longitudinal. Un tornillo de capacidad variable permite la sintonía exacta.

anchura de banda muy estrecha a la frecuencia imagen (l demasiado larga) y una anchura de banda tan ancha a la frecuencia imagen que el acoplamiento a la frecuencia del oscilador local se degrada.

El cortocircuito a la frecuencia suma se consigue de forma ortodoxa. El tamaño de la guía para el tercer brazo se elige de forma que la frecuencia suma se propaga en este brazo. La placa de cortocircuito se coloca entonces a una distancia adecuada del diodo para obtener la terminación deseada.

Parece verosímil que la utilización de guíaondas tanto por debajo como por encima del corte, de esta forma, tiene solamente ventajas. Las terminaciones convenientes pueden obtenerse para frecuencias separadas aproximadamente por octavas, mientras que en las técnicas convencionales, la frecuencia suma se propagaría en dos modos y no sería, por tanto, manejable.

Los valores de las características de la tabla 4 correspondientes al oscilador local de un mezclador, son las típicas de la mejora alcanzable con este método.

Tabla 4 - Funcionamiento de una unidad oscilador local/mezclador.

Sin terminar para la frecuencia imagen (absorbida en el generador)	
Pérdida de conversión	4,5 dB
Factor de ruido (calculado)	7,5 dB
Factor de ruido (medido)	7,4 dB
Admitancia a la frecuencia intermedia (normalizada)	$0,12 + j 0,13$
Terminada en cortocircuito para las frecuencias suma e imagen	
Pérdidas de conversión	3,3 dB
Factor de ruido (calculado)	6,3 dB
Factor de ruido (medido)	6,1 dB
Admitancia a la frecuencia intermedia (normalizada)	$0,17 + j 0,03$

Nota: Las medidas de admitancia a la frecuencia intermedia normalizada están referidas a una línea de 50 ohmios.

Componentes misceláneos

Filtros, mezcladores y circuladores son los componentes clave de cualquier técnica de microondas. Sin embargo, hay otros componentes que son también necesarios: Uniones híbridas y uniones generales (uniones T, ángulos, etc.), acopladores direccionales, transformadores de impedancia, desfasadores y atenuadores. Todos estos componentes se han realizado en Guía Delgada y muchos ya se han descrito previamente [4]. En algunos casos, el esfuerzo se ha restringido a demostrar la factibilidad, dejándose el desarrollo detallado para cuando surja la necesidad.

Subsistemas en Guía Delgada

Antes de fijar el estado actual de esta técnica, merece la pena describir brevemente uno o dos subsistemas que se han realizado utilizando la técnica de Guía Delgada. El filtro-igualador descrito en una sección anterior es uno de tales ejemplos, pero emplea solamente componentes pasivos. De la utilización de circuitos en Guía Delgada con elementos activos se obtienen ventajas importantes y, en algunos casos, fundamentales.

Estas ventajas son especialmente importantes cuando los elementos activos son dispositivos tales como diodos túnel, diodos Gunn, varactores, etc. La razón es que la admitancia de entrada de estos dispositivos lleva consigo siempre un componente capacitivo shunt (como resultado de la capacidad inherente a la cápsula y su montaje). Cualquiera que sea la disposición que se utilice para hacer resonar esta capacitancia por encima del corte, debe producirse una resonancia adicional por debajo del corte. (Esto es evidente a partir del teorema de reactancia de Foster.) Esta resonancia no estará cargada normalmente por lo que será una resonancia de Q elevado.

Las características intrínsecas del dispositivo activo pueden a menudo evitar la excitación de esta resonancia, pero es siempre una fuente potencial de inestabilidad. Existen pocas dudas de que algunos de los comportamientos anómalos experimentados con diodos túnel en guíaondas se deben a haber despreciado el efecto de esta resonancia de Q elevado por debajo del corte.

Los subsistemas completos contruídos con elementos activos o no lineales integrados en los circuitos incluyen multiplicadores y conversores hacia frecuencias superiores realizados con varactores y un receptor de 7 gigahertzios con un diodo (Schottky-barrier) en un mezclador terminado para la frecuencia imagen. Una característica útil de la técnica, en aplicaciones de multiplicadores, es la de que la unidad completa puede construirse en un tamaño de guía común. Un multiplicador de 1,9 a 7,6 GHz se ha construído en guía cuadrada WR62 [24]. Si se utilizan condensadores adecuados para sintonizar la sección de baja frecuencia, debe poderse obtener una multiplicación por ocho con una guía de tamaño común por toda la unidad. Las eficiencias típicas resultan favorables en su comparación con los correspondientes multiplicadores de guía-

onda. Con guía WR90 se ha construido un conversor hacia frecuencias superiores de 4 GHz. Su funcionamiento es tal que puede utilizarse para sustituir una unidad en guíaonda normalizada en un enlace de 960 canales [14]. Es también mucho más barato de construir y bastante compacto.

El receptor de 7 GHz se diseñó para verificar especificaciones particularmente rígidas y, por tanto, utiliza varias técnicas avanzadas de Guía Delgada [17].

Los problemas de diseño surgieron directamente de las especificaciones que eran las correspondientes a los sistemas de guíaondas existentes, a la vez que se veía una ventaja sustancial en cuanto al coste. Eran importantes dimensiones compactas mientras que no importaba el peso. Como resultado de la anchura de banda relativamente estrecha de la señal (0,5%), la pérdida en el filtro de señal fue considerable. La importancia excesiva del factor de ruido exigía un mezclador eficiente y un rechazo adecuado de la señales indeseadas en el margen de 10 a 20 GHz. Estos requisitos determinaron en gran manera el diseño. El filtro utilizado es el que se muestra en la figura 12. Los filtros realizados en guía cuadrada tienden a tener un pobre rechazo de armónicos y, por tanto, un filtro de banda ancha, del tipo descrito en la sección anterior, se incluyó entre el filtro principal y el mezclador. Este filtro tiene una banda ancha de rechazo de hasta 20 GHz y añade solamente 0,1 dB de pérdidas. El mezclador terminado para la frecuencia imagen, descrito anteriormente, es el que se utilizó en el diseño. Las pérdidas tenían poca importancia relativamente en el filtro del oscilador local y, por lo tanto, se utilizaron simples tornillos de sintonía. El aislamiento (realmente un circulador con una carga en uno de sus brazos) se incluyó para absorber cualquiera de las reflexiones que pudieran resultar de la sustitución del diodo en el campo. El circulador era un modelo en guía de propagación normal por no disponer de tiempo suficiente para desarrollar un modelo en guía al corte de características comparables (el diseño previsto era similar al del modelo de 4 GHz descrito anteriormente). La unidad completa (sin el circulador) muestra la flexi-

bilidad de la técnica (Fig. 19). Se utiliza guía cuadrada en los elementos en los que se necesita el factor Q máximo sin carga y la guía rectangular para los filtros de banda ancha y para los mezcladores. Se consiguieron transiciones sencillas de guía rectangular (corte) y, también, de guía cuadrada (corte) a guía de propagación. La primera utiliza una capacitancia de corrección de unión [13] y la última se consigue acortando la longitud del último resonador del filtro de banda estrecha [5]. El factor de ruido en la boca de entrada del filtro de señal era de 7,5 dB (0,7 dB mejor que la especificación del sistema de microondas). En otros aspectos (retardo de grupo, etc.) el receptor era adecuado para 960 canales. Las especificaciones forzaron la técnica cerca de su límite, y aún así la construcción que se muestra en la figura 19, resulta barata y sencilla.

Características de la Guía Delgada

La Guía Delgada es básicamente un componente de circuito que no se puede utilizar para la transmisión de energía a distancias mayores de 30 cm. En este aspecto, difiere fundamentalmente del medio convencional de las microondas que son medios de transmisión empleados en componentes. La ausencia de fenómenos de resonancia periódicos, característica de otras formas de circuitos de constantes distribuidas, es una ventaja fundamental en muchas aplicaciones y la Guía Delgada recuerda a los circuitos de constantes concentradas en este respecto. Es sencilla de construir y flexible en sus criterios de diseño. Pérdidas y volumen pueden conciliarse de acuerdo con los requerimientos del sistema. Por una parte, pueden conseguirse unas características de funcionamiento muy aproximadamente comparables a las de la guíaonda rectangular, normalmente con un ahorro útil en tamaño y peso. Por otra parte, pueden conseguirse componentes más pequeños y ligeros de peso. Son posibles las transiciones a otros medios, pero las mayores ventajas proceden de su utilización en circuitos integrados basados en los principios de Guías Delgadas.

Aunque la Guía Delgada puede competir con éxito con las técnicas de las guías rectangulares, los factores Q

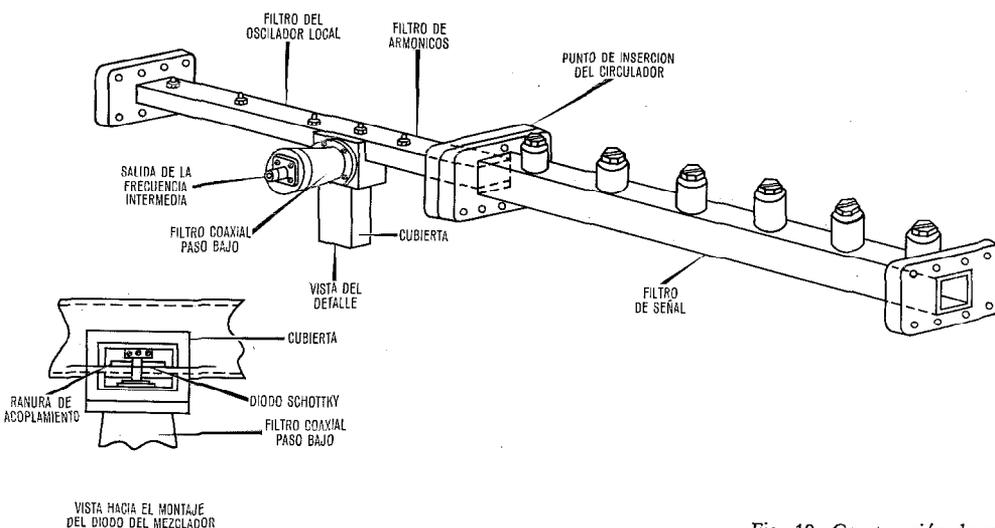


Fig. 19 Construcción de un conversor de 7 GHz en Guía Delgada.

de los resonadores son inferiores a los que se obtienen en cavidades circulares en los modos H_{111} y H_{011} . Para aplicaciones de banda muy estrecha (anchura de banda $< 0,1\%$), estos modos especialmente el modo eléctrico circular H_{01} , proporciona resonadores superiores.

Se han desarrollado circuladores de 4 GHz de banda estrecha satisfactorios, pero se necesita continuar las investigaciones para alcanzar alto aislamiento sobre una banda ancha. Existe demanda para circuladores de este tipo a 7 GHz.

Mezcladores con factores de ruido sustancialmente mejores que 6 dB (con 2,5 dB de ruido a la frecuencia intermedia) se pueden conseguir con circuitos sencillos. En estas aplicaciones, en que son necesarias terminaciones prefijadas en frecuencias ampliamente separadas, la Guía Delgada es extremadamente útil (es decir, por encima y por debajo del corte). Esta técnica es aplicable a osciladores del tipo Gunn, etc., en los que deben terminarse en forma reactiva dos o más armónicos. Utilizando este procedimiento se han conseguido altas eficiencias en cavidades de Guía Delgada.

Filtros paso banda con característica de Chebyshev o máximamente plana se han construido para un amplio margen de aplicaciones. Las propiedades de circuito de constantes pseudoconcentradas de estos filtros hacen posible, en diseños adecuados, conseguir el rechazo en bandas muy anchas. En aplicaciones de baja potencia, estos filtros son preferibles frente a los filtros de armónicos del tipo de "waffle iron" y corrugado. Los filtros de absorción de armónicos son realizables y parecen útiles en aplicaciones de alta potencia donde los armónicos son preferentemente absorbidos.

Los filtros de función elíptica del tipo descrito anteriormente no se han realizado aún experimentalmente, pero el análisis de los diseños de prueba (Fig. 16) muestra que la teoría de diseño es correcta. Algunas otras configuraciones también son posibles.

Inicialmente, se vislumbraron solamente las aplicaciones de baja potencia, lo que representaba una limitación para los obstáculos del tipo de tornillo. Sin embargo, el uso de obstáculos de dieléctrico [9, 25] mejora la capacidad de manejo de potencia en varias órdenes de magnitud. Mediante la elección de un obstáculo de dieléctrico de alta rigidez dieléctrica, con la forma correcta para incluir la región de alto campo, existen buenas razones para creer que la capacidad de manejo de potencia de tales filtros pudiera ser mayor que la de los filtros de guíaondas utilizando aire como dieléctrico.

Los filtros sintonizados magnéticamente no se han desarrollado nada más después del trabajo inicial [10]. La limitación en este caso es la pérdida en la ferrita y la variación de la anchura de banda con la frecuencia central. Sin embargo, estudios recientes [26] han demostrado que ambos efectos pueden disminuirse en gran manera restringiendo la región controlada por la ferrita. Resulta, pues, práctico utilizar cristales simples de ferrita que tienen un factor Q mucho más alto que los materiales policristalinos. De esta forma, es posible

también mejorar la dependencia de la anchura de banda respecto de la frecuencia central.

Conclusiones

La Guía Delgada proporciona una alternativa de las técnicas de microondas existente. Con unidades integradas, pueden conseguirse subsistemas compactos, de bajo coste, que son competitivos — o incluso superiores — con los sistemas de guíaondas existentes. Esto es parcialmente el resultado de las características de circuito de constantes pseudoconcentradas que tienen las Guías Delgadas, lo que permite obtener alta eficiencia con dispositivos semiconductores. Estas mismas propiedades de las Guías Delgadas permiten, notablemente, su utilización para redes de banda ancha.

Si se necesita una mayor flexibilidad del sistema, los componentes individuales pueden considerarse como unidades separadas que se unen después por las bocas. En este aspecto, los componentes en Guía Delgada, en común con los componentes de guíaondas ortodoxas, tienen ventajas prácticas sobre otras técnicas. Se construyen en material de precisión barato (es decir, guíaondas) y utilizan bocas de conexión baratas, de alta calidad y reforzadas.

Se han desarrollado componentes extremadamente ligeros de peso, ideales para aplicaciones aeroespaciales.

El uso de guíaondas, por debajo y por encima del corte, en los mezcladores y en los filtros de rechazo de armónicos, se cree constituye novedad y se le encontrarán otros usos.

Una aplicación de las Guías Delgadas que no se considera en este artículo, pero que se discute en [18], es en las antenas con distribución de fases. El trabajo actual indica la posibilidad de posteriores avances en este campo.

La Guía Delgada no compite con los diversos medios miniaturizados a frecuencias de microondas más bajas. Por encima de 10 GHz, sin embargo, las pérdidas de estos medios tienden a ser excesivas, pero los estudios preliminares demuestran que los sistemas en Guía Delgada miniaturizados, con pérdidas moderadas, son prácticos.

En algunos aspectos, la Guía Delgada está retrasada respecto de la técnica ya establecida; algunos componentes, por ejemplo, no han sido aún totalmente desarrollados. Pero no resulta sorprendente puesto que la tecnología actual existente es el resultado del trabajo de toda una industria durante tres décadas. En consecuencia, la Guía Delgada ofrece oportunidades a los ingenieros: ingenieros de sistemas que deseen explotar aún ventajas presentes e ingenieros de componentes que deseen avanzar el desarrollo de la técnica.

Reconocimientos

El autor quiere expresar un agradecimiento especial a sus colaboradores inmediatos, los Sres.: C. K. Mok, R. R. Thomas, R. F. Skedd, D. W. Stopp y M. Berger por su entusiasmo y contribuciones a lo largo de varios años. Al Sr. S. B. Marsh, Director General de STL durante este período, que nos proporcionó una gran ayuda; al Sr. H. B. Wood quien nos proporcionó un apoyo

valioso para las aplicaciones de sistemas. Damos gracias también a STL, Comsat, ESTEC y a Signals Research and Development por habernos autorizado a publicar un trabajo financiado por ellos.

Referencias

[1] G. Craven: Waveguide Bandpass Filters Using Evanescent Modes, *Electronics Letters*, julio 1966, volumen 2, n° 7, págs. 251—252.
 [2] G. Craven: Relationship Between Direct-Coupled Waveguide Filters and Evanescent-Mode Filters; *Electronics Letters*, febrero 1968, volumen 4, n° 3, págs. 44—46.
 [3] G. Craven, C. K. Mok y R. F. Skedd: Integrated Microwave Systems Employing Evanescent Mode Waveguide Components; *Proceedings of the European Microwave Conference*, Londres, 8—12 septiembre 1969, Institution of Electrical Engineers Conference Publication n° 58, 1970, págs. 285—289.
 [4] G. Craven: Waveguide Below Cutoff: A New Type of Microwave Integrated Circuit; *Microwave Journal*, agosto 1970, volumen 13, n° 8, págs. 51—58.
 [5] G. F. Craven y C. K. Mok: The Design of Evanescent Mode Waveguide Band-Pass Filters for a Prescribed Insertion Loss Characteristics; *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Microwave Theory and Techniques*, marzo 1971, volumen MTT-19, n° 3, págs. 295 hasta 308.
 [6] S. B. Cohn: Direct-Coupled-Resonator Filters; *Institute of Radio Engineers Proceedings*, febrero 1957, volumen 45, n° 2, págs. 187—196.
 [7] J. J. Hupert: A Method of Synthesis of Wide Band Microwave Filters; *Proceedings of the European Microwave Conference*, Londres, 8—12 septiembre 1969, Institution of Electrical Engineers Conference Publication n° 58, 1970, págs. 185—188.
 [8] K. G. Hodgson, G. F. Craven y R. R. Thomas: Temperature Compensation of Waveguide Filters; UK Patent n° 1.200.994, 17 mayo 1968. Ver también una breve descripción en [5].
 [9] C. K. Mok, D. W. Stopp y G. Craven: Susceptance-Loaded Evanescent-Mode Waveguide Filters; *Institution of Electrical Engineers Proceedings*, abril 1972, volumen 119, n° 4, págs. 416—420.
 [10] R. F. Skedd y G. F. Craven: New Type of Magnetically Tunable Multisection Bandpass Filter in Ferrite-Loaded Evanescent Waveguide; *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Magnetics*, septiembre 1967, volumen MAG-3, n° 3, págs. 397—401.
 [11] C. K. Mok: Diaphragm in Evanescent Waveguide; *Electronics Letters*, febrero 1968, volumen 4, n° 3, págs. 43—44.
 [12] C. K. Mok: Method of Obstacle Admittance Measurement in Below-Cutoff Waveguides; *Electronics Letters*, 5 febrero 1970, volumen 6, n° 3, págs. 50—51.
 [13] G. F. Craven: Tuning Techniques for Multisection Waveguide Bandpass Filters Using Evanescent Modes; *Electronics Letters*, noviembre 1966, volumen 2, n° 11, págs. 419—420.
 [14] W. Kwiatkowski, T. Arthanayake y V. H. Knight: Efficient High-Level "Upconverter" for Radio Link; *Electronics Letters*, 17 septiembre 1970, volumen 6, n° 19, págs. 625—627.
 [15] G. F. Craven: Improvements in or Relating to Waveguide Filters (Spurious Pass-Band Suppression in Microwave Filters); UK Patent n° 1.133.801, 11 noviembre 1966.
 [16] G. Craven: Channel-Separating Filters for Long Distance Communication by Waveguide; *Institution of Radio and Electronics Engineers of Australia Proceedings*, enero 1965, volumen 26, n° 1, págs. 11—18.

[17] G. Craven y C. K. Mok: Lightweight Microwave Components for Communication Satellites; *Symposium on Long Term Prospects for Satellite Communications*, Génova, 2—4 junio 1971, Istituto Internazionale Delle Comunicazioni, 1971, 21 pág.
 [18] R. F. Skedd: Improvements in Electrical Waveguide Arrangements (Junction Circulators in Cutoff Guide); UK Patent n° 1.190.547, 5 marzo 1969.
 [19] G. A. Hockham: Flush Mounted Aeronautical Antenna, *Proceedings of the Conference on Aerospace Antennas*, Londres, 8—10 junio 1971, Institution of Electrical Engineers Conference Publication n° 77, 1971, págs. 49—53.
 [20] C. K. Mok: Design of Evanescent Mode Waveguide Diplexers; se publicará en *Institute of Electrical y Electronics Engineers Transactions on Microwave Theory and Techniques*, aproximadamente en diciembre 1972.
 [21] H. Bosma: A General Model for Junction Circulators; Choice of Magnetization and Bias Field; *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Magnetics*, septiembre 1968, volumen MAG-4, n° 3, págs. 587—596.
 [22] J. Paine y H. S. V. Reeves: Harmonic Absorbing Filters in Waveguide. *Electrical Communication*, 1964, volumen 39, n° 2, págs. 260—264.
 [23] K. M. Johnson: X-Band Integrated Circuit Mixer with Reactively Terminated Image; *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Microwave Theory and Techniques*, julio 1968, volumen MTT-16, n° 7, págs. 388—397.
 [24] J. Dabale: A Wide Band Multiplier from 1,9—7,6 MHz; *sin publicar*.
 [25] J. J. Hupert y J. Vigil: Evanescent-Mode Resonator of Pure TE Mode; *Electronics Letters*, 13 diciembre 1968, volumen 4, n° 25, págs. 569—570.
 [26] G. F. Craven, R. F. Skedd y J. C. Challans: Magnetically Tunable Waveguide Bandpass Filters in Ferrite Loaded Evanescent Mode Waveguides; UK Patent Application 6233/72, registrado el 10 febrero 1972.

George Frederick Craven nació en Melbourne, Australia, en marzo de 1918. Estudió en el Technical College de Melbourne. Durante la Segunda Guerra Mundial trabajó en equipos militares para la Radio Corporation, Australia. En 1944, pasó al Departamento de Aviación Civil donde estuvo al cargo del laboratorio de comunicaciones hasta 1949. Marchó después al Reino Unido, donde trabajó en problemas de VHF relacionados con misiles dirigidos por EMI, y pasó un período de tiempo pequeño en Canadá trabajando en problemas de los enlaces por microondas para la Canadian Westinghouse.

El Sr. Craven regresó al Reino Unido en 1953 para trabajar en Standard Telecommunication Laboratories, Harlow. En estos laboratorios se ha dedicado fundamentalmente a la investigación en el campo de las microondas pasando varios años dedicado a los problemas relacionados con la comunicación por microondas de larga distancia. Fue jefe de departamento del laboratorio de técnicas de microondas durante tres años. Recientemente, ha sido ingeniero investigador principal para el desarrollo de nuevas técnicas de microondas.

El Sr. Craven ha publicado 20 informes y registrado 20 patentes aproximadamente. Es miembro del IEE (Londres) y Miembro Asociado del IREE (Australia).

La boya ligera L 55 para medidas meteorológicas y oceanográficas

La explotación de los recursos oceánicos implica un perfecto conocimiento del medio ambiente marino obtenido a partir de medidas. La boya oceanográfica y meteorológica de peso ligero L 55 proporciona una solución original y satisfactoria como se ha probado mediante ensayos marinos que se han llevado a cabo recientemente.

P. VITUREAU
 Centre National pour l'Exploitation des Océans
 J. E. TURRIERE
 Laboratoire Central de Télécommunications, París

La década de la investigación oceanográfica

Desde 1970 la mayor parte de las principales naciones han estado interesadas en el desarrollo de la oceanografía. Muchas de ellas han desempeñado ya un papel muy activo en la investigación oceanográfica. Se ha encontrado que el 20 % de los productos alimenticios, el 50 % de los productos industriales y el 65 % del petróleo podrían extraerse del mar o bajo el mar a medida que aumente la demanda.

Antes de emprender la explotación de estos recursos debe observarse el medio ambiente marino mismo y realizar medidas en un considerable número de lugares.

Las medidas necesarias para evaluar el medio ambiente marino y para predicciones meteorológicas, son como sigue:

- en el agua: temperatura, salinidad, velocidad y dirección de las corrientes, velocidad del sonido, altura y frecuencia del oleaje y marejada, altura de las mareas para puertos grandes, ruido acústico, contenido de oxígeno disuelto, etc.
- en el aire: temperatura, presión atmosférica, velocidad del viento, radiación y luminosidad solar, humedad, etc.

Boyas automáticas

Anteriormente, para la realización de las medidas descritas se han utilizado barcos, pero este método supone un derroche de mano de obra y de materiales. Con menor coste, las boyas automáticas equipadas con telemetría y sistema de control remoto por radio ofrecen una solución más práctica y económica.

Sin embargo, los criterios de estabilidad en condiciones de vientos y corrientes violentas son más difíciles de conseguir si se tiene en cuenta que una boya es equivalente a un barco sin tripulación y sin propulsión. Otros criterios a considerar en el diseño de una boya automática son facilidad de colocación y recuperación en el mar y reducción del riesgo de colisión con barcos.

En primer lugar, el costo de fabricación y los costes de instalación y funcionamiento no deben exceder los recursos del usuario. En respuesta a una demanda del Centre National pour l'Exploitation des Océans (CNEXO), LCT con asistencia del Centre Oceanologique de Bretagne (COB), ha diseñado una boya ligera para cumplir los anteriores requisitos. Es fácil de manejar y se adapta a las necesidades de un amplio número de usuarios, tales como compañías petrolíferas, compañías pesqueras y grupos científicos oceanográficos. La

boya pesa unos pocos centenares de kg, por oposición a las boyas de anteriores diseños cuyo peso era de varias toneladas.

La Administración Nacional oceánica y atmosférica (NOAA, de National Oceanic and Atmospheric Administration) ha definido un amplio número de boyas. Algunas de las que se colocarán en EE.UU. durante 1975 tendrán un peso de varias decenas de toneladas, es decir, la "boya monstruo" de General Dynamics. La mayor parte, sin embargo, serán boyas de baja capacidad, mucho más pequeñas.

La boya ligera L 55 (Fig. 1)

La boya automática ligera L55 fue diseñada por LCT para simplificar transporte, anclaje, mantenimiento y recuperación. El peso de la boya L 55 y su línea de anclaje es bajo, permitiendo realizar todas las operaciones mediante un grupo de dos hombres.

El barco utilizado para la instalación y operaciones marinas puede ser pequeño. El transporte del equipo

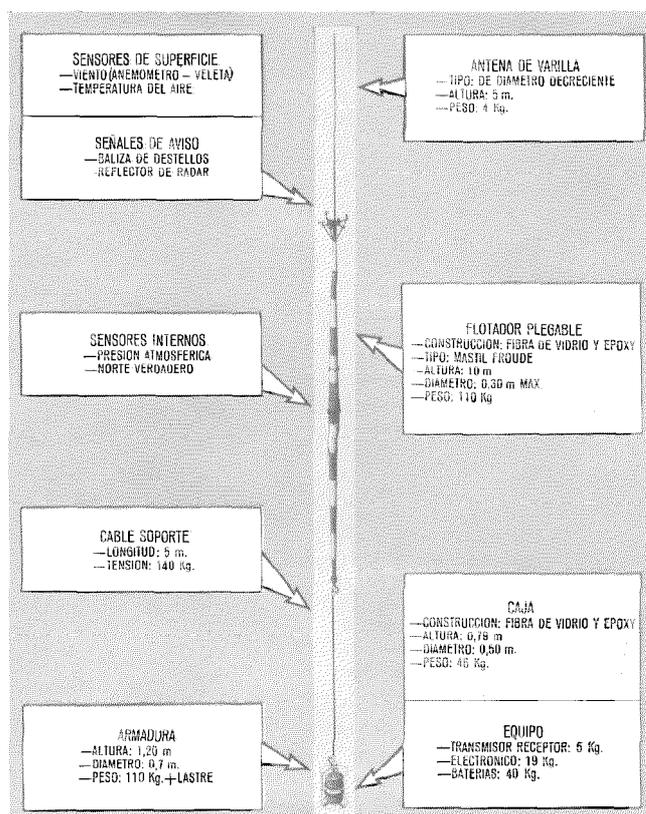


Fig. 1 La boya ligera L 55.

puede realizarse mediante camión, ferrocarril o por avión de carga.

La boya L 55 y su sistema de telemetría-telecontrol cumple todas las aplicaciones previstas:

- condiciones meteorológicas locales, utilizando una red de boyas.
- investigación geofísica (ruidos sísmicos), medidas de polución, supervisión de puertos, control de navegación, etc.

El comportamiento de la boya y su equipo de anclaje se han mejorado considerablemente por el hecho de que la boya no es absolutamente rígida y está acoplada al contenedor de la electrónica mediante una línea flexible.

Los oleajes y vientos tienen poco efecto en el flotador de superficie debido a su pequeña sección transversal y a su forma alargada.

Las observaciones llevadas a cabo en el mar en las peores condiciones posibles, han dado los siguientes resultados:

- escora de 15 a 20° para velocidades del viento de 100 km/h, con ráfagas de 130 km/h.
- escora de 15 a 20° para corrientes de 4 nudos (que puede reducirse a unos pocos grados mediante un sistema de anclaje triangular).

En 1971—1972 las primeras series de ensayos fueron un éxito, lo que permitió la producción de la boya L 55.

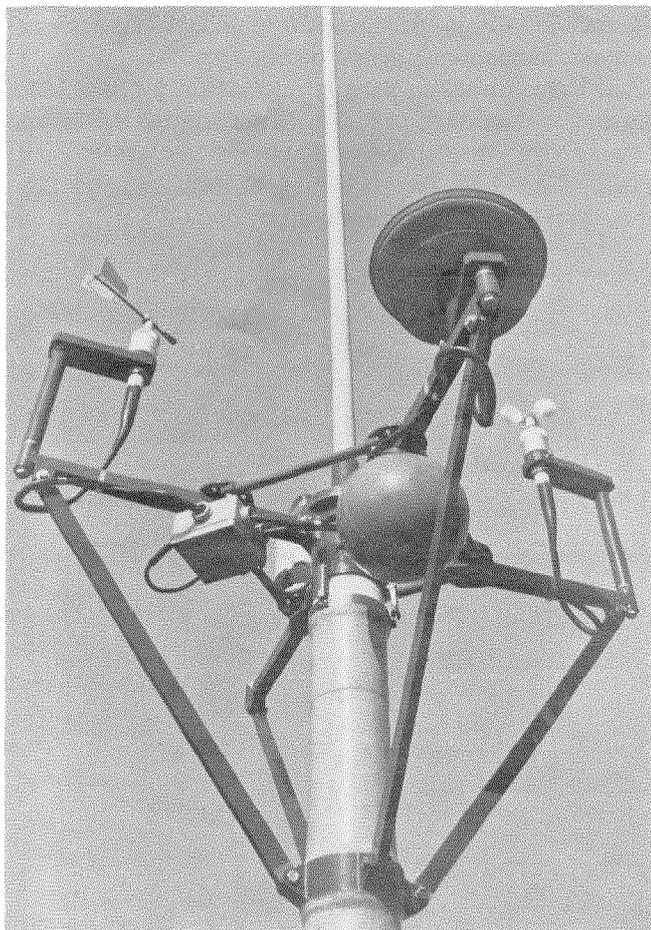


Fig. 2 Parte superior del flotador de superficie con los sensores meteorológicos, dispositivos de aviso, y antena para asegurar la conexión con la estación de trabajo.

En el mismo año, se lanzaron dos unidades de pre-serie. CNEXO emprendió dos experimentos en colaboración con la "Météorologie Nationale" y el "Centre National d'Etudes Spatiales (CNES)". En marzo de 1972 se colocó frente a Marsella una boya diseñada para un contrato de CNEXO para ensayos de equipos y medidas en el Mediterráneo. Los datos producidos por los sensores de antena (anemómetro, veleta de dirección del viento y sensores de temperatura del aire) (Fig. 2) y por los sensores sumergidos (sensores de temperatura del agua, de platino) se transmitieron en la banda de 30 MHz mediante un sistema de telemetría a la estación CNRS de Marsella-Endoume.

La estación no atendida interrogó a la boya cada seis horas, día y noche, mediante un sistema de disparo automático.

En mayo de 1972 el equipo "Service d'Instrumentation Scientifiques" del COB que actuaba a bordo del barco de observación oceanográfica recientemente construido "Le NOROIT", lanzó una boya L 55, no amarrada, equipada para medidas de parámetros meteorológicos y con un sistema de comunicaciones para la transmisión de estos datos vía satélite (Fig. 3) a la estación terminal terrestre de CNES en Brétigny, cerca de París.

El programa EOLO es un sistema de telecomunicación en la banda de 400 MHz entre un satélite y balizas montadas a bordo de globos, boyas, barcos o cualquier otro tipo de plataforma. El satélite puede localizar individualmente cada baliza y recibir de la misma tipos misceláneos de datos, especialmente datos meteorológicos (Fig. 4)*.

Los datos se almacenan en una memoria a bordo del satélite y se transmiten a la estación terrestre al pasar el satélite.

El satélite EOLO de LCT, se lanzó en agosto de 1971.

* El satélite EOLO: Localización y recolección de datos, por L. Mirabel y G. Cardona. Comunicaciones Eléctricas. Vol. 47 (1972) N° 1, págs. 12—21.

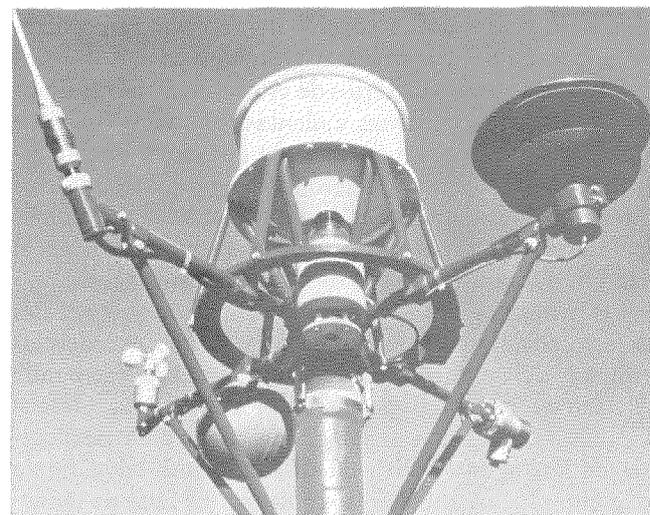


Fig. 3 Parte superior del flotador de superficie con la antena para la intercomunicación con el satélite EOLO.

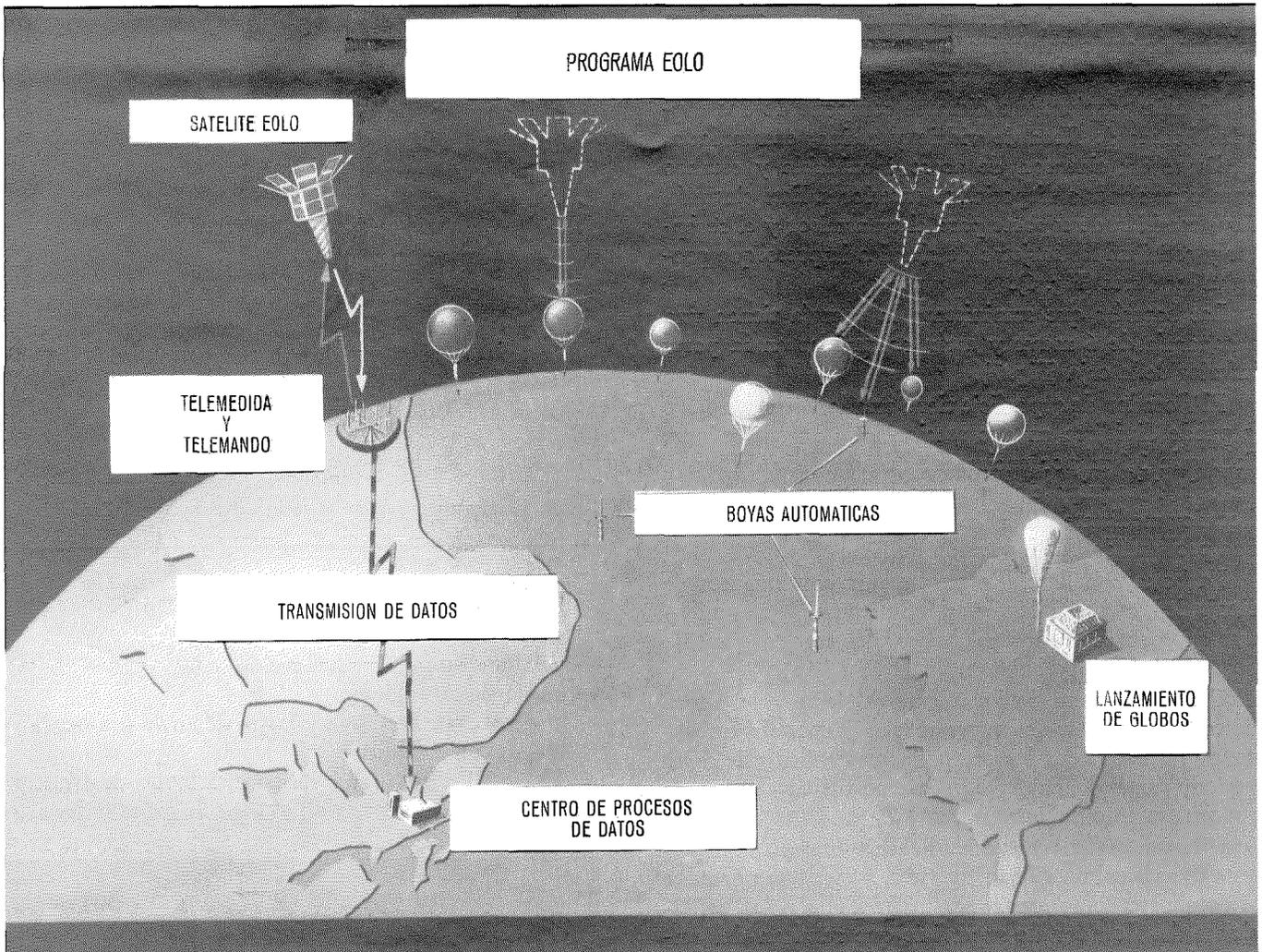


Fig. 4 El programa EOLO.

La boya se lanzó en una importante zona de formación climática, situada a 1000 km aproximadamente de la costa francesa, en el paralelo que pasa por Nantes. Se situó bien alejada de las áreas de navegación comercial normal y por tanto se disponía de pocas medidas hechas regularmente por barcos (Fig. 5).

La duración del experimento fue de 1 mes con resultados satisfactorios. La posición de la boya se midió en cada pasada del satélite EOLO con una aproximación del orden de 1 km.

El correcto funcionamiento de la boya a la deriva mostró la posibilidad de realizar predicciones meteorológicas mediante un satélite y boyas.

En julio de 1972 el Centro Oceanográfico de Breñaña colocó otra boya L55 cerca de la Isla de Sein donde las condiciones ambientales eran muy hostiles. Ha resultado también un completo éxito.

Concepto mecánico de la boya L 55

La boya es un flotador de superficie bicónico alargado (mástil Froude) hecho con espuma de poliuretano y fibra de vidrio con resina epoxy. La parte superior termina en una cabeza desmontable en la que están

situados la antena de radio, la baliza luminosa, el reflector de radar y varios sensores meteorológicos. El peso total de este flotador, totalmente equipado, es de 100 kg.

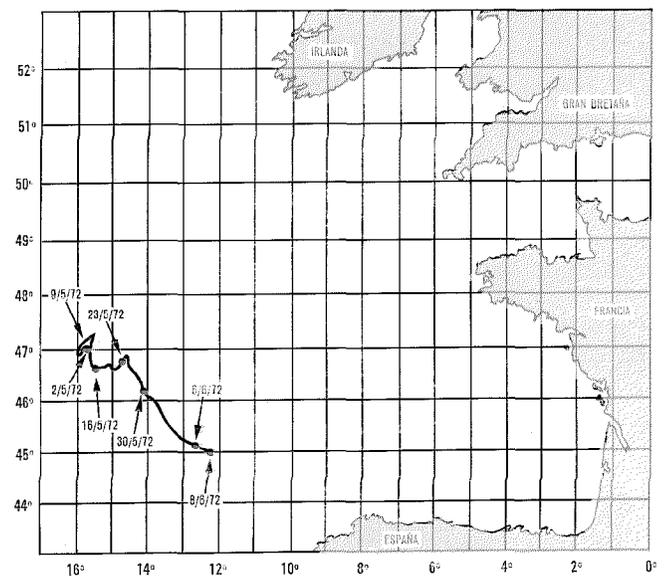


Fig. 5 Itinerario seguido por una boya deslizante de LCT entre el 2. 5. 72 y 6. 6. 72, en conexión con el satélite EOLO.

Le boya ligera L 55

La caja del equipo está montada en una armadura tubular de acero galvanizado que soporta el lastre. El peso total de la caja, totalmente equipada, es de 275 kg.

La caja propiamente dicha se compone de dos cápsulas hechas de fibra de vidrio y resina, ensambladas mediante un cinturón de acero inoxidable y estanco para conexiones a dispositivos exteriores. Este cinturón sirve también de soporte para el transmisor y el receptor y contiene las tarjetas de circuito impreso que procesan los datos (Fig. 6).

Las baterías que suministran la energía tienen una autonomía de 6 meses y están contenidas en la parte inferior de la caja (Fig. 7).

El flotador de superficie tiene una longitud de 10 m y puede dividirse en dos secciones de 5 m cada una. Sobresale 3,3 m por encima de la superficie del agua. La caja del equipo está suspendida por debajo de este flotador mediante un cable eléctrico de 5 m, lo que da una profundidad de inmersión de 12 m (Fig. 8).

La boya está diseñada para seguir movimientos de oleaje de largo periodo y gran amplitud ($T > 5$ s) mientras que permanece insensible para los componentes de pequeño periodo y baja amplitud ($T < 5$ s).

De esta manera, la boya emerge siempre la altura deseada, incluso en los mares más agitados. Sin embargo, no reacciona con los componentes de oleaje de corto periodo (mar picada), que podría perturbar el correcto funcionamiento de los sensores.

La caja se halla efectivamente sumergida en un área de más calma que la superficie y su cable portador se comporta como amortiguador respecto a las oscilaciones del flotador de superficie que resultan del empuje de las olas. La caja está, pues, protegida contra cualquier condición del estado del mar.

Las operaciones de abrir o cerrar la caja son sencillas y rápidas debido a un sistema especial de abrazadera. La armadura de la caja puede voltearse y moverse fácilmente por un solo hombre, como si fuese un barril.

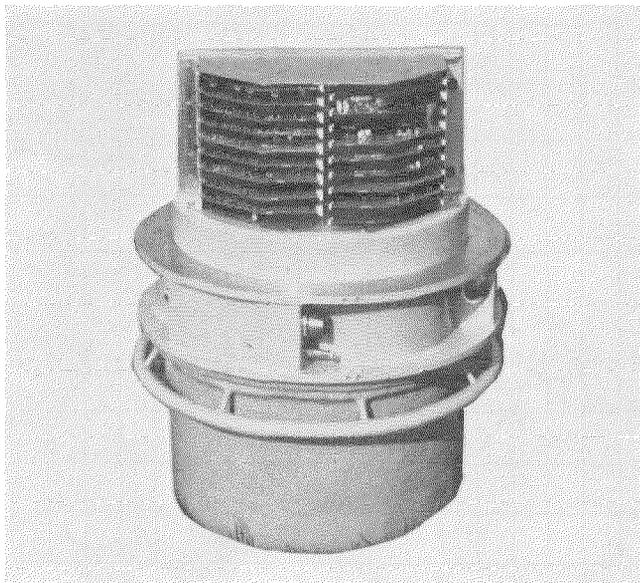


Fig. 6 Vista de la caja mostrando las tarjetas impresas.



Fig. 7 Baterías para alimentar los equipos electrónicos y baliza luminosa.

Principio del sistema de anclaje (Fig. 9)

El sistema de anclaje consta de:

- un flotador auxiliar sumergido
- una línea de amarre
- una estacha de la boya y lastre de ancla (no suministrados con el equipo).

El flotador auxiliar esférico está hecho de fibra de vidrio y se halla sumergido a 15 ó 20 m, se halla aco-

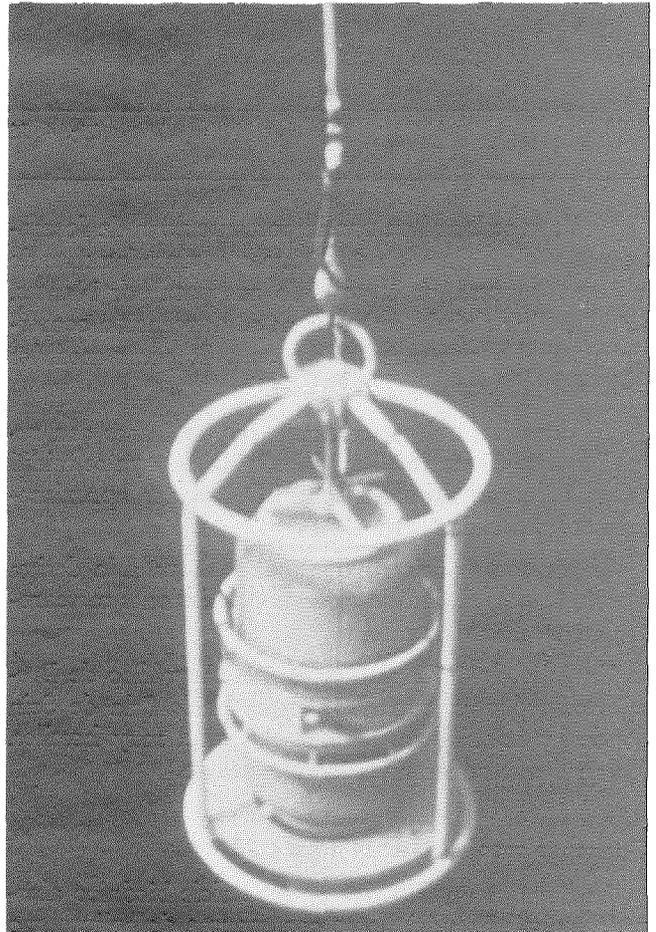


Fig. 8 Vista submarina de la caja sumergida conteniendo los equipos electrónicos.

plado, a través de la estacha de la boya, al lastre del ancla que descansa en el fondo a una profundidad de hasta 100 m.

La línea de anclaje que conecta el flotador de superficie al flotador sumergido, está formada por un tubo flexible flotante soportado por un cable de polipropileno.

Esta línea de anclaje está unida al flotador de superficie en un punto elegido de forma tal que se reduzca a un mínimo la inclinación del flotador. En el otro extremo, la línea termina en un enlace de eslabón giratorio situado sobre el flotador auxiliar.

La mayor parte de la línea de anclaje flota en la superficie y, debido a su flexibilidad, sigue los movimientos del agua. Ofrece resistencia a los movimientos del flotador que tienden a hacer un bucle en la línea. De esta manera, cuando el viento o la corriente cambia de dirección la boya gira alrededor del flotador sumergido y la línea de anclaje no resulta enredada.

Descripción del sistema de telecontrol y teledatada de la boya L 55

Equipo electrónico de la boya

La boya L 55 está equipada con un sistema receptor de telecontrol y un sistema transmisor de telemetría cuyas principales características se definieron para optimizar la relación coste/eficiencia.

El equipo situado en la caja de la boya forma un conjunto compacto especialmente diseñado para resistir los choques. El equipo cumple la especificación naval

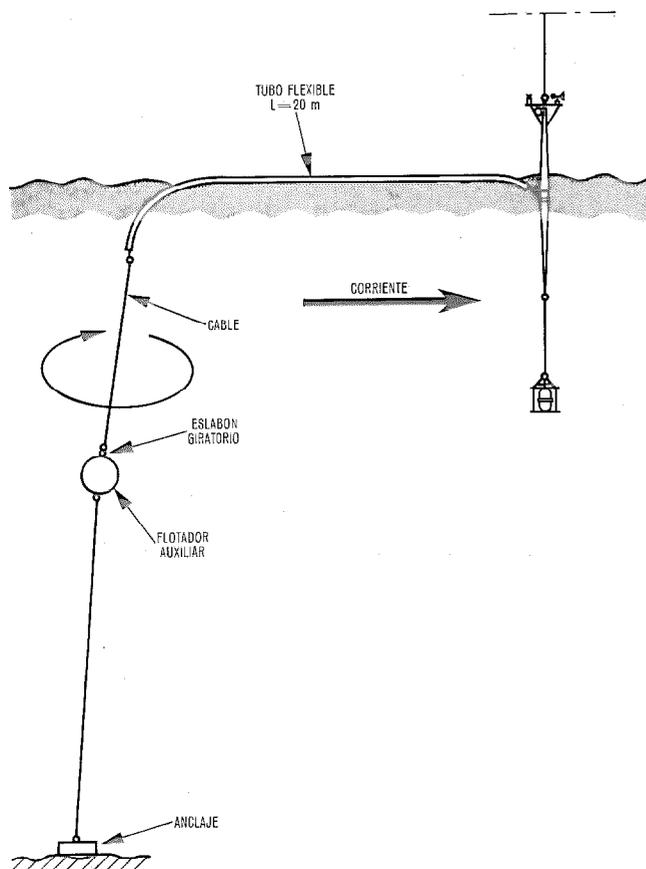


Fig. 9 Sistema de anclaje de la boya L 55.

francesa para golpeteo del agua sin traza alguna de fallo (pruebas en la máquina tipo ALPHA).

El equipo electrónico consta de los siguientes conjuntos funcionales (Fig. 10):

- circuitos formadores para los datos captados por los sensores
- multiplexor secuencial
- decodificador de control remoto
- transmisor-receptor.

El transmisor-receptor utilizado a bordo de la boya tiene una potencia útil de 5 W en la banda de 30—40 MHz que, juntamente con la alta calidad de la antena montada en la parte superior del flotador, permite un alcance del orden de 100 km.

El equipo electrónico está normalmente diseñado para una capacidad de 12 canales de telemetría para la transmisión de 12 tipos diferentes de datos a la estación.

Previamente a la transmisión, estos datos se codifican en forma de señales de audiofrecuencia de frecuencia variable en el circuito de pre-proceso. Estas señales se llevan luego al multiplexor secuencial que en forma sincrónica asigna un tiempo a cada canal, permitiendo restituir los datos en la recepción.

La portadora de RF del transmisor se modula en frecuencia por las señales de AF.

En el modo de transmisión de VHF, este sistema de codificación de frecuencia permite resultados plena-

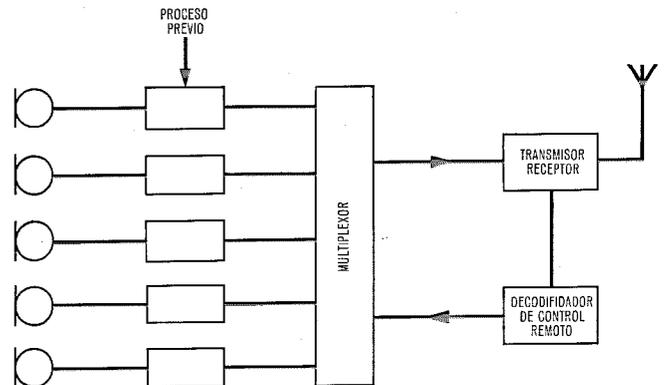


Fig. 10 Diagrama de bloques del equipo control remoto-telemetría.

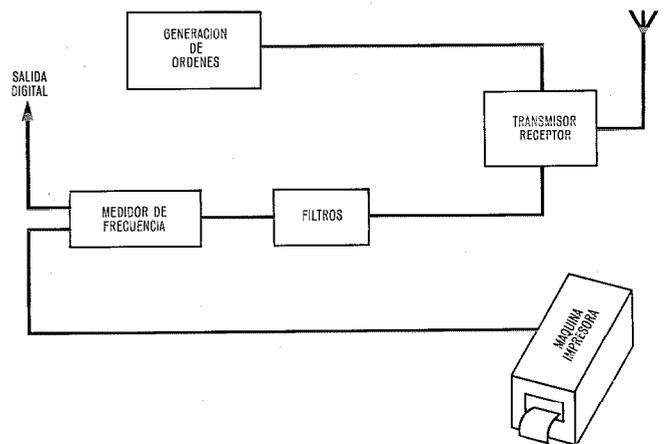


Fig. 11 Diagrama de bloques del equipo electrónico de estación operadora.

mente satisfactorios hasta un límite de alcance de unos 100 km.

Para obtener mayores alcances, se puede sustituir el transmisor-receptor de VHF por otro de HF y banda estrecha.

En este caso, se añaden a la salida del multiplexor circuitos que permiten conversión de la señal a modulación de impulsos codificados (PCM).

Estación colaboradora

Este equipo está contenido en una armazón normalizada de dos niveles o estantes.

El primero contiene el transmisor-receptor y los circuitos de suministro de energía. El segundo contiene los circuitos de control remoto, los de decodificación de las señales de telemetría y el impresor de los resultados ob-

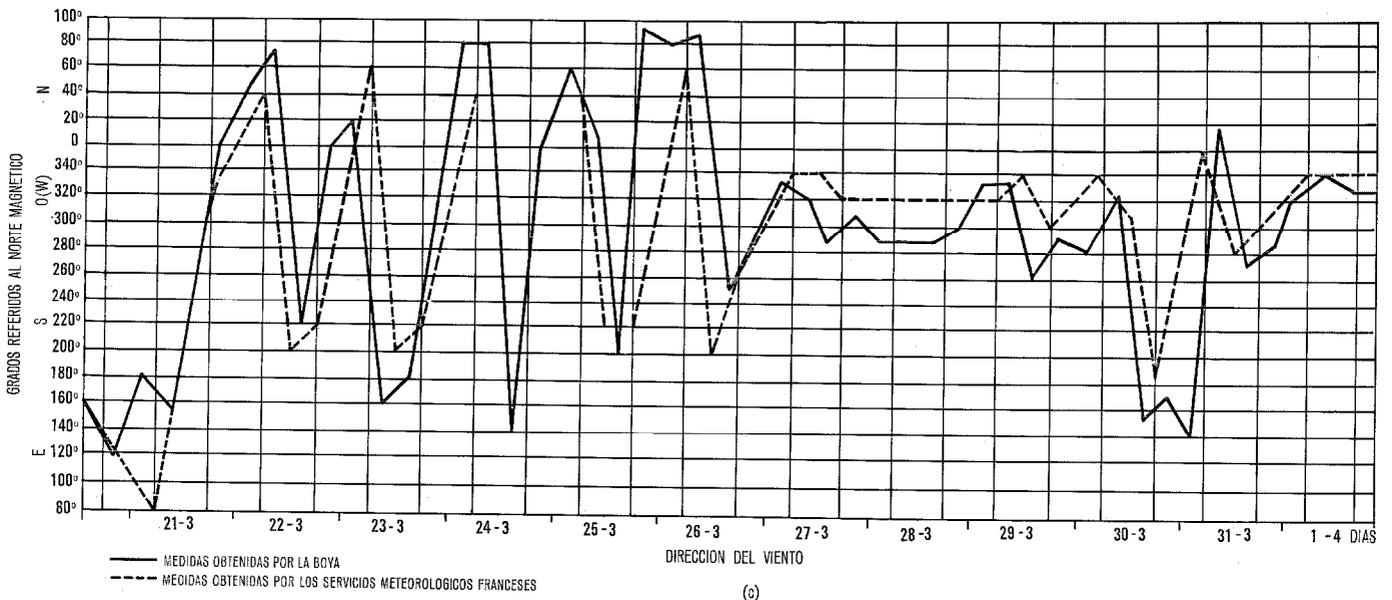
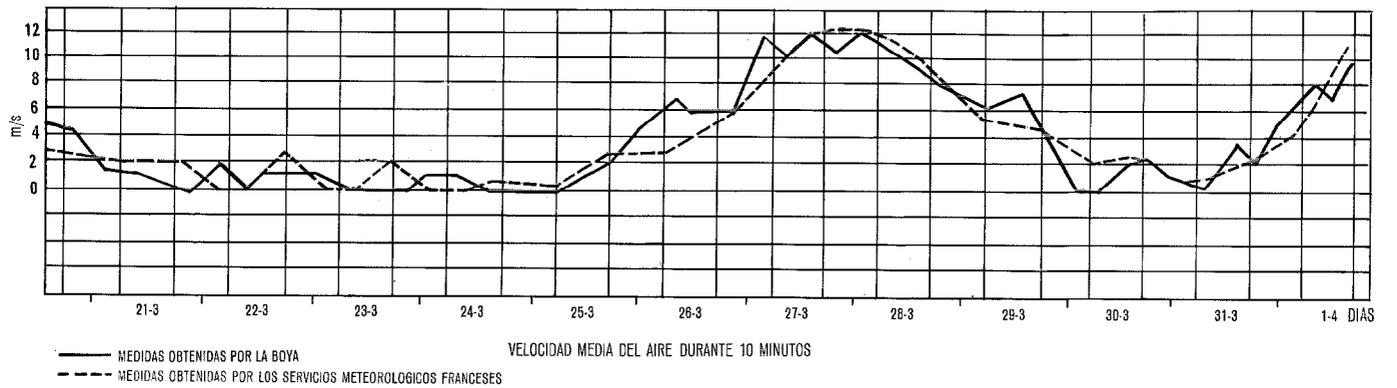
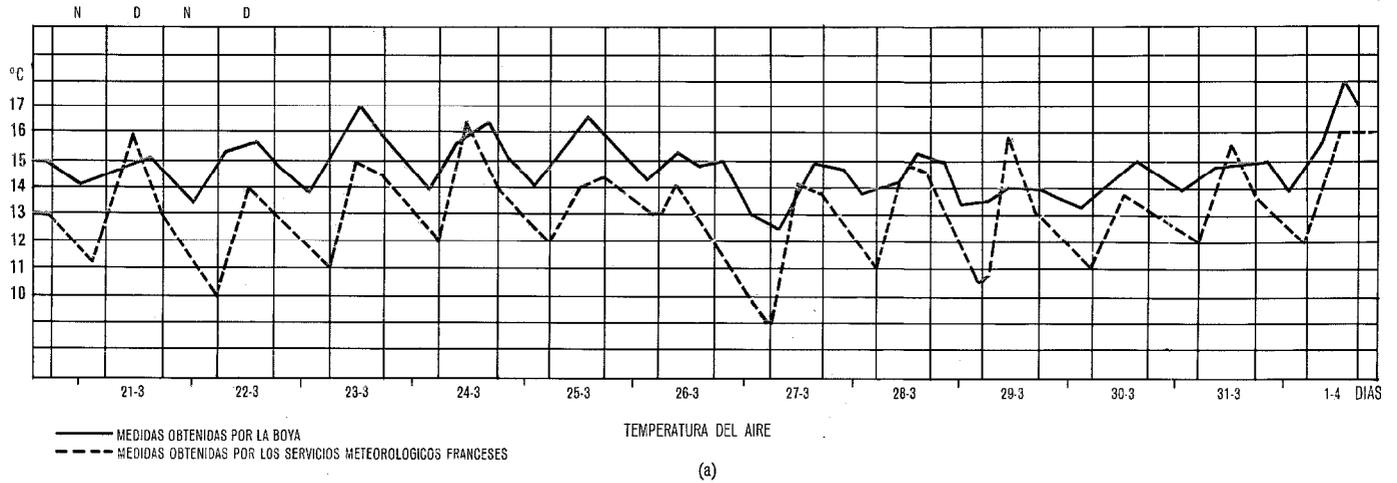


Fig. 12 Comparación entre las medidas obtenidas por la boya y por el Servicio Meteorológico Nacional Francés. Todas las medidas se han hecho diariamente a las 4, 10, 16 y 24 horas.

tenidos. Se dispone de una salida digital (código BCD: 6 caracteres y 4 bits) para facilitar la aplicación de datos a un computador. El suministro de energía se obtiene de la red de 220 V. C. A. 50 Hz.

El equipo consta de los siguientes conjuntos funcionales (Fig. 11):

- circuitos de filtraje
- medidor de frecuencia automático
- impresor
- circuitos de generación del telemando
- transmisor-receptor.

La antena y el transmisor-receptor utilizados son idénticos a los equipados en la boya, salvo que la potencia de salida del transmisor se ha elevado a 15 W, lo que, juntamente con el procedimiento de codificación de doble modulación utilizado, permite un alto grado de protección contra recepciones defectuosas.

Para control remoto se dispone de un conmutador selector de 12 posiciones que permite la interrogación de varias boyas desde la misma estación mediante la adición de tarjetas impresas.

Los resultados de las medidas obtenidos de las boyas interrogadas se imprimen numéricamente. Estos números representan la frecuencia de telemando, (2000—3000 Hz), y el número de código del sensor (1 a 12). Las curvas de calibración que se suministran con cada sensor permiten la deducción de los valores reales de los parámetros medidos y registrados en forma gráfica.

El gráfico de la figura 12 que se obtuvo de una boya amarrada en el Mediterráneo se comparó con las obtenidas por la estación meteorológica local de Marsella.

Siendo

x es el valor medido por la boya

y es el valor medido por la estación meteorológica de tierra

x e y son los correspondientes valores medios.

El coeficiente de correlación:

$$r = \frac{(x - \bar{x})(y - \bar{y})}{(x - \bar{x})^2 (y - \bar{y})^2}$$

donde

x es el valor medido por la boya

y es el valor medido por la estación meteorológica de tierra

\bar{x} e \bar{y} son los correspondientes valores medios;

calculado r a partir de velocidades del viento almacenadas durante horas sinópticas en Marsella y en la boya, alcanza 0,93, que es un resultado muy satisfactorio.

Puede observarse que desde el 21 al 25/3/72 la velocidad media del viento es de baja amplitud y sopla del sur durante el día (brisa del mar) y desde el norte durante la noche (brisa de tierra). Del 26 al 29/3/72 la velocidad media del viento aumenta considerablemente

y la dirección se estabiliza tanto por la noche como por el día, cuando el viento es de nor-norocste (Mistral).

Simultáneamente, hay una variación en la temperatura de aproximadamente 2° entre la noche y el día y una caída en la temperatura media durante los periodos del Mistral.

Conclusión

En general, las características de los circuitos electrónicos del sistema de telemetría y control remoto que equipa la boya L 55 y su estación de explotación, cumplen los requisitos de la mayor parte de los usuarios; y el equipo opcional propuesto permite resolver los problemas particulares.

La facilidad de instrumentación de la boya, permite explotar todos los recursos de los sistemas, sin exigir personal excesivamente técnico o facilidades especiales de equipo.

El poco peso de la boya y su independencia del flotador de superficie con respecto a la caja del equipo, contribuye también a la estabilidad de la boya en el mar.

La Comisión Oceanográfica Internacional (IOC, de International Oceanology Commission) ha decidido diseñar el Sistema de Estación Oceánica Global Integrada "IGOSS" (de Integrated Global Oceanic Station System). Se utilizará la boya L 55.

En el futuro, la boya L 55 podrá equiparse con un transmisor más potente con codificación de impulsos para la adquisición de datos meteorológicos y oceanográficos mediante un satélite geostacionario.

Paul Vitureau nació en Lunéville, Francia, en 1922. Ingeniero de "Météorologie Nationale" fue responsable hasta 1955 de la meteorología aeronáutica de Indochina. En 1956 fue consejero técnico del "Secrétariat Général" de la "Défense Nationale". En 1965 fue Jefe de la división "Physique du Globe" en la "Direction des Recherches et Moyens d'Essais (DRME)" del Ministerio de Guerra francés. En la actualidad trabaja en el "Centre National pour l'Exploitation des Océans (CNEXO)" como Jefe del departamento "Interactions-Mer-Atmosphère".

Jean Turriere nació en Montpellier (Francia) en 1921. Se graduó como Licenciado en Ciencias y adquirió un título en "Astronomie approfondie" en 1945. Hasta 1949 trabajó como ingeniero contractual en "Constructions et Armes Navales" donde llevó la responsabilidad de los Laboratorios de Marcoussis. En 1949 fundó la "Société d'Etudes, Recherches et Applications Radioélectriques" en París que dirigió hasta 1955. Desde 1955 a 1959 asumió las funciones de ingeniero contractual en el servicio técnico de Telecomunicaciones del Aire. En 1959 ingresó en el Laboratoire Central de Télécommunications donde trabajó sucesivamente en ordenadores digitales, radar y espacio. Desde 1959 lleva la responsabilidad del grupo meteorológico-oceanográfico.

El futuro de las técnicas de señalización ferroviaria: ¿hacen falta nuevos métodos?

La creciente necesidad de automatización de los ferrocarriles es el resultado del aumento continuo del volumen de tráfico ferroviario. En el siguiente artículo se describen las técnicas actuales de automatización de los ferrocarriles y se admiten nuevos posibles métodos.

Se resalta la aplicación de los ordenadores de programación libre como elementos de control de la señalización de ferrocarriles.

Dr. W. JAKOB

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania Federal

Exigencias de los ferrocarriles actuales y futuros Infraestructura

A la vez que crece la industrialización y aumenta la productividad, crecen año a año las exigencias del tráfico de pasajeros y de mercancías por carretera y por ferrocarril, por aire y por agua. En la República Federal Alemana la gran densidad de población y el crecimiento de los centros industriales condicionan fuertemente las zonas que pueden utilizarse para estructuras del tráfico. Esto significa que en el futuro hay que aumentar la capacidad de los sistemas de tráfico existentes sin contar con mayores espacios. Esto también quiere decir, naturalmente, que habrá que aumentar la densidad de tráfico en todos los sistemas.

Ya se ve actualmente que casi se han alcanzado los límites de capacidad de los sistemas individuales de tráfico y que no se puede aumentar esta capacidad sin recurrir a nuevas tecnologías. Se ha demostrado que, por razones políticas y comerciales, los sistemas ferroviarios de tráfico permiten mejor esos aumentos.

Seguridad

Los aumentos de capacidad de los sistemas de tráfico necesitan normalmente mayores velocidades y densidades. Ambos factores exigen necesariamente, a su vez, mayor seguridad. Hoy en día es el error humano, en la mayor parte de los casos, la causa de las situaciones peligrosas y de los accidentes. En el futuro deben aplicarse en el mayor grado posible los sistemas automáticos.

Condiciones del cliente

Para que un sistema de tráfico resulte atractivo a un cliente debe satisfacer las condiciones siguientes:

- proporcionará unas facilidades de transporte amplias y flexibles;
- ofrecerá períodos de espera cortos;
- dará tiempos mínimos de transporte;
- será competitivo frente a otros sistemas de tráfico.

Automatización

Actualmente el ferrocarril es un servicio que se explota con elevados costes y necesidades de personal. Debido a los altos salarios y a las dificultades de obtener el personal necesario, los ferrocarriles, igual que otras ramas de la economía, se están viendo forzados a automatizarse. A continuación se describen las for-

mas en que puede tener lugar la automatización en los años venideros.

Estado actual de la automatización

Sistemas existentes

La capacidad de transporte siempre en aumento, la creciente complejidad de la explotación, los mayores requisitos de seguridad y los costes más elevados de personal han obligado a los Ferrocarriles Alemanes durante largo tiempo a tomar medidas para conseguir una explotación más simple y más eficaz. En el campo de la tecnología de los sistemas de enclavamiento, por ejemplo, esto ha conducido al desarrollo de sistemas de enclavamiento mecánico y electromecánico por pulsadores a base de relés exclusivamente. La introducción de cualquier caja de señalización automática moderna ha dependido principalmente de la simplicidad y la eficacia alcanzada en la explotación. Esto dió lugar a una serie de cajas de señalización que tenían algunas características de funcionamiento diferentes.

Otras medidas encaminadas a mejorar la eficacia y aumentar la simplicidad de las técnicas de señalización consistieron en la introducción del tramo automático, el indicador de trenes, el funcionamiento automático de la señalización, el control a distancia (cajas de señalización de vía y nodales), y la instalación de señales en los pasos a nivel.

Situación del hombre

El continuo aumento de la aplicación de técnicas de señalización automáticas ha exigido una persona que controle y supervise el tráfico procedente de áreas cada vez mayores. Con el aumento general del tráfico ferroviario también aumentan las condiciones que se exigen al hombre. El operador ha tenido que manejar cada vez más información y si, por ejemplo, no se contaba con señalización automática, ha debido realizar más operaciones del mismo tipo. El problema de comunicación hombre-máquina se va complicando cada vez más.

Por otra parte, al crecer el volumen de explotación ha aumentado continuamente el volumen de información a intercambiar entre el personal de servicio y los centros de automatización individuales.

Conclusiones para el futuro

La calidad y el volumen de la explotación del ferrocarril depende de la calidad y del volumen del inter-

cambio y del tratamiento de información. Como hay muchos puntos de intercomunicación hombre-máquina y el hombre elabora una gran parte de la información, la capacidad actual de los ferrocarriles está limitada seriamente por la capacidad del personal. Si los ferrocarriles desean satisfacer las exigencias de los sistemas modernos de tráfico citados anteriormente, deben controlar y regular el tratamiento del tráfico por procedimientos cibernéticos. Esto implica:

- obtener todos los datos variables del tratamiento por sí mismos;
- procesar estos datos automáticamente en su mayor parte;
- permitir sólo excepcionalmente que el hombre controle un proceso autosuficiente.

Para solucionar los futuros problemas de automatización, las técnicas de señalización deben considerarse como parte integrada de todo el sistema de transporte en razón de su relación con otras partes del proceso de transporte. Para evitar inversiones inadecuadas y falsos compromisos, debe estar definido con exactitud el concepto de automatización para nuevos desarrollos.

De esta forma analizaron los Ferrocarriles Federales Alemanes el papel de la cibernética en su función de transporte y empleando técnicas de sintetización crearon un orden jerárquico de tratamiento de datos con separación estricta de funciones y claras competencias (véase la Fig. 1).

La figura muestra la estructura jerárquica del control integrado del transporte, que se divide en cinco niveles de automatización. El nivel más bajo es el nivel de campo. Comprende los elementos móviles y fijos de la vía férrea (puntos de desviación, señales, clasificación de vagones por radio, vehículos a motor, etc.).

El nivel local está constituido básicamente por las cajas de señalización.

Entre 500 y 800 centros, aproximadamente, deben realizar a nivel de distrito funciones operativas y en

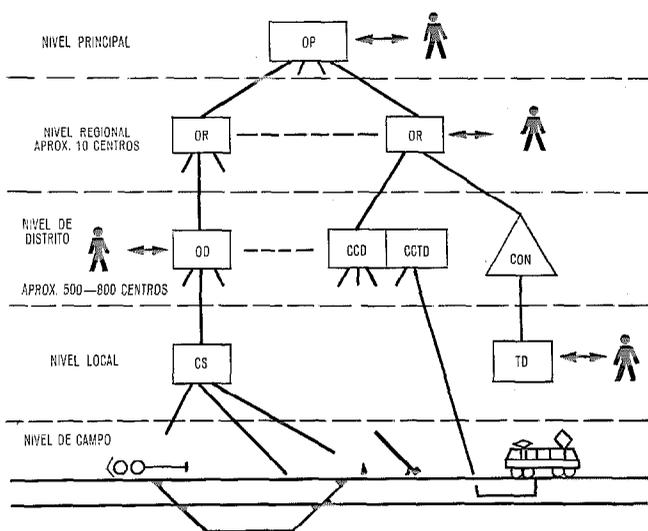


Fig. 1 Control integrado de transporte.

OP	Ordenador principal	CCTD	Control continuo de trenes a distancia
OR	Ordenador regional	CON	Concentrador
OD	Ordenador de distrito	CS	Caja de señalización
CCD	Centro de control de distrito	TD	Término de datos

parte también no operativas. Son funciones operativas, por ejemplo, el control del tren, las operaciones de clasificación de vagones, la unión y la separación de trenes, así como el control de la velocidad del tren [2, 3]. Las funciones no operativas consisten principalmente en corregir dificultades del programa.

En el nivel regional las funciones son comerciales y no operativas.

En el nivel principal tiene lugar la planificación suprarregional del control del transporte.

Los centros de automatización individuales sólo reciben información absolutamente necesaria para su tratamiento. Debe evitarse que se procesen en diferentes centros los mismos tipos de información.

Cuando se diseña un sistema de automatización hay que encontrar un compromiso óptimo entre concentración y descentralización. Para ello deben tenerse en cuenta los factores siguientes:

- creación de un sistema flexible de bloques;
- suficiente fiabilidad de cada bloque, así como de todo el sistema;
- mínimo intercambio de datos entre los centros;
- tratamiento de datos a nivel de su aparición;
- independencia de los centros dentro del mismo nivel.

Durante muchos años SEL ha desarrollado sistemas de automatización que responden a estas ideas, en estrecha colaboración con los Ferrocarriles Federales Alemanes y otras compañías europeas de ferrocarriles. Son sistemas típicos a nivel de distrito, el centro de control de distrito (CCD) y el centro de control continuo de trenes a distancia (CCTD). Se está probando actualmente en la zona de Saarbrücken un centro de control de distrito de SEL; en su primera etapa ejerce el control plenamente automático del funcionamiento de 13 cajas de señalización [4], y se está planeando otra etapa. Además, la línea Hamburgo—Bremen (100 km) está siendo equipada por SEL con un sistema con ordenadores para el control de los trenes continuos a distancia. Este sistema permite el mando totalmente automático de los trenes. Controla y supervisa de manera continua la velocidad con seguridad, desde el punto de vista de la señalización. Este sistema debe quedar instalado y en servicio a finales de 1972. Por otro lado, SEL suministra el equipo de un sistema CCTD para una parte de la línea Gotthard de los Ferrocarriles Suizos en Lavorgo.

Nuevas técnicas de automatización

Problemas del control integrado del proceso

Los problemas a resolver son operativos, no operativos y comerciales. Se dan a continuación algunos ejemplos de los diversos tipos de funciones:

Funciones operativas

- acoplamiento y desacoplamiento de trenes,
- señalización, protección y terminación de vías,
- dirección del tráfico de trenes,
- obtención de un vector de velocidad para las máquinas,
- supervisión de la velocidad real de los trenes.

El futuro de la señalización ferroviaria

Funciones no operativas

- optimización de una operación con relación al tiempo y a la geografía a nivel de distrito (planificación con correcciones),
- optimización análoga a nivel regional,
- administración del volumen disponible de transporte en forma óptima.

Funciones comerciales

- recibos de órdenes
- facturas,
- cuentas de los clientes,
- venta de billetes,
- estadística de ventas,
- contabilidad interna de la compañía.

Condiciones de seguridad y de tiempo

Todas las funciones operativas tienen que realizarse con seguridad desde el punto de vista de la señalización. Sin embargo, esto exige que se registren, transmitan y procesen sin fallo alguno los datos de entrada para el control del proceso. Lo mismo puede decirse de la producción y de la transmisión de los datos de salida y de las reacciones debidas a estos datos. Los fallos que puedan darse en estas operaciones no deben conducir nunca a situaciones peligrosas.

Las funciones no operativas y las comerciales deben realizarse únicamente en base a una buena fiabilidad. Si el sistema está dimensionado en forma óptima, el intercambio de datos entre el proceso y el control alcanza su mayor intensidad cerca del proceso. Por esta razón las funciones operativas precisan tratamiento de datos en tiempo real; cuanto más fuerte sea el intercambio de información en el circuito de control, más duras serán las condiciones de tiempo. A esto se debe que, por ejemplo, las condiciones de tiempo real para dar y supervisar las velocidades de las máquinas sean más difíciles que la determinación de las rutas de tráfico. A veces hay también condiciones de tiempo real en funciones no operativas y comerciales, pero en estos casos los retrasos en el tratamiento no implican riesgos de funcionamiento.

Soluciones mediante nuevas técnicas

Limitaciones con las técnicas convencionales

La industria debe ahora resolver con auxilio de técnicas modernas los problemas relativos a las funciones de los ferrocarriles. El desarrollo de sistemas parciales con señalización segura es especialmente interesante para el ingeniero; en comparación con las técnicas comerciales de señalización, esto supone métodos totalmente nuevos.

En la tecnología convencional de señalización, se hace el tratamiento de datos empleando por una parte elementos seguros desde el punto de vista de la señalización, como por ejemplo relés de actuación forzosa, elementos lógicos a base de transistores y núcleos

magnéticos, etc., y por otra parte componentes electrónicos discretos cuya función está supervisada por circuitos especiales complicados. Esta técnica ya no es la mejor por las siguientes razones:

- no puede aumentarse más con las técnicas actuales la velocidad de tratamiento;
- es difícil conseguir la flexibilidad necesaria para resolver los problemas futuros;
- hoy existen elementos más convenientes para almacenar información, como por ejemplo los núcleos magnéticos, los núcleos MOS, etc.);
- los costes de producción de los equipos que utilizan elementos del tipo convencional están aumentando a causa de los costes más elevados de la mano de obra correspondiente;
- el espacio que requieren y el consumo de energía son demasiado grandes;
- es más difícil aumentar la seguridad de los sistemas más grandes.

Requisitos de los nuevos desarrollos

Para las nuevas técnicas a desarrollar deben tenerse en cuenta los siguientes requisitos:

- empleo de elementos electrónicos que se produzcan masivamente;
- para conseguir una buena fiabilidad y débiles consumos de energía deben integrarse tantas funciones como sea posible. El desarrollo pasaría de la integración normal a la integración en gran escala a través de una integración media;
- no debe haber desarrollo especial de elementos "seguros" ni de circuitos integrados "seguros". Los costes de desarrollo necesarios y las pequeñas series de producción encarecerían estos elementos demasiado. Además, nuevos desarrollos de elementos industriales a precios razonables encontrarían sólo una aplicación limitada en la señalización, pues habría que hacer un nuevo desarrollo teniendo en cuenta la dependencia de la seguridad de los elementos;
- seguridad desde el punto de vista de la señalización mediante el control continuo de las funciones de grupos completos de elementos. Esto exige, en parte, un complicado tratamiento de la información de seguridad, que se reduciría al examen de la lógica. No habría que considerar por separado las diversas posibilidades de error de cada elemento ni sus efectos;
- podrían utilizarse sistemas parciales de diversas maneras como bloques integrantes de sistemas completos, lo que sería posible mediante ordenadores de programación libre.

El ordenador de programación libre como elemento de los circuitos

Aparte las ventajas de coste más bajo, alta fiabilidad, gran capacidad y reducido consumo, los ordenadores de aplicación general ofrecen las ventajas siguientes, desde el punto de vista de la señalización ferroviaria:

- pueden interconectarse sin problemas sistemas diferentes que empleen técnicas de señalización convencionales y avanzadas;
- pueden efectuarse rápidamente cambios eventualmente necesarios en el tratamiento mediante la introducción de un nuevo programa;
- para proyectos sucesivos puede emplearse siempre la versión más reciente del ordenador, ya que los perfeccionamientos tecnológicos no deben afectar necesariamente a los programas aplicados.

Sistemas con ordenadores

Fiabilidad de los sistemas con ordenadores

Exactamente igual que los elementos corrientes, el ordenador sólo tiene una fiabilidad finita que aumenta con el grado de integración funcional de los semiconductores. Una medida de la fiabilidad es el tiempo medio entre dos fallos, el llamado TMEF. Para un ordenador moderno de capacidad media es de unas 10.000 horas.

Si el tiempo necesario para reparar un ordenador es inadmisiblemente, debe tenerse en reserva un segundo ordenador. Según el tiempo de transferencia admisible, este ordenador puede trabajar en reserva activa o inactiva.

Sistemas con ordenadores con seguridad de señalización

El control de seguridad de las señales en estos sistemas será siempre ejercido por dos programas separados. Los dos resultados se comparan con circuitos comparadores externos o internos. Hay varias posibilidades de aplicar estos principios:

— Funcionamiento con un ordenador

En el curso de dos programas separados se supervisa en forma continua el funcionamiento del ordenador mediante programas de pruebas. Toda la información necesaria para la seguridad se almacena dos veces. Casi es un doble tratamiento y los procedimientos de prueba necesarios consumen capacidad adicional. El fallo del ordenador implica siempre el fallo del sistema. Por razones de fiabilidad sólo puede trabajar un sistema así, como parte de un sistema con dos ordenadores.

— Funcionamiento con dos ordenadores

En este caso hay dos programas diferentes en dos ordenadores. No se precisan programas de pruebas, ya que hay unidades separadas. Cada máquina debe ser capaz de hacerse cargo del trabajo de la otra si se produce un fallo. Este sistema es aplicable actualmente cuando puede admitirse un tiempo de reacción del orden de los segundos. Si se necesitan tiempos de reacción menores a causa de hacerse pruebas continuas de funcionamiento y falla una máquina, no basta tener la otra máquina. En este caso debe emplearse un sistema con tres ordenadores para tener la fiabilidad requerida.

— Sistema con tres ordenadores

Por razones de seguridad y fiabilidad, en este sistema cada ordenador tiene programas diferentes. Un circuito comparador externo o interno examina los resultados y no se necesitan programas de prueba.

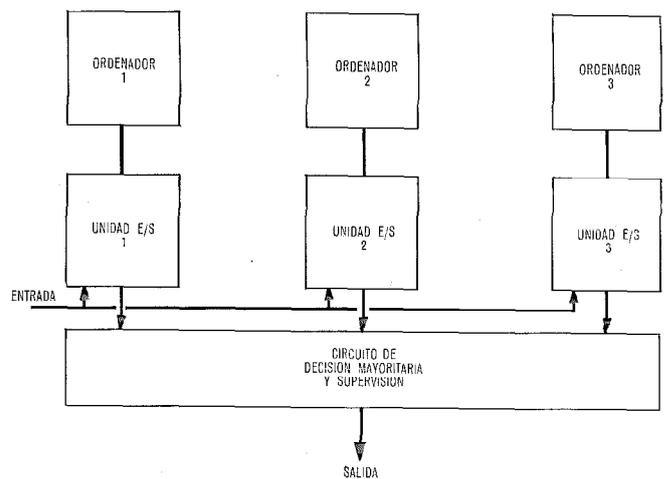


Fig. 2 Sistema con tres ordenadores para control continuo de trenes a distancia.

El tercer ordenador trabaja en reserva activa; si hay un fallo, se puede determinar el ordenador defectuoso por decisión mayoritaria y se le reemplaza automáticamente e inmediatamente por el ordenador de reserva. La figura 2 muestra un ejemplo de diagrama de bloques de un sistema con tres ordenadores que encuentra aplicación en el control continuo de trenes a distancia (CCTD). El circuito de decisión mayoritaria y supervisión compara las salidas de los ordenadores y de las unidades de entrada y salida E/S; si hay un fallo, localiza el grupo en falta y lo reemplaza inmediatamente por el grupo de reserva. Puede verse que los criterios de elección del sistema con ordenadores adecuado son la fiabilidad necesaria y los tiempos de reacción admisibles.

Equipo de transmisión de datos y de control a distancia

El equipo de transmisión de datos enlaza los centros de tratamiento con los satélites, así como los centros entre sí. El grupo de control a distancia de los satélites debe diseñarse de forma que siempre pueda supervisar su funcionamiento el centro de control. Por una parte, sus funciones son recoger y enviar datos para su tratamiento al centro de control y, por otra, recibir, decodificar y llevar a cabo con seguridad órdenes emanadas del centro de control.

Mediante el intercambio cíclico de datos pueden supervisarse las vías de transmisión y una gran parte del funcionamiento de los satélites de tal forma que no precisen ser absolutamente fiables en cuanto a señalización. La seguridad de la señalización del sistema automático, por consiguiente, puede concentrarse en buena parte en el centro de tratamiento. Esto tiene la ventaja de que los equipos de los satélites y de transmisión de datos pueden ser de tipo normal.

Resumen

Se han señalado las razones que obligan a una administración ferroviaria a automatizarse cada vez más. El aumento considerable en la automatización conse-

guido hasta ahora hace también necesario utilizar nuevas técnicas de señalización en los ferrocarriles. Estas técnicas deben ser parte integrada de todo el sistema de transporte.

En el futuro, pueden conseguirse también sistemas con fiabilidad de señalización empleando elementos, y quizás también unidades de grupo, "inseguros" en los circuitos. Especialmente el ordenador de programación libre es uno de estos nuevos elementos cuyas ventajas residen en sus aplicaciones universales y en su buena relación entre precio y rendimiento. Con esta nueva técnica se obtiene la seguridad de señalización duplicando las unidades o los elementos, o bien mediante supervisión continua del funcionamiento con un programa. Se desplaza entonces en grado considerable la seguridad de señalización de la periferia del proceso a los centros de tratamiento. Asimismo, en este sistema de automatización el hombre se verá libre de trabajos rutinarios, y sólo intervendrá en el proceso en casos excepcionales.

Referencias

- [1] W. Schmitz: Integrierte Transportsteuerung und Verkehrstechnik; Die Bundesbahn 41 (1967), págs. 931—952.
- [2] A. Delpy: Möglichkeiten des Rechnerinsatzes in der Signaltechnik der Deutschen Bundesbahn; Eisenbahntechnische Rundschau 20 (1971), págs. 412—423.
- [3] W. Köth: Vergleich der Systemmerkmale verschiedener Zugbeeinflussungseinrichtungen; Eisenbahntechnische Rundschau 20 (1971), págs. 326—336.
- [4] H. Steinfeld, W. Geber: Bezirkssteuerzentrale für den Raum Saarbrücken. Eisenbahntechnische Rundschau 21 (1972), págs. 31—40.
- [5] A. Delpy, W. Schwiuer: Probleme des Sicherheitsnachweises beim Einsatz von Prozeßrechnern in der Eisenbahntechnik; Signal und Draht 63 (1971), págs. 175—183.

Wolfgang Jakob nació el 24 de enero de 1940 en Ludwigsburg. En 1965 terminó sus estudios de ingeniería eléctrica en la Universidad Técnica de Stuttgart con la obtención del Diploma. Ingresó entonces como investigador auxiliar en el departamento de Equipo Eléctrico y Sistemas de Control, donde obtuvo el grado de Doctor Ingeniero en 1968 por su tesis sobre problemas de control con máquinas experimentales. Inmediatamente después comenzó su carrera en Standard Elektrik Lorenz AG en Stuttgart. Actualmente es jefe de proyecto de un sistema de automatización con control por ordenador para los Ferrocarriles Federales Alemanes en su parte de "técnicas de señalización ferroviarias".

El sistema de conmutación de mensajes 600 ADX

Los sistemas de conmutación de mensajes que utilizan ordenadores han aumentado considerablemente la velocidad y la eficacia de las comunicaciones, pero hasta ahora sus dimensiones y su coste han limitado su aplicación a grandes empresas y organismos. Ahora el sistema 600 ADX de ITT hace económicamente factible para casi todas las compañías de menor tamaño el aprovechar las ventajas de la conmutación de mensajes mediante registro y posterior retransmisión, mientras que al mismo tiempo reduce los costes totales por concepto de comunicaciones.

D. SHARP
S. G. BEALE

Standard Telephones and Cables Limited, Londres

Introducción

Al crear una red de comunicaciones telegráficas constituida por muchos terminales con teleimpresores interconectados mediante una o más centrales pueden utilizarse dos técnicas diferentes: la conmutación de líneas y la conmutación de mensajes. En la conmutación de líneas (por ejemplo, la red pública de télex) el operador tiene que marcar un número y establecer una conexión con el terminal deseado antes de poder transmitir un mensaje. En los momentos de más tráfico el terminal deseado se encuentra frecuentemente ocupado, lo que obliga a volver a llamar más tarde, a veces repetidamente. Puede evitarse esta pérdida de tiempo y esfuerzo empleando un sistema de conmutación de mensajes tal como el 600 ADX (del inglés Automatic Data Exchange, intercambio automático de datos), que establece automáticamente la conexión con el terminal deseado cuando éste queda libre y transmite el mensaje. Esto permite un ahorro substancial de operadores y aumenta considerablemente la capacidad de tráfico.

Los sistemas de conmutación de mensajes del tipo 600 ADX trabajan según el principio de registro del mensaje para su posterior retransmisión. De acuerdo con éste, el operador se limita a teclear el mensaje en su teleimpresor (sin haber establecido conexión previa) y añadir un sencillo código de tres letras que identifica al terminal de destino. Estos códigos son interpretados automáticamente por el sistema y se encamina el mensaje en consecuencia, empezando la transmisión en unos segundos si la línea está libre. Si se reciben durante la transmisión otros mensajes para el mismo terminal, se mantienen almacenados formando una cola. Los mensajes de la cola se transmiten en sucesión continua, sin pérdida de tiempo entre dos consecutivos. La mayor parte de los mensajes se cursan dentro de los dos o tres minutos de su entrada, con un coste por mensaje que muchas veces es muy inferior a las tarifas postales actuales.

La sencillez de funcionamiento del sistema 600 ADX permite un aumento significativo de la capacidad de tráfico en comparación con los sistemas de conmutación de líneas como el télex.

Para comparar un sistema de conmutación de líneas con el 600 ADX, supóngase que 10 terminales diferentes originan simultáneamente mensajes dirigidos a un mismo terminal. En un sistema de conmutación de líneas sólo uno de los terminales que llamen conseguirá

la conexión al primer intento y los otros recibirán señal de ocupado. Habrá, por tanto, una gran pérdida de esfuerzo y de tiempo antes de que puedan cursarse los 10 mensajes. Por el contrario, con el sistema 600 ADX, los 10 terminales que llaman transmiten libremente automáticamente en sucesión continua. El tiempo medio de duración que los 10 mensajes se cursarán en unos 10 minutos.

Otra ventaja del sistema 600 ADX es que, si hay que enviar un mensaje a dos o más destinatarios, el operador no necesita repetir el mensaje para cada uno de éstos, sino que lo escribe una sola vez en la forma normal y luego lo dirige a los terminales deseados empleando los códigos correspondientes. El sistema transmite entonces el mensaje a cada destinatario por separado, inmediatamente si la línea está libre o dentro de una sucesión de mensajes si está ocupada.

Esta rapidez de transmisión incluso durante los períodos de congestión induce a utilizar el sistema lo más posible, permitiendo así ahorrar costes por la disminución del empleo del teléfono, el télex y el correo. Más importante es la mejora de eficacia que puede conseguirse a medida que se desarrolla el hábito de utilizar el sistema. Se pueden coordinar más de cerca las diferentes actividades, evitar las repeticiones, centralizar los servicios, controlar los niveles de existencias, etc.

Sistemas de conmutación de mensajes de gran capacidad

Hasta la aparición del sistema 600 ADX los sistemas de conmutación de mensajes basados en el empleo de ordenadores eran grandes y caros, y su uso estaba limitado a organismos de gran tamaño, como pueden ser los militares o los de aviación civil con redes internacionales de teleimpresores bien establecidas.

La experiencia de ITT en los sistemas automáticos de conmutación de mensajes se remonta a 1956, año en que su asociada británica, Standard Telephones and Cables empezó a diseñar los sistemas STRAD (del inglés Signal Transmission Reception and Distribution) totalmente electrónicos con programa cableado. El sistema STRAD fue desarrollado ampliamente para poder adaptarse a los cambios de tecnología, y los sistemas posteriores emplearon componentes de estado sólido. También se hizo amplio uso de las memorias de núcleo de ferrita para aumentar la capacidad de la memoria adicional de tambor magnético.

Cuando pudo disponerse de ordenadores seguros con programa almacenado en memoria ITT fue la

El sistema 600 ADX

primera compañía que los introdujo en las redes de comunicación. En 1961 las Fuerzas Aéreas de los Estados Unidos empezaron a trabajar con el sistema 465L de mando y control. Este sistema, basado en el empleo de ordenadores, tenía una capacidad de hasta 118 líneas de datos con velocidades de 300 a 4800 baudios. Actualmente, la capacidad del sistema 465L supera aún las de otros sistemas de comunicaciones mucho más recientes que utilizan ordenadores.

En 1962 ITT introdujo el sistema 7300 ADX con control por programa almacenado en memoria. El éxito de este sistema dió origen a nuevos desarrollos y a la introducción de los sistemas 9300 ADX, DS4, 600 ADX y 6300/6400 ADX por compañías asociadas a ITT en los Estados Unidos, Francia y el Reino Unido, respectivamente. Todos estos sistemas utilizan ordenadores con programa almacenado en memoria en sus puntos nodales como órganos de control. En la figura 1 se muestra un sistema típico de conmutación de mensajes de gran capacidad, el 6350 ADX instalado en el centro de comunicaciones de Pan American. Este sistema atiende a 120 líneas dúplex.

El sistema 600 ADX

Para conseguir un sistema de conmutación de mensajes a un precio que es la tercera parte del de sistemas

anteriores hubo que reducir considerablemente los costes del equipo y de los programas.

El desarrollo durante estos últimos años de mini-ordenadores seguros y de bajo coste ha permitido reducir convenientemente los costes del equipo, y el desarrollo de programas modulares eficaces que proporcionan una gama adecuada de facilidades, sin necesidad de tener que retocar los programas para cada cliente, significa que pueden conseguirse ahora sistemas a unos precios que entran en las posibilidades de las compañías pequeñas.

Puede suministrarse el sistema 600 ADX con capacidades de 12, 24 ó 36 líneas telegráficas dúplex a velocidades de 50 ó 75 baudios. El sistema va alojado en una unidad autónoma tipo pupitre. El ordenador y sus memorias se encuentran en un armario a la izquierda, parte del equipo se monta en bastidores debajo del pupitre, y en el montante de la derecha hay un tablero de jacks y formas de cable (Fig. 2). En la figura 3 puede verse un diagrama de bloques del sistema y la figura 4 muestra el sistema 600 ADX sin cubiertas, pudiendo observarse la facilidad de acceso con fines de conservación.

Los mensajes que esperan ser retransmitidos se mantienen en la memoria de tambor magnético, que también tiene copias matrices de los programas para su

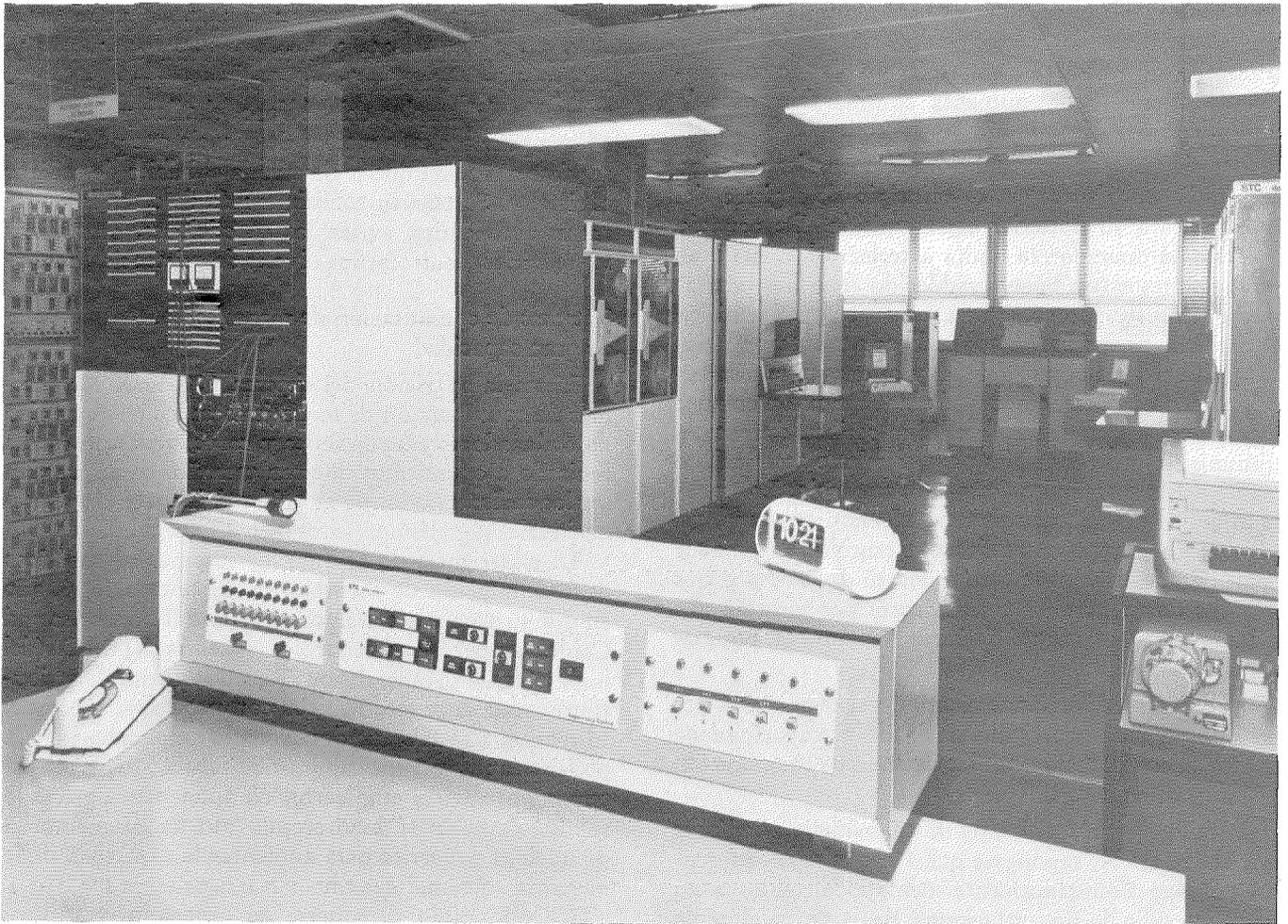


Fig. 1 Sistema típico de conmutación de mensajes de gran capacidad: el 6350 ADX, instalado en el centro de comunicaciones de Pan American.

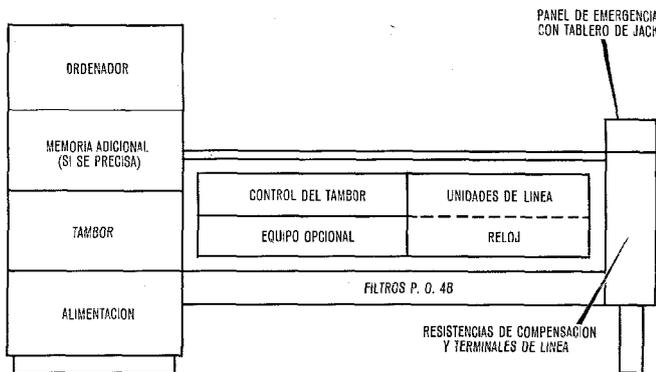


Fig. 2 Distribución del equipo del sistema 600 ADX en unidad autónoma tipo pupitre.

inscripción en la memoria de núcleos cuando sea preciso. Las unidades de línea telegráfica proporcionan la conversión entre las tensiones de señalización telegráfica y los niveles lógicos internos del ordenador.

Para que el sistema 600 ADX pueda realizar su misión de distribución de mensajes, es necesario que todos los mensajes entren en el sistema con un formato

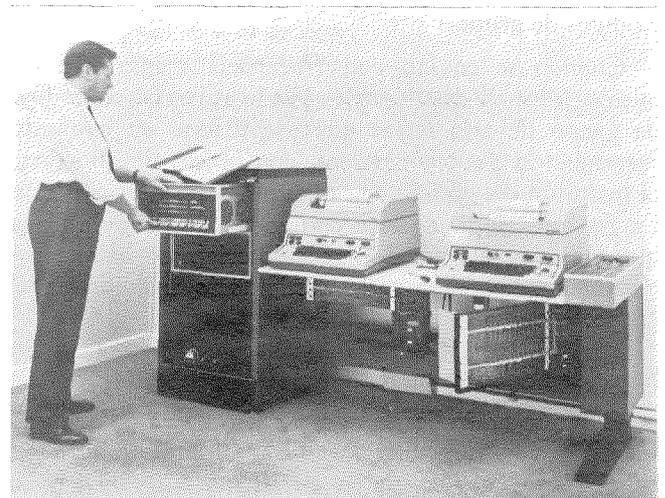


Fig. 4 Sistema 600 ADX sin cubiertas para demostrar la facilidad de acceso para la conservación.

normalizado para que puedan ser interpretados por aquel. El formato básico es el siguiente:

ZCZC ABC123
BIR LON GLW
TEXTO
NNNN

Los diversos elementos de este formato son:

- Principio del mensaje: ZCZC. Se emplea esta secuencia de letras para indicar el principio del mensaje porque normalmente no aparecerá en el texto.
- Identificación de la transmisión: ABC 123. Se incluye para que pueda registrarse el progreso del mensaje a través del sistema y puedan realizarse verificaciones para asegurarse de que el mensaje no puede perderse. Las tres letras identifican el canal por el que entra el mensaje y las tres cifras corresponden al número del mensaje, es decir el mensaje 123º del día por el canal ABC.
- Códigos de destino: BIR LON GLW. Cada grupo de tres letras indica un destinatario a quien debe enviarse una copia del mensaje.
- Texto. El mensaje.
- Fin del mensaje: NNNN. Esto indica el fin del mensaje comunicado al sistema 600 ADX.

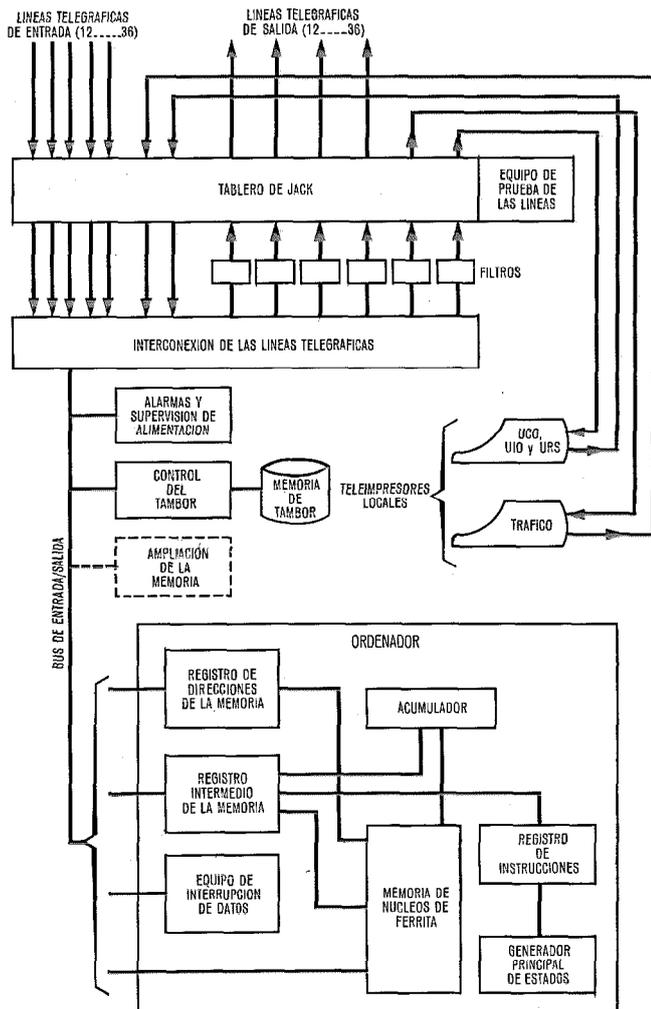


Fig. 3 Diagrama de bloques del sistema 600 ADX
UCO - Unidad de control operacional
UIO - Unidad de información operacional
URS - Unidad de registro sistemático.

Servicios que proporciona el sistema 600 ADX

Prioridad de transmisión

Como se registran todos los mensajes en el sistema antes de proceder a su retransmisión, es posible dar curso a los mensajes de gran prioridad antes que a los de prioridad baja, aun cuando se reciban simultaneamente. Se han previsto tres niveles de prioridad. A cada nivel se le ha asignado un código de dos caracteres que consiste en la repetición de una sola letra, por ejemplo:

Gran prioridad	SS
Segunda prioridad	YY
Tercera prioridad	PP

Se incluye el código correspondiente en el encabezamiento del mensaje, al principio de la línea que indica el destino.

Códigos de grupo

Cuando se envían con frecuencia mensajes a un mismo grupo de destinatarios puede utilizarse un código de grupo de tres letras que identifique un conjunto determinado de destinatarios, con objeto de ahorrarse la inclusión del código de cada uno de los destinatarios. La incorporación de este código de grupo a la línea que indica el destino del mensaje originará la retransmisión del mismo a cada destinatario incluido en el grupo.

Seguridad de los mensajes

Como se ha indicado antes, cada mensaje lleva una identificación de su transmisión (IT) que indica el canal por el que entra en el sistema 600 ADX y su número secuencial. El sistema verifica estas IT para asegurarse de que es correcta la identidad del canal y de que los números son efectivamente secuenciales. Todas las retransmisiones que efectúa el sistema 600 ADX tienen también una IT de salida que se añade automáticamente para que el operador de la estación receptora pueda comprobar que no se ha perdido ningún mensaje. Toda discrepancia que se detecte en las IT de entrada se comunica automáticamente al supervisor mediante el teleimpresor de la unidad de información del funcionamiento.

Mensajes de pruebas

Para asegurarse de que no se pasan por alto cortes de circuitos, el sistema envía automáticamente mensajes de prueba a intervalos de una media hora por todos los canales por los cuales no se ha enviado mensaje alguno durante la media hora anterior. Opcionalmente, el sistema 600 ADX puede comprobar también que recibe estos mensajes de prueba por todos los canales de entrada y, en caso contrario, indicarlo mediante la unidad de información del funcionamiento.

Características de supervisión

El sistema 600 ADX cuenta con amplias facilidades de supervisión que permiten que un operador central controle fácilmente una red con el mínimo de intervención. El equipo de supervisión consta de:

- la unidad de control operacional,
- la unidad de información operacional,
- la unidad de registro sistemático.

Normalmente las dos primeras unidades se reúnen en un teleimpresor mientras que la tercera emplea otro teleimpresor independiente. En sistemas pequeños pueden combinarse las tres en un solo teleimpresor.

La unidad de control operacional permite que el operador central interroge al sistema y modifique ajustes y parámetros para hacer frente a las necesidades diarias de funcionamiento. Esta unidad emplea un teleimpresor con teclado con respuesta automática del sistema según un formato de preguntas y respuestas que consta de 4 partes:

- demanda del supervisor,
- respuesta del sistema en el teleimpresor,

- instrucciones del supervisor,
- acuse de recepción del sistema.

Las órdenes que pueden ejecutarse son:

- Cambio del estado de cualquier canal de salida de abierto a cerrado o viceversa.
- Comprobación de la ocupación de la memoria y/o cambio del nivel al que se genera la alarma de la memoria de tambor.
- Cambio de la longitud de la cola de mensajes que esperan ser transmitidos por cualquier dirección.
- Comprobación o corrección de los números secuenciales de los canales de salida.
- Comprobación o cambio de la asignación de los canales de supervisión (ORU, JNL, REJ).
- Comprobación o alteración de tiempos.

La unidad de información operacional proporciona información sobre el estado del sistema cuando se detectan acontecimientos o secuencias determinados. Se emiten informes en las circunstancias siguientes:

- Sólo espacios para indicar que un determinado canal de entrada se encuentra en el estado "todo espacios".
- Inversiones repetidas para indicar que se han recibido caracteres por un canal de entrada sin previa señal de principio de mensaje.
- Longitud máxima cuando un mensaje supera los 4000 caracteres.
- Recepción de una nueva señal de principio de mensaje cuando se han registrado dos señales de principio de mensaje sin señal alguna de fin de mensaje entre ellas.
- No se recibe señal de fin de mensaje.
- Alarma de la memoria de tambor cuando la ocupación de la memoria alcanza un porcentaje predeterminado.
- Desacuerdo con la identificación de transmisión cuando el número secuencial de un mensaje de llegada falta o no es el que se espera.
- Alarma de longitud de cola cuando el número de mensajes que esperan su retransmisión por un canal determinado sobrepasa el valor preestablecido.
- Detección por el sistema de un fallo de energía.
- No se recibe mensaje de comprobación.
- Línea larga, es decir recepción en un mensaje de una línea con más de 69 unidades.

La unidad de registro sistemático proporciona un registro de todos los mensajes que pasan por el sistema. Se da un informe de cada retransmisión que se hace, que incluye las identificaciones de transmisión de salida y de entrada. El registro de la retransmisión final de cada mensaje se señala con un guión para indicar que el mensaje recibido ha sido cursado por el sistema.

A intervalos de 10 minutos se hace un registro horario para indicar los momentos aproximados de las retransmisiones. El informe incluye también el número de mensajes que esperan su retransmisión.

Servicio de emergencia

Como el sistema 600 ADX es sencillo y carece de duplicación de órganos como casi todos los ADX mayores, es necesario prever los medios de poder mantener el servicio en caso de fallo del sistema. Esto se

consigue con el tablero de jacks, que puede utilizar el supervisor como cuadro manual. Como característica adicional, puede incorporarse un panel de difusión que permite al supervisor transmitir simultáneamente a todas las estaciones distantes con independencia del resto del sistema.

Télex automático

La conexión para télex automático permite conectar estaciones télex determinadas a la red privada, y resulta particularmente útil cuando estas estaciones necesitan tener un terminal télex por otros motivos y no tienen suficiente tráfico para justificar el disponer permanentemente de un circuito con el sistema ADX.

En el caso de llamadas télex de salida, el sistema 600 ADX establece la llamada automáticamente, interpretando las señales que recibe y contestando adecuadamente. Se comprueba el código de invitación a transmitir antes de enviar el mensaje. En el caso de llamadas entrantes, el abonado télex debe establecer primero una llamada de télex al número correspondiente al sistema ADX y luego cursar los mensajes con el formato normalizado después de recibir el código de invitación a transmitir.

Estadísticas de tráfico

Esta característica permite al sistema 600 ADX registrar estadísticas de tráfico en forma de un cómputo acumulativo de mensajes y caracteres en cada canal, así como facilitar automáticamente un informe impreso en el teleimpresor de la unidad de control operacional todos los días a una hora prefijada. También puede obtenerse la información pidiéndola al equipo.

Aplicaciones

No es fácil valorar plenamente las reducciones de coste que pueden obtenerse con un sistema de conmutación de mensajes, ya que es difícil evaluar la mayor comodidad y la mayor rapidez de entrega de los mensajes. Sin embargo, basta considerar los ahorros en télex, teléfono y correos para poder justificar la instalación de un sistema 600 ADX.

Como ejemplo del ahorro que puede conseguirse instalando un sistema 600 ADX, puede citarse un análisis de costes real preparado por un fabricante del Reino Unido.

Los gastos de comunicación de la compañía se debían principalmente a llamadas telefónicas, representando las comunicaciones con teleimpresor sólo el 8,4 %



Fig. 5 Sistema 600 ADX instalado en el Centro Intelnet de ITT en Cockfosters, cerca de Londres.

El sistema 600 ADX

de los gastos totales por conceptos de comunicaciones. Los costes operacionales anuales del sistema 600 ADX (por alquiler y llamadas) se estimaron en el 12,4 % de ese total, un 4 % más que con el sistema télex existente. Sin embargo, se estimó que el sistema 600 ADX permitiría disminuir en 3 el número de operadores (ahorro del 2,3 %) y reduciría la factura de las llamadas telefónicas exteriores en un 10 % (ahorro del 4,6 %).

Este análisis de coste demostró que la introducción de un sistema 600 ADX podía ahorrar a la compañía casi el 3 % de sus gastos totales de comunicación, aparte de proporcionar un servicio mejor y más rápido.

Basándose en este análisis, la compañía instaló un sistema 600 ADX que comenzó a prestar servicio en enero de 1971. Comparando los costes del cuarto trimestre de 1970 y del de 1971, se vió que el sistema había reducido los gastos de comunicación de la compañía en un 7 %. Como en ese intervalo de tiempo había habido un aumento del 11,6 % en las tarifas de las llamadas, el ahorro efectivo fue de un 17,6 % con relación a los costes que podían esperarse sin instalar el sistema 600 ADX.

Conclusiones

Las ventajas de unas comunicaciones rápidas y eficaces junto con unos costes más bajos permitirán que el sistema 600 ADX tenga un amplio mercado. Hasta ahora se han vendido ya más de 20 sistemas, principalmente a compañías industriales, agencias de prensa y bancos.

ITT está utilizando en la actualidad tres sistemas 600 ADX en Bruselas, Londres y Madrid. En la figura 5 se muestra el centro de Londres. Todos estos sistemas han proporcionado grandes reducciones de coste y han permitido cursar el tráfico con mayor rapidez.

El sistema 600 ADX ha obtenido de la Junta de Diseños del Reino Unido un premio de bienes de producción en 1972. Estos premios se conceden a productos que combinan unas substanciales ventajas económicas y técnicas con la facilidad de empleo y un aspecto funcional atractivo.

David Sharp nació en Londres en 1938 y se educó en la escuela de East Barnet y en el University College de Londres, donde obtuvo el grado BSc (Eng) en Ingeniería Eléctrica en 1959. Después de un curso para postgraduados, ingresó en la Di-



Fig. 6 El duque de Edinburgo presentó el Premio del Consejo de Diseño Industrial al Presidente de STC Lord Caccia. La recompensa se acreditó al Sistema de Comunicación 600 ADX de STC, que fue diseñado y construido por la división de Sistemas y Equipo de Datos, Cockfosters, Hertfordshire.

visión de Radio de Standard Telephones and Cables donde trabajó como ingeniero de desarrollo, principalmente en sistemas telegráficos con corrección de errores.

Desde 1970 es analizador superior de sistemas en la División de Sistemas y Equipos de Datos.

Stan G. Beale nació en Portsmouth en 1928. Ingresó en Standard Telephones and Cables en 1960, donde se ocupó inicialmente del desarrollo de los sistemas de conmutación de mensajes STRAD. Desde 1965 ha trabajado principalmente en la comercialización de los sistemas ADX.

El Sr. Beale es miembro de la Institution of Electronic and Radio Engineers.

PROTEST - Un lenguaje para pruebas

PROTEST, un lenguaje a alto nivel para especificar rutinas de pruebas. Las rutinas escritas en PROTEST pueden ser intercambiadas entre diferentes equipos de pruebas y entre las muchas casas de ITT en Europa. Están basadas en un amplio sistema de programas de ordenador.

M. H. GILL

Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Inglaterra

Introducción

El funcionamiento de un equipo automático de pruebas se controla mediante un grupo de instrucciones típicas para cada tipo de equipo. La experiencia demuestra que sólo el especialista del equipo es capaz de conocer bien este lenguaje. Dentro de ITTE, están en uso muchos equipos automáticos de test diferentes, cada uno de ellos con sus propios especialistas. Esta diversidad de lenguajes de difícil comprensión, puede llevar al aislamiento de los diversos grupos de especialistas de pruebas. En estas circunstancias no es posible intercambiar información de prueba, incrementándose las dificultades de fabricación. Tampoco es posible el comparar las rutinas de pruebas escritas por grupos diferentes para probar equipos similares y como consecuencia, los métodos de test para productos esencialmente similares pueden ser muy distintos.

Tomando en cuenta estas dificultades varias casas de ITTE interesadas, se reunieron con la intención de definir un lenguaje común de pruebas apropiado para las necesidades particulares de sistemas de conmutación. Al mismo tiempo un intento similar se estaba examinando por la American Aviation Industry. Se decidió definir un lenguaje separado para las necesidades de ITT debido a que el programa de tiempos necesario para el proyecto americano era demasiado extenso.

Selección del lenguaje

El lenguaje de pruebas elegido finalmente por todos los interesados fue llamado PROTEST. Este es un lenguaje de alto nivel para definir y comunicar especificaciones de pruebas.

Usando el PROTEST, las especificaciones se escriben de una forma que es totalmente independiente del equipo de test utilizado. Esta independencia del hardware permite que las especificaciones de pruebas puedan ser escritas de una forma fácilmente comprensible por el personal de pruebas. También, debido a que el escritor de las especificaciones no tiene que preocuparse con las dificultades e idiosincrasia del equipo de pruebas utilizado, puede concentrar toda su atención en el equipo a probar. Esto lleva a ventajas inmediatas y obvias.

Productividad

Cuando el ingeniero utiliza un lenguaje que es fácil de leer y de comprender, escribe rápidamente. Los tests son comprensibles a medida que se escriben, así que los errores se reducen. Durante ensayos de prueba los test son fáciles de seguir y por lo tanto, de corregir si es necesario.

La experiencia ha demostrado que utilizando un lenguaje de alto nivel, se consigue una reducción del 40 % al 50 % en el tiempo tomado para escribir rutinas de test. El lenguaje PROTEST completo, tiene características avanzadas que permitirían futuras mejoras.

Debido a que la rutina PROTEST es un documento legible la sección de inspección de la línea de producción funcionará con más efectividad. Esto reducirá el tiempo necesario para las pruebas y contribuirá directamente a una mayor eficiencia.

Comprensión

El PROTEST está basado en el inglés y utiliza términos fácilmente reconocidos por todos los ingenieros. La distribución de las instrucciones del PROTEST, es simple y fácil de comprender. Esta comprensión es una considerable ayuda en la generación y control de las rutinas de prueba. Además, debido a que los test están escritos de una forma comprensible, la dirección es capaz de analizar, al tiempo que se generan, tanto los test propiamente dichos como la filosofía de test utilizada por el escritor de la rutina. Esto es muy difícil de hacer cuando los test están escritos en forma comprensible solo por el especialista escritor de la rutina.

Esta comprensión también ayuda al mantenimiento y mejora de las rutinas de prueba existentes porque no es necesario recurrir al escritor de rutinas original cuando se ponen al día rutinas ya existentes, ni como es el caso ahora con algunas compañías, al diseñador original del equipo de test. Utilizando PROTEST, cualquiera que posea un conocimiento elemental del lenguaje y comprenda los comentarios, puede corregir y mejorar una rutina de test existente, y será entendida por todo el que esté relacionado con lo que se ha hecho.

Intercambiabilidad

Las rutinas de prueba escritas en PROTEST pueden ser intercambiadas bien entre equipos de prueba de distinto tipo o entre diferentes variaciones del mismo tipo. El intercambio puede ser también entre compañías, porque las rutinas están escritas en una forma standard. El intercambio se hace posible entre bastidores de test porque el programa de ordenador que genera las instrucciones para cada bastidor de test puede comprender la rutina como una entrada.

La intercambiabilidad es valiosa cuando la producción se cambia de una casa ITTE a otra, o cuando, dentro de una casa, el equipo de prueba de reserva se está utilizando debido a fallo del equipo principal, o

PROTEST: Un lenguaje para pruebas

cuando el equipo de test usado en la sección de reparación es quizás más lento o difiere del equipo utilizado por la inspección de expedición. La intercambiabilidad entre bastidores de test que son variantes del mismo armazón de test básico, es una facilidad extremadamente valiosa requerida por las compañías que desean poner al día sus equipos de test existentes por cambios de diseño, o versiones mejoradas del equipo de test.

Actualmente esto último es difícil de realizar debido a las extensas inversiones efectuadas en rutinas de test escritos en lenguaje orientado a la máquina que puede ser comprendido sólo por los diseñadores del equipo original. Por tanto, si un equipo de test debe ser mejorado, hay que utilizar un potencial humano escaso y caro para alterar las rutinas de test existentes. Sin embargo, utilizando el lenguaje de alto nivel PROTEST, lo único que se necesita para mantenerse al día con los cambios de hardware es que el compilador genere nuevas instrucciones de test. Cuando el compilador sea cambiado de acuerdo con la nueva versión del bastidor de test, entonces las rutinas de test pueden ser producidas a alta velocidad, porque la entrada original PROTEST es también válida y se producirán aún tests que serán funcionalmente los mismos.

Estructura del lenguaje

El lenguaje PROTEST se utiliza para escribir detalles de una especificación de test como una serie de instrucciones por ingenieros de pruebas que escriben sus rutinas PROTEST en formatos especialmente diseñados. Estos son llevados a la sala de perforación para transcribirlos a tarjetas perforadas. Las tarjetas se llevan entonces al ordenador que ejecuta los programas de software PROTEST. Las tarjetas son comprobadas para detectar errores y re-procesadas hasta que están libres de errores. Cuando se han suprimido todos los errores de las instrucciones PROTEST, el programa compilador dentro del ordenador decide lo que cada instrucción significa, y cómo debe ser ejecutada en el equipo de test. El programa entonces produce una cinta que se utiliza para gobernar el equipo de test. La rutina de test debe ser ahora comprobada con el hardware para asegurar que sólo acepta unidades "buenas", y rechaza todas las unidades "malas". Si se encuentran fallos en la rutina durante este período, el original PROTEST es modificado en consonancia y se produce una nueva cinta de test. La figura 1 muestra la preparación de una rutina PROTEST y su uso para probar una unidad.

Si el test debe ser realizado por un equipo distinto de test, sólo tiene que ser cambiado parte del programa compilador.

Operadores

Cada instrucción contiene una palabra significativa reconocida como un operador. Por ejemplo, para hacer una conexión utilizamos el operador CON y para hacer una lectura, utilizamos el operador READ.

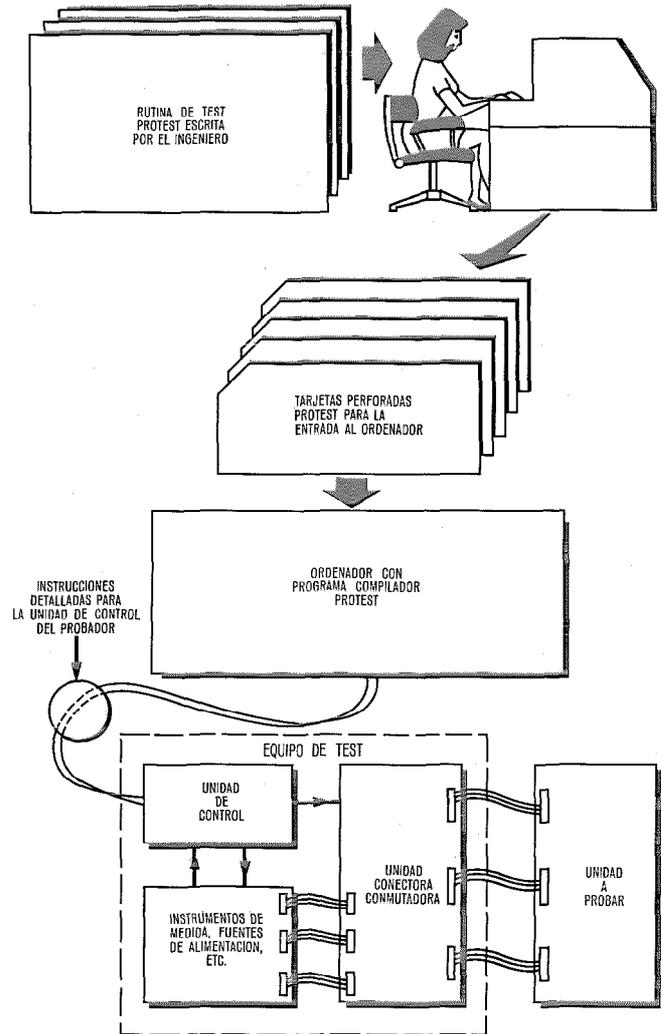
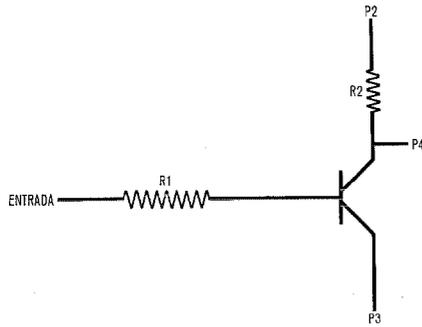


Fig. 1 Un diagrama de bloque de equipo PROTEST.

Cada operador es seguido por un parámetro apropiado. Por ejemplo, CON 12 V sería una orden para conectar 12 voltios; o READ 1 V/2 V significa leer un voltaje y señalar un fallo si el valor no está entre estos límites. A continuación del valor se escriben los nombres de los "pins" (puntos de prueba) en la unidad que se prueba, los cuales han de ser utilizados para la conexión o donde los valores deben ser medidos. Algunos operadores no requieren información adicional, por ejemplo el operador SEQ, que señala el comienzo de una nueva secuencia de test.

En PROTEST una instrucción es comparable a una frase. La figura 2 muestra 5 instrucciones. Forman una secuencia PROTEST que es parte de una rutina de test para el circuito sencillo mostrado. Aquí la energía se conecta entre los pins P2 y P3, debe conectarse una señal de excitación a la entrada, y la salida en la pin P4 será medida y comprobada entre ciertos límites de aceptación.

La última instrucción de la secuencia es una instrucción ACT. En esta orden se comprueba el registro de paridad para la secuencia. Si esto es correcto se conectan los dispositivos a la unidad a probar. Cuando los dispositivos han sido colocados se toman la medida o medidas y comprueban los límites. Cual-



1	SEQ	—	—	—	N61J	PJP1	—	—	—
2	CON	12 V	P2	P3	8261	P48P	8262	P48P	88J1
					P54P	81J3	P54P	L98P	2P3J
					50P1	3JJ2	P1P1	—	—
3	CON	2 V	INPUT	P3	8241	P48P	8821	P48P	8846
					P48P	L98P	2P38	5086	P2JJ
4	READ	1V/1.5 V	P4	P3	9PJ1	P54P	JPL1	P54P	82P2
					P48P	2P5P	4NP1	P1P8	—
5	ACT	—	—	—	N8JJ	2J11	N9JJ	2J31	—
					L7P1	2PK6	2161	—	—

Fig. 2 Una secuencia PROTEST que forma parte de una rutina de test para un circuito sencillo.

quier fallo detectado es registrado por el bastidor de prueba.

Se ve también el código de máquina necesario para realizar esta secuencia en el probador. El detalle de este código no es importante pero demuestra claramente la dificultad de intentar controlar un sistema de test universal salvo usando un lenguaje de alto nivel.

El segundo ejemplo, dado en la tabla 1, muestra una de las posibilidades de escritura abreviada disponibles para el escritor de rutina PROTEST. Aquí es necesario confirmar que no hay conectado a tierra ningún pin (punto de prueba) de una lista dada y si esta condición no se realiza entonces se identifica el pin en fallo.

Una vez definida la lista, el escritor de rutina sólo tiene que escribir cuatro instrucciones en lenguaje PROTEST para llevar a cabo esta rutina. La salida del compilador es ahora en dos partes: lenguaje de máquina que opera el equipo de test y una salida desarrollada como la indicada en la tabla 1. Para el operario probador en la zona de test de producción el formato comprimido de la entrada del compilador puede ser una complicación ya que el equipo de test le da sólo la identidad de la secuencia en fallo. Sin embargo con esta información puede referirse a las especificaciones de test completamente desarrolladas del compilador como las dadas en la tabla 1 para descubrir el significado de la prueba fallada.

Otros operadores que simplifican la labor del escritor de rutinas se muestran en la tabla 2. Esta tabla 2 también da una selección de los operadores básicos disponibles.

Palabras claves

Si durante la fabricación el circuito de la figura 2 ha sido ensamblado con valores de resistencias equi-

vocadas, el test como está escrito podría destruir un transistor en buen estado. Una forma en la que esto puede evitarse es limitar la corriente suministrada por la fuente de 12 voltios. La instrucción 2 de la figura 2 quedaría entonces así:

CON 12 V/IMAX = 100 MA P2 P3.

Esta instrucción da un ejemplo de uso de la característica de la palabra clave (en este caso la palabra clave IMAX =). Las palabras claves son una útil y potente característica del PROTEST. Algunas de las palabras claves ahora disponibles también se muestran en la tabla 2.

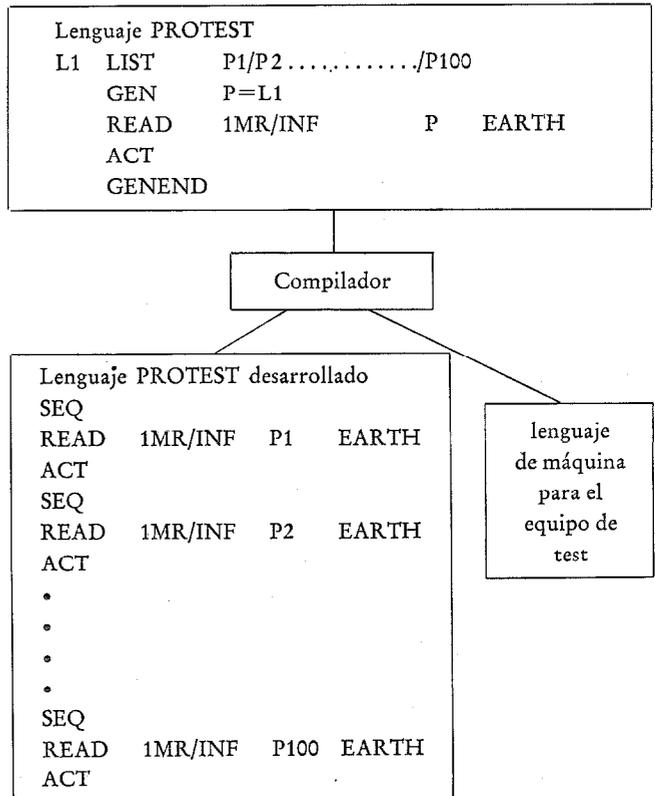
Una secuencia es la parte más pequeña de una rutina de test que provoca una decisión GO/NO GO por el equipo de test. Las secuencias se agrupan en ciclos para facilitar la escritura de las rutinas y también por conveniencia del trabajo de reparación.

Las conexiones normalmente existen sólo durante la duración de la secuencia en la cual están especificadas, lo cual libera al escritor de rutinas de la labor de especificar las desconexiones. Sin embargo, esta regla puede fácilmente cambiarse por el escritor para aquellas conexiones que desee mantener.

Compilador PROTEST

Como ya se ha dicho, la especificación de prueba escrita por el ingeniero de pruebas, debe ser traducida a un grupo de instrucciones que alimentan el equipo de pruebas. Esta operación de traducción se efectúa por medio de un programa de ordenador llamado el compilador.

Tabla 1 - Salida y entrada del compilador.



PROTEST: Un lenguaje para pruebas

Tabla 2 - Algunos operadores típicos.

Operador	Función
Operadores del test general	
SEQ	Marca el comienzo de una nueva secuencia de test.
CON	Conecta un dispositivo excitador de pruebas a la unidad en pruebas.
READ	Mide un valor y comprueba que está entre límites especificados.
ACT	Marca el final de la especificación de la secuencia de test y comienza la prueba de hardware que efectúa las acciones requeridas.
WAIT	Retarda la acción de todos los operadores que siguen.
CYCLE	Marca el comienzo de un nuevo ciclo de secuencias de test.
PRINT	Ordena al programa de hardware la impresión de un mensaje.
Operadores de bifurcación	
IF	Bifurcación condicional. La condición es el éxito o fracaso de la secuencia de test.
GOCYCL	Bifurcación incondicional a un operador de ciclo.
Operadores de asistencia general	
CALL	Obtiene una subrutina de la biblioteca, pasa los necesarios valores a la subrutina y efectúa las pruebas que resultan.
LIST	Permite dar un nombre a una cadena de nombres de pin.
PARAM	Los parámetros que especifican algunas condiciones de test son muy complejos y usados muchas veces en una rutina de test. El operador permite dar un nombre a esta lista y este nombre es utilizado en lugar de la lista.
EQUATE	Relaciona los nombres de pin del conector de la unidad a nombre del usuario que pueden ser más convenientes para el escritor de la rutina. Cualquiera de ellos puede entonces ser utilizado en la rutina.
<i>Palabras clave</i>	
El lenguaje PROTEST permite al usuario especificar valores en cualquiera de las unidades generalmente utilizadas por los ingenieros. En la mayoría de los tests, valores sencillos son suficientes. Entradas típicas serían, 12 V, 10 KR ó 100 NS. Sin embargo los valores en algunos pasos de test requieren mayor claridad, y esto se consigue mediante el uso de palabras clave. A continuación se muestra una selección típica.	
IMAX = valor	Define la corriente de corte para un voltaje aplicado.
FREQ = valor	Define la frecuencia de una fuente CA o forma de onda del impulso.
AMPL = valor	Define la amplitud de un impulso.
RISE = valor	Define tiempo de elevación de una forma de onda.
WIDTH = valor	Define la anchura de un impulso.
LEVEL = valor	Define el valor de una señal lógica aplicada.
GT = valor	Define el valor que una señal lógica recibida debe exceder para ser aceptada.
TYPE = {	Define el tipo de medida que se efectúa durante un análisis de forma de onda.
elevación	
anchura	
etc.	

En la actualidad existen en el mercado muchos tipos diferentes de equipos de pruebas. Las cambiantes necesidades de una compañía grande exigirán el empleo de diferentes equipos para distintas condiciones de prueba. Además, los avances en la tecnología llevarán a equipos de prueba más avanzados y así a aumentar la variedad de equipos empleados.

Sería, desde luego, prohibitivamente caro desarrollar un compilador PROTEST completamente nuevo para cada uno de estos sistemas de prueba. Sin embargo resulta posible hacer el compilador en forma de dos programas separados. El primero se refiere al lenguaje PROTEST y no cambia con las diferentes máquinas. El segundo programa tiene una estructura diseñada para adaptarse fácilmente a las variaciones de los distintos equipos de pruebas. El primer programa toma cada instrucción de lenguaje y comprueba su propia conformidad y correcto uso. Estas comprobaciones principalmente implican la comprobación de que la sintaxis de la instrucción está de acuerdo con los requisitos del operador especificado. También se hace una comprobación para asegurar que los operadores, parámetros y palabras claves especificadas son las que pertenecen al subconjunto del lenguaje PROTEST que se está utilizando.

Además todos los nombres de los puntos de prueba son comprobados para ver si existen, y la información que relaciona un nombre de pin a una salida particular del bastidor de test es encontrada automáticamente por el programa y asignada a este punto. Una característica más de este programa en el conjunto compilador es que desarrolla todas las instrucciones implicadas, esto es, todas las formas abreviadas de escribir instrucciones en PROTEST son desarrolladas totalmente a su estado PROTEST elemental. Finalmente, como una protección contra averías al equipo de prueba, se hace una comprobación para ver que ninguna de las reglas de bifurcación han sido violadas en este módulo particular. El programa imprime cada instrucción a medida que se comprueba y cualquier error es señalizado al aparecer.

Si no hay errores asociados a cada tarjeta, se imprimen después de que el listado ha terminado. Si no se han detectado errores, el módulo, después de desarrollarse, es almacenado en la biblioteca de módulos.

El segundo programa toma módulos de la biblioteca de módulos, los ensambla en una rutina completa de test y entonces genera las instrucciones de máquina requeridas por cualquier bastidor de prueba particular. Aquí pueden aparecer errores otra vez. Por ejemplo, una prueba específica de funcionamiento o quizás, un aspecto particular del bastidor de pruebas, se utiliza demasiado frecuentemente y no hay suficiente hardware para permitirle al test su funcionamiento de esta forma. Todos los errores que se detectan son anotados y listados. Cuando la rutina está libre de errores, se genera una cinta para controlar al bastidor de prueba.

Como ayuda para el ingeniero que desarrolla la rutina de prueba, cada instrucción PROTEST se lista con el código de máquina que genera.

Otras posibilidades

Si el ordenador al que se llevará el compilador es pequeño, las facilidades PROTEST disponibles quedarán limitadas al grupo básico para definir rutinas de pruebas. En cambio si el ordenador es grande y con gran memoria, se pueden utilizar las siguientes facilidades.

Documentación de referencia

Se han escrito programas que generan la documentación de referencia para la rutina de prueba. Esta documentación se ha adecuado a las necesidades de diferentes usuarios.

En cada secuencia, el ingeniero de test escribe comentarios que indican las faltas probables que causarán el fallo de la secuencia. Estos comentarios son editados e impresos para formar un diccionario de faltas, que es entonces utilizado por la sección de reparaciones para corregir la mayoría de fallos.

Sin embargo para localizar faltas más difíciles es esencial que la sección de reparaciones tenga un registro de la rutina de test que sea claro y exhaustivo. A este propósito se suministra un listado sencillo y com-

pleto de PROTEST. Esto permite que las acciones del test sean completamente comprendidas y si es necesario facilita la realización de pruebas manuales para aislar fallos. Además, se suministra una lista de las principales instrucciones de test que permiten al ingeniero acortar cualquier proceso manual necesario.

Programas de servicio de biblioteca

Estos programas controlan el funcionamiento de la biblioteca de módulos, la de copia y la de subrutinas. Estas bibliotecas, que usa el escritor en la preparación de las rutinas de prueba, hay que formarlas y periódicamente borrar aquellos registros que ya no sean necesarios. Después de efectuar varios borrados es necesario condensar la biblioteca para dar más espacio de trabajo a los nuevos miembros que sean añadidos. Existen programas para todas estas funciones.

Generador del compilador

No es estrictamente un programa subordinado sino que es fundamental para la solución de los problemas técnicos relacionados con la introducción de un lenguaje de test unificado. Para comprender los proble-

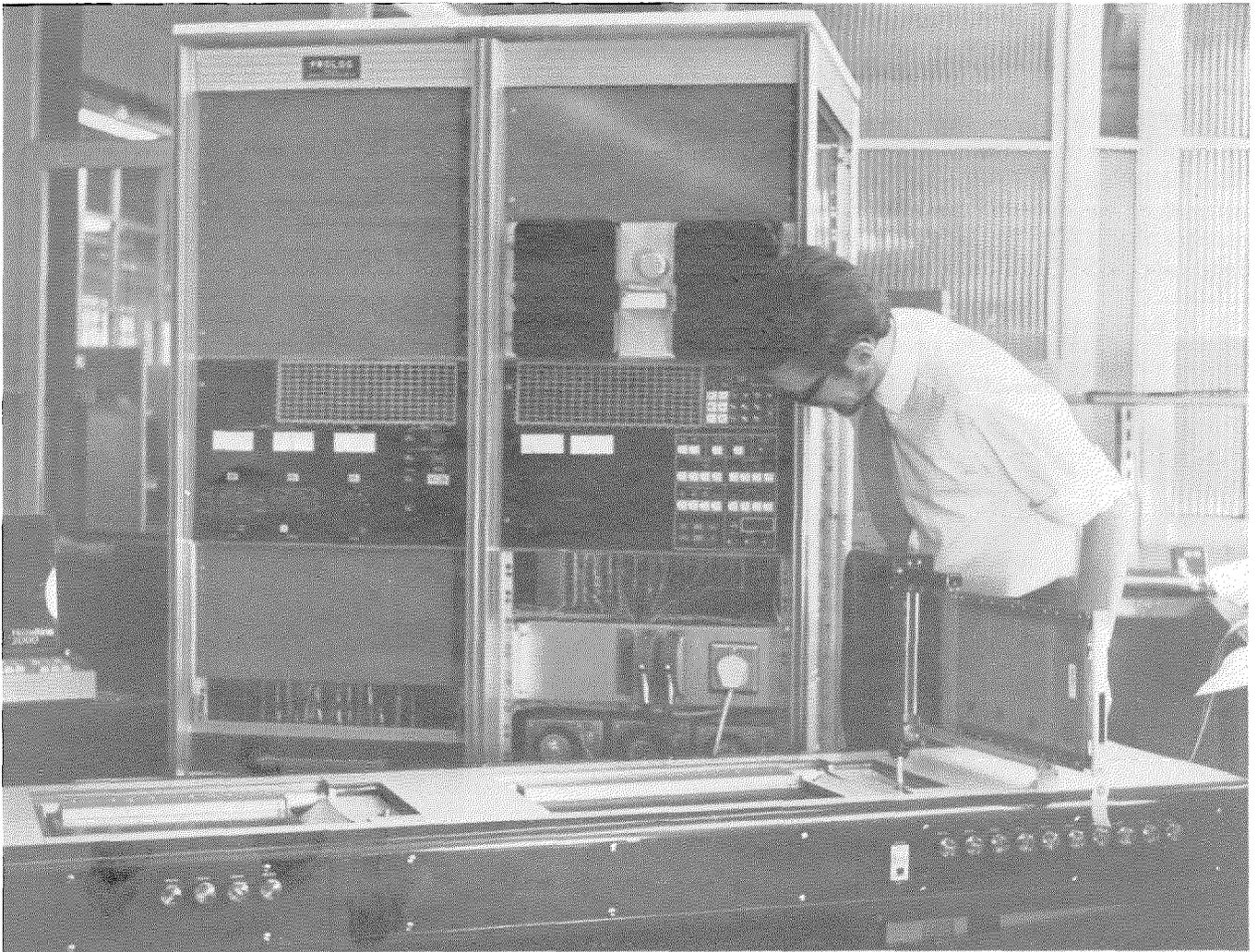


Fig. 3 Circuitos impresos de una central de conmutación TXE4 que se están comprobando mediante el lenguaje PROTEST para controlar las rutinas de test en la factoría de STC en New Southgate, Inglaterra. La cinta PROTEST puede verse en la parte derecha superior del probador. El compilador y el software están situados en un ITT Data Services y son accesibles al personal de test utilizando líneas telefónicas normales.

PROTEST: Un lenguaje para pruebas

mas se debe hacer notar primero que cada bastidor de pruebas tiene su compilador. Esto es necesario porque la cinta que se genera para un bastidor de test particular es sólo para ese bastidor. Cualquier variación en el bastidor de pruebas requerirá que el compilador tenga la descripción de estas variaciones y que tome la necesaria acción cuando genere un test para tener en cuenta estas variaciones. El programa que ha sido escrito en STL no es el compilador para un bastidor de test especificado. Más bien es un compilador generador de sistemas que permite a una línea de producto individual con un bastidor de test específico generar el compilador PROTEST para su bastidor de test particular. Lo que ocurre es que se da al generador del compilador una definición del bastidor de test específico en términos de macros*. Esto es entonces utilizado por el programa de lenguaje de macros para generar tarjetas de control para el editor de enlace y además para generar la descripción de módulos al bastidor de prueba. Las tarjetas de control son entonces utilizadas para llevar al editor de enlace a definir un compilador que satisfaga los requerimientos específicos del bastidor de test. En principio esto es una operación compleja, pero en la práctica si se desea generar un compilador se tiene que seguir un conjunto sencillo de reglas que permiten generar un compilador apropiado.

Aplicaciones

PROTEST es el lenguaje de pruebas normalizado en ITT Europa, actualmente empleado para pruebas en fábrica de las tarjetas de circuitos impresos de todos los sistemas de conmutación semielectrónica. La figura 3 muestra al PROTEST en acción en la factoría de New Southgate de STC. Se están comprobando tarjetas de

* N. del E.: Se emplea en lugar de "macroinstrucciones", conjunto de instrucciones que forman una orden con entidad propia, de menor importancia que una rutina.

* Marca registrada del sistema ITT.

circuitos impresos de una central de conmutación telefónica TXE4 que se desarrolla para la British Post Office. Otras compañías asociadas a ITT que utilizan el lenguaje PROTEST son Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica, Standard Telefon og Kabelfabrik, Noruega, y Standard Elektrik Lorenz, de Alemania Federal.

Para facilitar el acceso al ordenador se ha puesto el compilador PROTEST a disposición de los usuarios a través de un terminal de ordenador para entrada de trabajos remotos.

Se están estudiando en la actualidad nuevas áreas de aplicación para el lenguaje PROTEST que pueden dar lugar a extensiones del lenguaje. Estas extensiones serán estrechamente controladas centralmente para mantener la intercambiabilidad de programas.

Referencias

- [1] PROTEST Language Definition: ITTE Engineering and Manufacturing Standard n° 001 ITT 09410, septiembre 1972 (lenguaje para rutinas de prueba).
- [2] The ATLAS Test Language is defined in Abbreviated Test Language for Avionics Systems (ATLAS), Aeronautical Radio, Inc. ARINC Specification n° 416 (última edición).
- [3] Proceedings of the Conference on The Automation of Testing, University of Keele, Staffordshire, 20—22 septiembre 1972, Institution of Electrical Engineers Conference Publication n° 91, 1972, pág. 226.
- [4] Proceedings of the Joint Conference on Automatic Test Systems, Universidad de Birmingham, 14—17 abril 1970, Institution of Electronic and Radio Engineers Conference Proceedings n° 17, 1970, pág. 595.

Michael Howard Gill nació en 1938. Obtuvo su B Eng en 1962 en la Universidad de Liverpool. Entonces permaneció un año en el departamento de comunicaciones del Imperial College de Londres, y fue premiado con un DIC. En 1965 trabajó en el GEC Hirst Research Center como ingeniero investigador trabajando en dispositivos de almacenamiento para ser utilizados en el control de conmutación electrónica.

El Sr. Gill ingresó en la Standard Telephones and Cables en 1966, donde trabajó sobre diseño con ayuda de ordenadores. En 1968 fue transferido a Standard Telecommunication Laboratories, como ingeniero investigador, trabajando en la composición automática de circuitos impresos. Ahora es jefe de proyecto y trabaja en aspectos del software de lenguajes de test automáticos.

Diseño automático de tarjetas de circuito impreso

La elevada concentración de elementos exigida actualmente cuando se equipan circuitos integrados ha hecho que el diseño de los circuitos impresos sea aún más complicado de lo que venía siendo hasta la fecha. Con objeto de automatizar el diseño de las tarjetas se han desarrollado en STL una serie de programas de ordenador utilizando una aproximación basada en algoritmo heurístico. Se imprimen las pistas finales y el programa de alambrado puede utilizarse para controlar a una máquina de dibujo.

F. G. BOWDEN

ITT Data Services, Cockfosters, Reino Unido

G. J. LOVITT

Standard Telecommunication Laboratories, Harlow, Reino Unido

Introducción

La introducción de los circuitos integrados en la tecnología electrónica ha planteado serios problemas al diseñador de circuitos impresos. El continuo aumento de la concentración de elementos por tarjeta hace que la realización de un diseño efectivo y de un interconexión racional resulte ser una tarea difícil, pesada y de prolongado tiempo de dedicación por parte de personal especializado.

Las exigencias de fabricación de tarjetas de gran precisión (tales como las que montan circuitos integrados) significan, inevitablemente, que la exactitud del trazado maestro exigida solo puede obtenerse mediante máquinas de trabajo automatizadas. Claramente se desprende la conveniencia de un sistema automatizado efectivo (en lo que a coste se refiere) que suministre la información necesaria para gobernar a dicha máquina.

En 1965 STL inició un proceso de investigación para desarrollar un programa de diseño automático de tarjetas de circuito impreso.

En todo el mundo, numerosas instituciones han investigado la forma de utilizar ordenadores para resolver dicho problema. Casi todas han dirigido sus esfuerzos hacia el diseño de algoritmos para la obtención de modelos de interconexión adecuados [1 a 6].

STL empezó con una aproximación algorítmica para resolver el problema de la interconexión, pero admitidas las limitaciones de este procedimiento se cambió a un método heurístico ya que se comprobó que un sistema algorítmico no podía resolver el problema tan eficazmente como una persona entrenada.

El algoritmo heurístico para elaborar un modelo de interconexión óptimo ha sido incorporado en una serie de programas conocida con las siglas PCB3 que resuelve todo el problema del diseño de tarjetas impresas con circuitos integrados partiendo del esquema lógico hasta llegar a la obtención del trazado maestro de gran precisión. Este programa facilita asimismo información de fabricación suplementaria y elimina muchos de los procesos entre el diseño y la producción.

De acuerdo con los datos disponibles, el conjunto del programa PCB3 ha obtenido más éxito en la planificación de circuitos impresos que cualquier otro conjunto comparable utilizado por otras compañías u ofrecido en el mercado por Oficinas Consultoras. Ello es achacable a la aplicación de un programa heurístico exclusivo para la determinación de modelos de interconexión óptimos.

El problema del diseño

Todo sistema destinado al diseño automático de circuitos impresos que montan circuitos integrados debe, entre otras, desempeñar las siguientes funciones principales:

- Debe encerrar en circuitos integrados grupos de funciones lógicas.
- Debe posicionar los circuitos integrados en la tarjeta.
- Debe definir el camino de las interconexiones entre terminales del circuito integrado en la tarjeta.

Estas funciones deben realizarse en forma económica y el sistema debe poder diseñar tarjetas en las que la concentración de elementos sea igual a la de los diseños manuales.

Además, el sistema debe suministrar toda la información necesaria para la fabricación de la tarjeta y debe incorporar rutinas de control de valoración de información para garantizar la integridad del diseño. El sistema debe ser lo bastante flexible como para permitir el diseño de tarjetas de distintos tipos, siendo al mismo tiempo de utilización sencilla.

Análisis del problema

El primer trabajo de desarrollo del PCB3 intentó combinar en un sistema algoritmos conocidos correspondientes a las tres funciones individuales. Por ejemplo, la segunda función fue plasmada en un algoritmo que distribuía los circuitos integrados en la tarjeta siguiendo el criterio de alambrado más corto. En este aspecto, el planteamiento de STL no fue distinto del de los restantes grupos que atacaban el mismo problema en otras compañías.

No obstante, quedó patente que los algoritmos aptos por separado no eran suficientes, poniéndose de manifiesto muchas inconsistencias lógicas. Por ejemplo, en el caso del algoritmo correspondiente a la función dos, su criterio de éxito era hacer mínima la longitud del alambrado. Como las interconexiones eran decididas por un programa posterior en el sistema, no se disponía de una medida bien definida para ser utilizada por el algoritmo de emplazamiento durante la actuación de éste.

Quedaba pues clara la necesidad de un concepto unificador del sistema. Los criterios correspondientes a cada uno de los programas individuales pueden entonces estar en correlación directa con el concepto del sistema en conjunto. De esta suerte los programas pue-

den ser obligados a trabajar en comunidad para el logro del objetivo final.

Se ideó un planteamiento totalmente nuevo del problema analizando la naturaleza fundamental de los problemas encontrados por los programadores de ordenador. Dichos problemas se pueden agrupar en tres familias, discriminadas por el método a seguir para la resolución de los mismos:

- Tareas de elaboración de datos, por ejemplo contabilidad y casi todos los aspectos comerciales.
- Algoritmos deterministas, por ejemplo, para resolución de raíces de ecuaciones cuadráticas, programación lineal y muchos trabajos científicos.
- Algoritmos heurísticos, por ejemplo identificación de modelos, identificación de conversación, máquinas de enseñanza, PCB 3.

El primero y segundo problema, aunque encierren sus dificultades, no presentan dificultades de concepto para el programador. El método resolutorio del problema es conocido, y el programador no tiene más que escribir el código necesario.

Por ejemplo, en caso de problemas de programación lineal, existe un número de algoritmos deterministas bien conocidos, los cuales, al ser seguidos, bien manualmente, bien por ordenador, asegurarán una respuesta. Tal y como ocurre en algunos casos con problemas de programación lineal, la respuesta puede ser que el problema no tiene solución factible. No obstante, los algoritmos llevan en forma inequívoca a dicha respuesta. Resumiendo, en estos dos tipos de problemas pueden establecerse normas operativas que dan siempre una respuesta.

El tercer tipo de problemas presenta dificultades de concepto. Están definidos de una forma tan ambigua o dependen de un número tan elevado de combinaciones que no existe posibilidad de establecer una forma

de operar que lleve indefectiblemente a una solución. Para este tipo de problemas deben utilizarse técnicas heurísticas. En esencia, el término heurístico significa "por tanteo". Por ejemplo, un jugador de ajedrez puede adoptar la decisión heurística siguiente: dar jaque al contrario siempre que se presente la oportunidad. Posiblemente esta táctica presentará la posibilidad de un mate pero no lo garantiza. Realmente contra un buen jugador esta heurística dista mucho de ser satisfactoria. No obstante, es mejor que la opuesta, no dar nunca jaque, heurística que en la mayor parte de los casos lleva a una derrota, aunque tampoco esto sea seguro.

El diseño de circuitos impresos pertenece a esta tercera clase de problemas y un sistema automatizado debe aplicar técnicas heurísticas. Con este planteamiento existe una dificultad fundamental, que no puede evitarse puesto que es inherente al problema, a saber, el establecimiento de los principios heurísticos. ¿Qué táctica especulativa deben seguir los programas en su búsqueda de una solución?

Síntesis de una solución

Es un hecho interesante que los problemas de la tercera categoría, de los que un ejemplo destacado es la identificación de modelos, siempre se resuelven bien manualmente. El diseñador podrá tropezar con dificultades en explicar su método resolutorio, pero, a pesar de todo, normalmente desembocará en una respuesta elegante. Cualquiera que sean los principios heurísticos que un diseñador utilice para diseñar un circuito impreso, estos son altamente eficientes, por lo que parece importante usar los mismos principios heurísticos para un sistema automatizado. Pero ¿cuáles deben ser esos principios heurísticos? El planteamiento del diseñador es intuitivo y tropieza con grandes dificultades para plasmar dicha intuición.

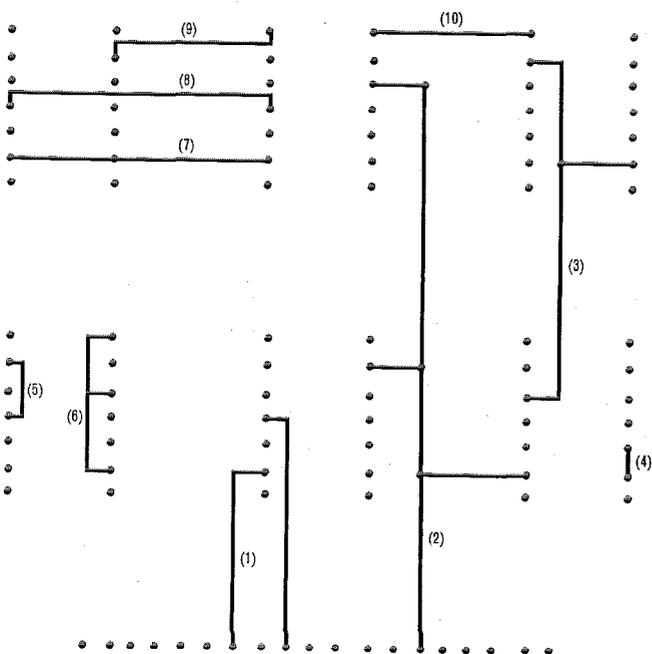


Fig. 1 Varios modelos de señal para la distribución en tarjetas impresas. Se ensayan en las primeras etapas del diseño pues proporcionan conexiones eficientes.

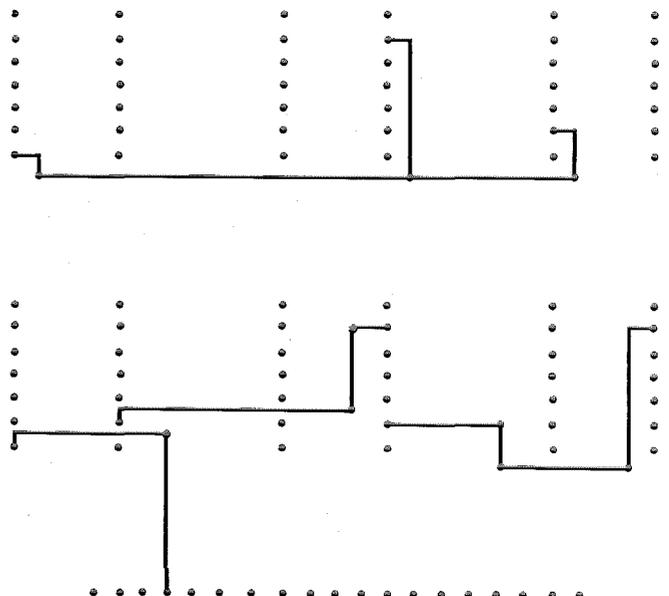


Fig. 2 Modelos menos importantes para la distribución en tarjetas impresas. Se ensayan una vez terminadas los trazados fundamentales.

La investigación en STL reflejó que el diseñador manifiesta utilizar su muy desarrollada facultad de identificar modelos. El diseñador identifica modelos de terminales de circuito integrado con señales iguales y los conecta entre sí en la forma más sencilla. Igualmente utiliza su habilidad perceptiva. Comprende que ciertos modelos son más importantes que otros. En la figura 1 se representan algunos de estos modelos. Se trata de modelos importantes porque se obtienen al comienzo del diseño ya que pueden conectarse eficientemente. Si estos modelos se dejan para una etapa posterior del diseño resulta imposible encaminar las conexiones en una forma elegante y la tarjeta resultaría cubierta de pistas ineficaces, quedando rápidamente saturada. La figura 2 muestra algunos modelos pertenecientes al estrato inferior en la escala de modelos; se obtienen una vez que los modelos más representativos han sido realizados.

El cableado eficaz de los modelos importantes de señales no es el alma de la solución PCB3. Se trata simplemente del último paso en una sucesión de etapas de diseño. Para establecer un sistema unificado en su concepto nos guiamos por un argumento teleológico.

Puesto que estamos convencidos de que para alcanzar una solución son esenciales modelos eficientes, será preciso en el primer análisis establecer de esos modelos tantos como sean posibles. En consecuencia la etapa de selección del modelo viene precedida por una etapa de generación de modelos igualmente importante.

La generación de modelos seguida por la selección de los mismos y la conexión eficiente de los modelos principales constituyen los conceptos heurísticos constitutivos del PCB3 y como tales dan cuerpo al concepto de unificación del sistema. El criterio de efectividad de los programas individuales se calibra en función de dicho concepto. Todos los programas producen, seleccionan o conectan modelos de señales.

La realización práctica de esta aproximación en forma de programa aplicable a ordenador es sumamente compleja. En el conjunto PCB3 existen unas 40.000 sentencias programadas.

Características de los programas individuales

La figura 3 representa la parte algorítmica del sistema PCB3. El programa E1 crea un modelo matemático de las plantillas de trazado, definido de acuerdo con una determinada práctica de equipos. Dicho modelo o dibujo viene producido mediante potentes rutinas de programa a partir de un mínimo de codificación. El modelo se almacena en los archivos en disco del sistema. Las descripciones de los circuitos integrados son codificadas e incluidas en el catálogo de tipos de unidades después de comprobadas por el programa E2. El catálogo está también en disco. Todos los programas de diseño de tarjetas tienen acceso al catálogo y a su modelo particular de plantilla de trazado. La figura 4 reproduce un ejemplo del catálogo. Estos programas establecen los sistemas y, una vez puestos en marcha, cualquier número de tarjetas puede ser diseñado en una determinada práctica de equipos.

Para diseñar una tarjeta, en primer lugar se codifica el diagrama lógico. A cada función se le asigna un número de identificación único y también un número de tipo que corresponde a su descripción en el catálogo de tipos de unidad. A cada señal se le asigna un número de identificación y cada punto de conexión a una función lógica tiene un signo de identificación de terminal; por ejemplo I para entrada (Input) o C para reloj (Clock). La figura 5 representa un diagrama lógico codificado simple. Estos datos son introducidos en el sistema, mediante tarjetas perforadas, por el programa M1 de comprobación de entrada lógica. Este programa proporciona una comprobación rigurosa de la perforación, sintaxis e inconsistencia debidas a errores de codificación. Cuando todos los errores de codificación han sido subsanados, el control pasa automáticamente al programa M2 de agrupación de funciones lógicas en el mismo empaquetamiento.

El programa M2 de agrupación de funciones, esencialmente combinatorio, asocia entre sí funciones fuertemente relacionadas. Igualmente pretende hacer mínimo el número de circuitos integrados que una señal

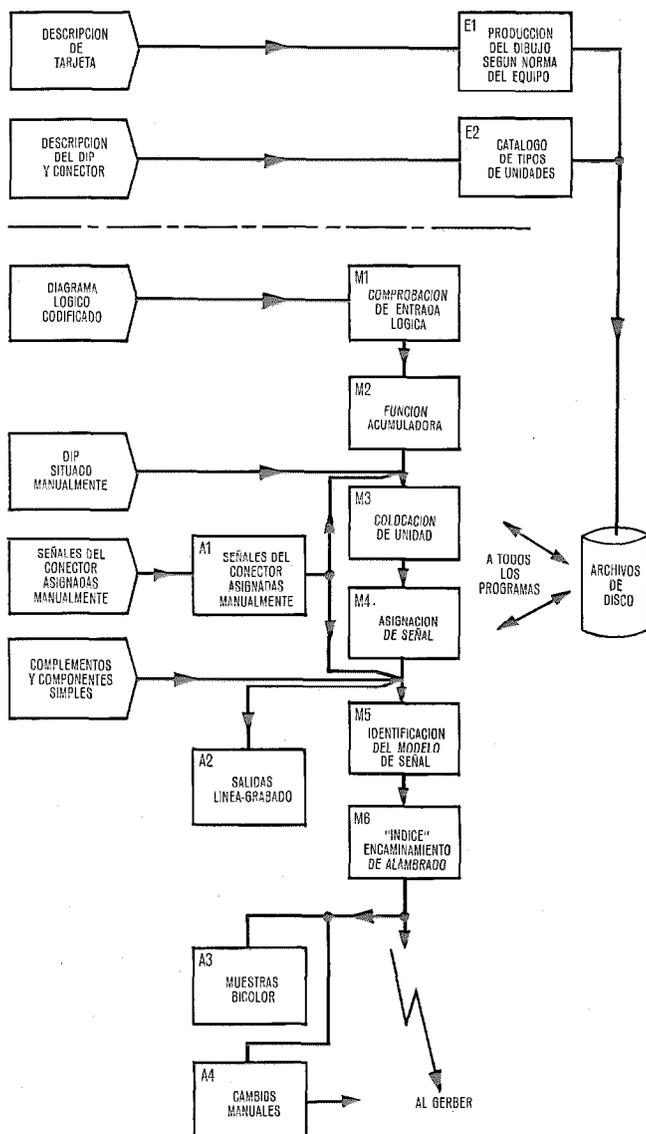


Fig. 3 Parte algorítmica del sistema PCB3.

Diseño automático de tarjetas de circuito impreso

	--	9--	
8	01	4G	7
9	B1	20	6
10	C1	2B	5
11	A1	2C	4
12	C3	2A	3
13	A3	3C	2
14	V4	3B	1
	---	3---	

9109 HL CONVERTER DTL

	--	10--	
8	01	4G	7
9	I1	2C	6
10	I1	2I	5
11	I1	2I	4
12	C3	2I	3
13	I3	3I	2
14	V4	3I	1
	---	3---	

SN7410N.SN5410N.SN7410.SN5410 TRIPLE 3-INPUT NAND TT

	--	12--	
8	01	3G	7
9	B1	2C	6
10	C1	2I	5
11	A1	2I	4
12	03	*	3
13	A3	2I	2
14	V4	2I	1
	---	3---	

9112 LH CONVERTER DTL

	--	20--	
8	01	4G	7
9	I1	20	6
10	I1	2B	5
11	*	20	4
12	I1	2A	3
13	I1	3C	2
14	V3	3B	1
	---	1---	

SN7420N.SN5420N.SN7420.SN5420 DUAL 4-INPUT NAND TT

Fig. 4 Muestra del catálogo de tipo de unidades. Las descripciones de los circuitos integrados están codificadas e incluidas en el catálogo una vez comprobadas por el programa E 2.

deberá recorrer, y establece cierto número de agrupaciones que encierran una serie de modelos potenciales tipo 1 (ver Fig. 1). Dichos modelos son muy importantes. Si las funciones se agrupan entre sí en un reducido número de unidades, éstas pueden colocarse eficientemente cerca del conector.

El programa M3 de distribución de unidades posiciona los circuitos integrados en la tarjeta. Es un método secuencial de posicionado. Las unidades se colocan en un orden de acuerdo con sus posibilidades de interconexión. Las unidades se colocan en la tarjeta, en orden, una por una. Se atribuyen puntuaciones para colocar cada unidad en aquella posición en que dé lugar a modelos importantes. Se anotan las posiciones alternativas que conducen a elevadas puntuaciones. Llegados a este punto los modelos de señal están en su peor determinación ya que la referencia más precisa que se puede hacer de la posición geográfica de un punto en el que aparece una señal consiste solamente en una posición de unidad. Una vez dispuestas todas las unidades en la tarjeta el paso siguiente es mejorar la puntuación del modelo intercambiando unidades adyacentes. De esta forma se comprueban las diversas alternativas ya anotadas, en un intento de encontrar la solución idónea.

En la figura 6 se ofrece un ejemplo demostrativo de la relación entre el presente programa y el concepto

del sistema. Basándonos en el principio de alambrado más corto posible, la unidad X puede situarse en cualquiera de las posiciones libres a, b, o c. De acuerdo con el principio de la generación de modelos, no obstante, la posición correcta será una de las a o c, ya que ellas conducen a un modelo importante de tipo 10 el cual puede siempre conectarse con la máxima eficiencia.

En condiciones reales, por supuesto, la unidad X tendrá varias señales a ella aplicadas, procedentes de distintas partes de la tarjeta. El programa debe posicionar la unidad de forma que se alcance, la puntuación más alta posible de todo el conjunto de modelos, a cada uno de los cuales se asigna un peso.

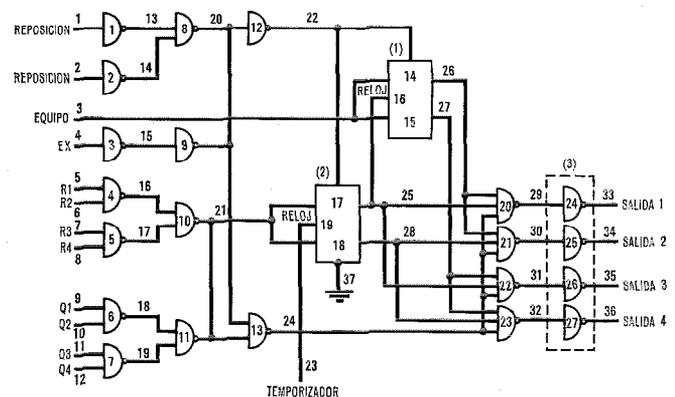


Fig. 5 Diagrama lógico codificado sencillo.

El programa M4 de asignación de señales tiene encomendadas dos tareas. Primera, combinar las funciones lógicas de una unidad en las mejores posiciones dentro de dicha unidad. Se denomina asignación de área de operación, siendo de carácter repetitivo. La segunda tarea consiste en asignar señales a terminales determinados dentro de las áreas de operación. El programa actúa apoyándose siempre en la información posicional más precisa de que se disponga. En consecuencia, inicialmente, los modelos están mal determinados pero a medida que progresa la asignación de áreas de operación, se va disponiendo de más referencias posicionales en términos de áreas de operación. Análogamente, a medida que la asignación de señales a los terminales se va estableciendo, pueden irse perfilando más y más modelos en función de las coordenadas XY en la plantilla de trazado. Al igual que en el programa de disposición de unidades, se asignan unas valoraciones para la creación de modelos importantes. Una de las principales ventajas de la valoración por puntos radica en que el programa puede realizarse de forma que discrimine, rechazándolas, aquellas conexiones inadecuadas en potencia, y dé preferencia a las conexiones ventajosas, todo ello hasta cualquier nivel deseado. Lo anterior es muy importante ya que la calidad de un modelo depende en cierta forma de la práctica de equipos que se utilice.

Todos los complementos y componentes discretos se añaden a la entrada del programa M5 que viene a continuación, identificación del modelo de camino de señal. Este programa explora las redes de señales y resume los caracteres distintivos de los modelos. Dichos modelos son seguidamente clasificados, una vez resueltas todas las dificultades, en un orden jerárquico de acuerdo con su importancia. El programa transmite seguidamente al programa M6 de encaminamiento de alambrado un orden preferente de encaminamiento, y en el caso de los modelos más importantes, da instrucciones específicas relativas a la forma de encaminamiento necesaria. El programa M6 de encaminamiento del alambrado, guiado por el programa de identificación del modelo de señal, conecta los modelos identificados y nuevamente adopta una aproximación heurística para las restantes conexiones. Con ayuda de la plantilla de trazado detallada de la tarjeta, actualizada constantemente a medida que progresa el proceso,

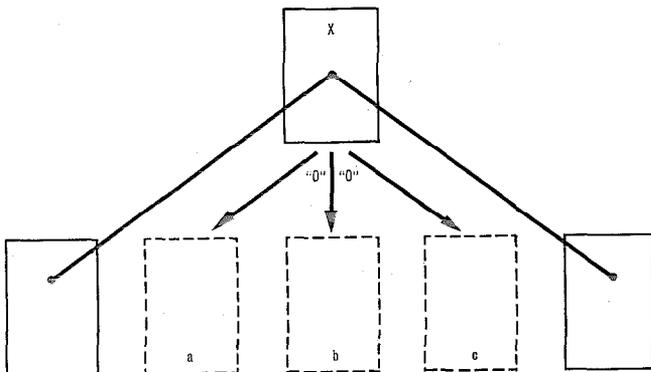


Fig. 6 Esquemático representando el posicionado de la unidad X según el criterio de mínima longitud de alambrado y obtención del modelo.

realiza primeramente las conexiones directas sólo y luego repite el ciclo incorporando las restantes conexiones de complejidad creciente. La complejidad de una conexión se evalúa fundamentalmente por el número de perforaciones de la tarjeta utilizadas pero también se toman las medidas oportunas para reducir al mínimo la longitud de alambrado de cada conexión.

Otros programas del conjunto recurren al esfuerzo manual. Por último se graban las pistas mediante un trazado digital presentándolos a dos colores. El programa de alambrado se aplica a través de un adaptador adecuado a una máquina de dibujo para la realización del trazado maestro. Según muestra la figura 7, se obtiene directamente un modelo terminado escala uno a uno con grado extremo de exactitud, dispuesto para la producción inmediata de tarjetas complejas y concentradas. Al mismo tiempo, pueden obtenerse dibujos o cintas de perforación para aplicación a una máquina taladradora de control numérico.

Limitaciones

Fundamentalmente el sistema está ideado en primer término para manipular la producción de una "familia" de tarjetas de circuito impreso de dos caras en donde la programación inicial puede compensarse mediante la fabricación de una cantidad considerable de tarjetas semejantes. Fuera de esto, se imponen pocas limitaciones al diseño.

El aspecto económico del sistema hace a éste poco atractivo para manipular tarjetas con gran número de componentes discretos. Es preciso tener disponible al menos una pista para cada terminal del conector, de-

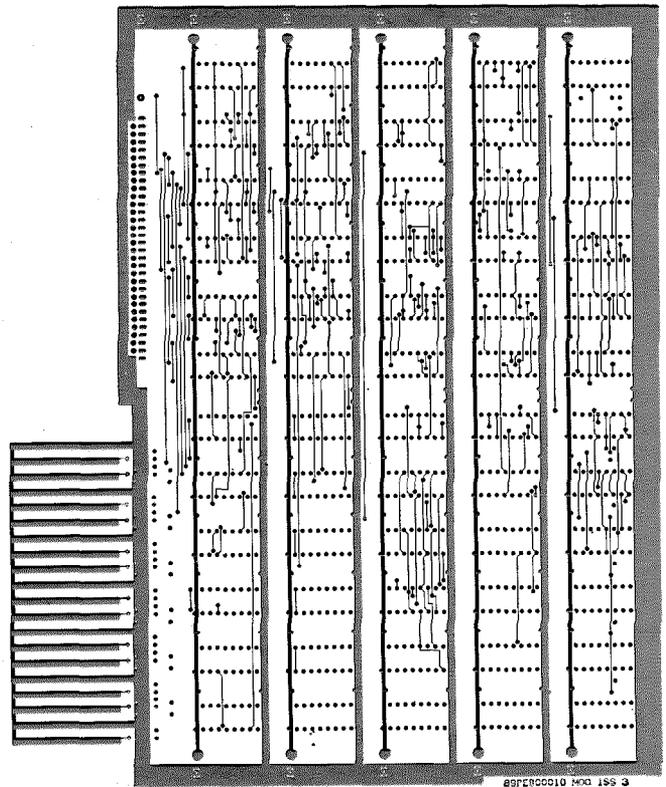


Fig. 7 Maqueta de alta calidad para la obtención de tarjetas complejas y concentradas.

biéndose pues evitar diseñar una tarjeta con una relación longitud/anchura demasiado elevada. Una exigencia fundamental es la posibilidad de colocar un taladro metalizado en cualquier punto de la tarjeta que quede despejado. Los programas no pueden pues dar lugar a tarjetas en las que no se permitan dichos taladros más que en posiciones determinadas.

Conclusiones

En el momento de escribirse el presente artículo, el sistema PCB3 resulta ser uno de los programas más avanzados del mundo dentro de su clase. Estos programas son aplicados en centros ITT de Europa y Australia. STL, que dispone de un departamento de diseño, ha tratado por este procedimiento más de 250 tarjetas en tres años. Una tarjeta media equipada con 50 circuitos integrados puede diseñarse en unos 60 minutos de ordenador de velocidad media. La sucesión completará automáticamente 99% de las conexiones. El 1% restante se realiza por intervención manual en los programas para $\frac{1}{5}$ de las tarjetas diseñadas.

Las escasas limitaciones del sistema pueden casi invariablemente superarse cuando la decisión de utilizar el diseño y la producción de un modelo trazado totalmente automático se adopta en una etapa inicial. La rapidez para readaptación en un número importante de aplicaciones es superior a la obtenida manualmente, y el sistema es capaz de manipular picos de carga, dado que la naturaleza del método de puesta en práctica significa que no puede resultar sobrecargado. La exactitud es no solamente mejor que la obtenida por procedimientos convencionales, sino que se mantiene independientemente del tamaño, densidad de elementos, o complicación de la tarjeta. Respecto de la producción, las listas asociadas a cada trazado reducen el tiempo de ensamble y conservación, así como los costes.

Quizá el argumento más poderoso en favor de la producción de trazados maestros automatizados es su estabilidad en el coste. El coste inicial correspondiente a una familia de tarjetas es cuando menos muy competitivo comparado con las obtenidas manualmente y normalmente puede esperarse sea menor. A mayor abun-

damiento, un programa básico es capaz de producir tarjetas a lo largo de un período de tiempo largo con variaciones mínimas en el coste, en comparación con los gastos siempre crecientes inherentes a una oficina de delineación. La calidad se mantiene con independencia de los cambios de personal especializado, que, liberado, puede dedicarse a tareas creadoras.

La mayor parte de las limitaciones del PCB3 son de programación más bien que de concepto. Los autores confían en que la próxima generación de programas de tarjetas impresas puedan seguir fácilmente los conceptos fundamentales descritos aquí [7]. Como siguiente paso en el progreso del concepto vemos un grado de aprendizaje del programa. Dicho programa realizaría un enjuiciamiento de su efectividad ajustando su criterio decisorio a aquella en la búsqueda de una solución mejorada. De esta suerte, el sistema puede determinar la importancia relativa de sus propios heurísticos y podrá acomodarse a sí mismo para optimizar las características de cualquier práctica de equipos.

Agradecimientos

Esta tarea fue llevada a la práctica por un numeroso equipo de ingenieros y programadores en STL a las órdenes de A. D. Marr. Los trabajos se iniciaron bajo la dirección de D. A. Weir y J. Rice, terminándose bajo la dirección de K. W. Ott. Los autores agradecen muy sinceramente a sus numerosos colegas su inestimable ayuda en este proyecto y a sus directores por haber creado a su alrededor el necesario ambiente estimulador.

Geoffrey Bowden nació en Plymouth, Devon, en 1943. Estudió en el University College, Londres, graduándose en 1964 como BSc (Eng), y en 1967 como PhD. De ingeniero investigador en STL, ha pasado en la actualidad a ser director de los servicios técnicos de la ITT Data Services, East Barnet.

Graham Lovitt nació en 1943 en Epping, Essex, cursando estudios en la Cheshunt Grammar School. Estudió matemáticas en el Imperial College de Londres, y física aplicada en el Enfield College of Science and Technology. Ingresó en STL en 1964 siendo en la actualidad analista de sistemas.

SISTEMAS DE TRANSMISIÓN

W. HAAS

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart Alemania

Con este título se ha publicado una edición de NTZ que comprende los artículos siguientes:

- Sistema de portadoras transistorizado V 60/V 120 para cables simétricos, por F. Scheible;
- Equipo terminal para el sistema de portadoras V 960, por H. Löffler, M. Oppenländer y F. Scheible;
- Moderno equipo terminal del sistema de portadoras V 2700 para grandes distancias, por W. Haas, W. Harrews, U. Hornung y M. Oppenländer;
- Equipo de paso de grupos para sistemas de portadora, por P. Hermanutz y W. Maaz;
- WT 1000, nueva generación de sistemas telegráficos de portadoras y sistemas de transmisión de datos, por H. Aulhorn;
- Unidad de transmisión de datos de un canal ED 1000, por J. Wasser;
- Modems de datos, por A. Norz y M. Wiegel;
- Control de nivel e igualación de atenuación de largas secciones de cable para sistemas de portadoras, por L. Becker;
- Medida admisible de ruido en los amplificadores regenerativos, por W. Dietze;
- Señalización de posiciones de relleno para sincronismo de las señales digitales, por W. Dietze y H. C. Dinglinger.

Los equipos FDM alcanzan un puesto importante en las redes de telecomunicación. Los equipos terminales y los equipos de línea deben cumplir las siguientes condiciones para el funcionamiento de los cables en múltiplex:

- suficiente capacidad,
- alta fiabilidad,
- buena flexibilidad,
- ausencia de necesidades de mantenimiento,
- bajo consumo de energía,
- sencillez de instalación, servicio y economía.

Una nueva generación para cable simétrico ha sustituido a los primeros sistemas V 60/V 120 de cable coaxial.

Se describe el equipo de 300 y 960 canales de nueva concepción con suministro descentralizado de portadoras. El equipo terminal para 2700 canales de voz, V 2700, se realizó para la banda base del plan de frecuencias 1 A-Rec. G 233 recomendado por el CCITT.

Se ha desarrollado un equipo de transferencia, para todas las distribuciones de frecuencia recomendadas por el CCITT que hace posible cambiar de uno a otro sistema la comunicación de portadoras.

El WT 1000 está realizado para velocidades de 50, 100, 200 baudios. Los modems de datos para abonado se han desarrollado para velocidades de transmisión hasta 2400 baudios.

El equipo de transmisión de datos de un canal ED 1000 puede utilizarse en las líneas de abonado sin carga para teleimpresores hasta una distancia de 20 km. El equipo trabaja a bajo nivel y FM, de modo que no

interfiere a la transmisión de datos en los cables contiguos.

En otro artículo el autor describe los procedimientos de control e igualación para sistemas de banda ancha. En la igualación de atenuación es necesaria una gran precisión.

Es muy importante la señalización con bitios de relleno en los equipos múltiplex TDM.

ARSENIURO DE GALIO PARA GENERADORES DE LUZ VERDE

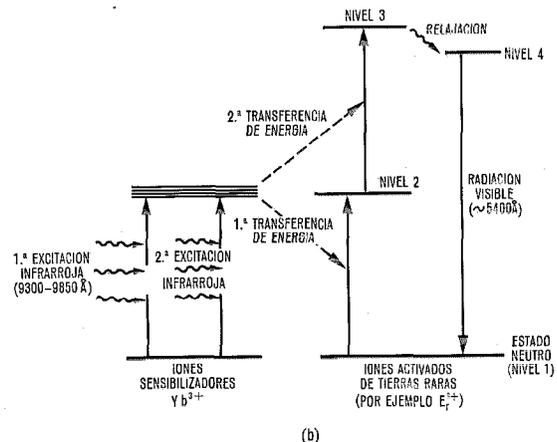
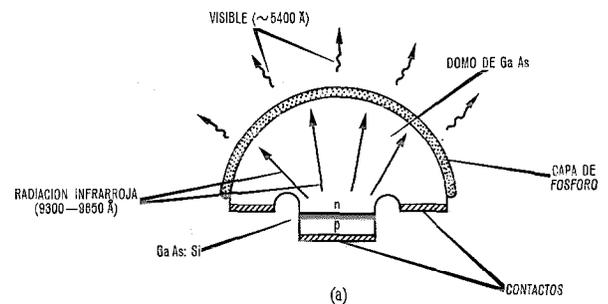
D. H. MASH

Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Reino Unido

Se ha estudiado extensamente en numerosos laboratorios la transformación de fotones de baja frecuencia en fotones de alta frecuencia mediante la sucesión de excitaciones de iones en los cristales de tierras raras. Este proceso de transformación tiene como producto práctico un nuevo tipo de lámparas de color indicadores, que forman la base de los indicadores alfanuméricos agrupados por conjuntos para muchas aplicaciones.

La excitación infrarroja proviene del diodo de alta eficiencia de arseniuro de galio con impurezas de silicio, cuyo espectro de salida está íntimamente acoplado al espectro de entrada de un fosforo convertidor ("anti-Stokes"). La figura a) muestra la sección recta de la estructura fundamental.

El arseniuro de galio tiene un índice alto de refracción (3,5) de modo que la radiación que alcance la superficie interior del casquete con un ángulo de in-



cidencia mayor que 16 grados aproximadamente sufrirá reflexión total.

Haciendo el radio del casquete tres veces (o más) superior al radio de la unión del diodo, toda la luz que incide en la superficie se transmite por la cubierta de fósforo en donde tiene lugar el efecto de transformación.

Los iones "sensibilizador" y "activador" introducidos en el fósforo son elementos vitales para aumentar considerablemente el rendimiento del proceso de transformación. Un material típico para la cubierta de fósforo estaría formado por YF_3 como material base dosificado con impurezas de iones Yb-Er (sensibilizador-activador). Esta combinación ha producido una gran eficiencia en la salida de intensa luz verde. Cada espectro de otro color generado, y de combinación de colores depende de la combinación "sensibilizador-activador" utilizado.

Los iones sensibilizados Yb^{3+} absorben intensamente los infrarrojos de 9700 Angstrom aproximadamente y excitan a los iones activadores (Er^{3+}) a los niveles de energía que corresponden a las frecuencias visibles, mediante un proceso de acoplamiento sin radiación.

En la figura b) se representa un diagrama muy simplificado de los niveles de energía para el proceso de transformación de la luz infrarroja a luz verde. En la primera etapa un fotón infrarrojo del diodo es absorbido por ión sensibilizador Yb^{3+} , excitándolo del nivel 1 (estado neutro) a cualquiera de los estados posibles próximos al nivel 2.

En el paso siguiente el ión sensibilizador excitado vuelve al estado de nivel de tierra transfiriendo casi toda su energía al ión activador que queda excitado en el nivel 2. Una repetición de este primer paso al mismo tiempo que la segunda excitación de fotón infrarrojo transfiere al ión activador al nivel 3. En la última etapa el ión activador fuertemente excitado en el nivel 3 vuelve al estado de nivel de tierra emitiendo un fotón de energía correspondiente a la frecuencia del color observado.

Mediante las combinaciones actualmente utilizadas para la dosificación del fósforo existe una pequeña diferencia de energía entre la suma de los dos fotones infrarrojos y la del fotón visible de salida. Esta diferencia de energía se debe al proceso de relajación del nivel 3 al nivel 4, al ser absorbida por el cristal base.

MEDIDA DE DIAFONÍA DIGITAL Y COMPORTAMIENTO DE LOS REGENERADORES PCM CONTRA INTERFERENCIAS

PÁL SØRENSEN
PER SAXE

Standard Telefon-og Kabelfabrik A/S, Oslo, Noruega

Introducción

La evaluación de características de diafonía de un cable utilizado para transmitir PCM normalmente utiliza un aparato selectivo medidor de frecuencia. Cuando se usa código de línea AMI (Alternate Mark Inver-

sion) la frecuencia elegida de medida corresponde a la mitad de la velocidad en bitios de la señal. A esta frecuencia la señal AMI tiene la máxima energía en línea [1, 3, 4].

Sin embargo en el caso particular de la paradiafonía, la atenuación de diafonía medida en onda sinusoidal tiene una pobre correlación con el efecto perturbador sobre la señal PCM. El valor medido es insuficientemente representativo del efecto de cruce entre las señales PCM transmitidas por los dos pares. Esto se debe a la variación muy irregular de la atenuación de diafonía en función de la frecuencia, como puede verse en la figura 1. Las variaciones se producen por los efectos de adición y substracción de los componentes particulares de la señal en los diferentes caminos de cruce. La magnitud y fase de estas señales son función de la frecuencia y de la geometría del cable.

Se han utilizado dos métodos distintos para salvar esta dificultad:

- El primer método utiliza medidas selectivas a tres frecuencias próximas a la mitad del valor nominal de la velocidad en bitios, de donde puede calcularse el valor medio. Sin embargo este método es incómodo y no obtiene mejora suficiente.
- El segundo método consiste en utilizar un gran número de frecuencias, como por ejemplo un generador de ruido blanco. La señal está formada por todas las frecuencias de la banda y el nivel de diafonía puede medirse exactamente con un voltímetro RMS de banda ancha. Las desventajas de este método es que requiere un equipo bastante complicado.

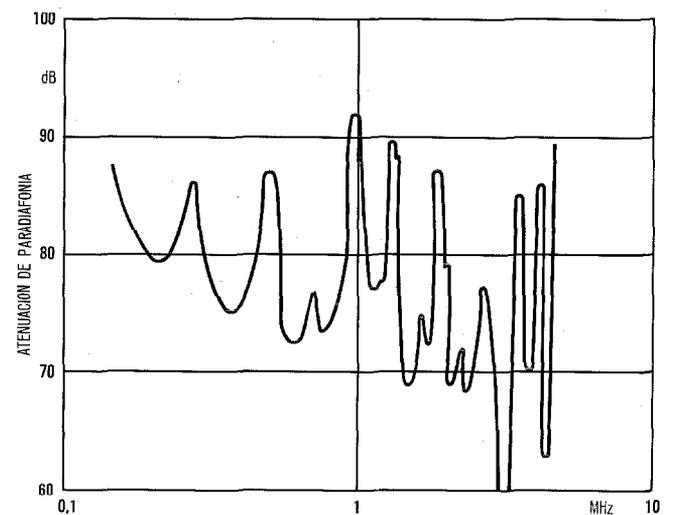


Fig. 1 Ejemplo de atenuación de diafonía en función de la frecuencia.

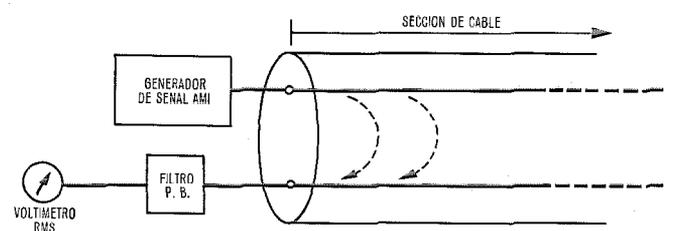


Fig. 2 Medida de paradiafonía en banda PCM limitada.

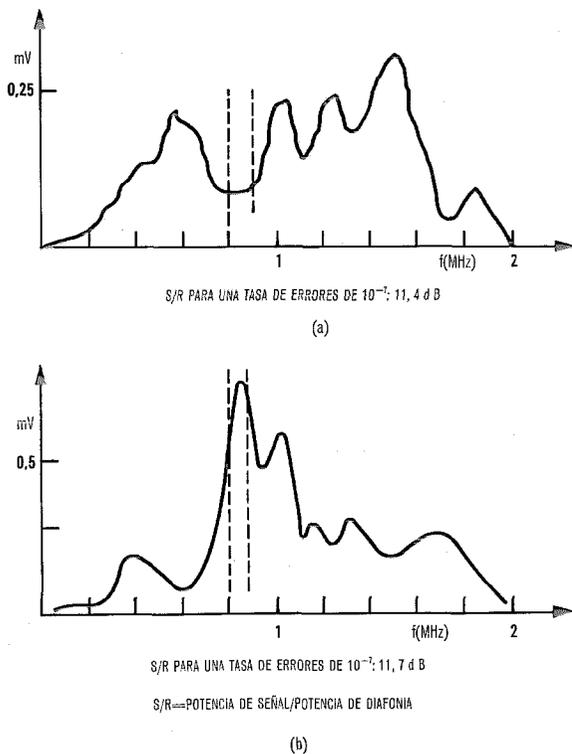


Fig. 3 Ejemplos de espectro de potencia de diafonía en diferentes pares de un cable de aislamiento de plástico de 14 pares.

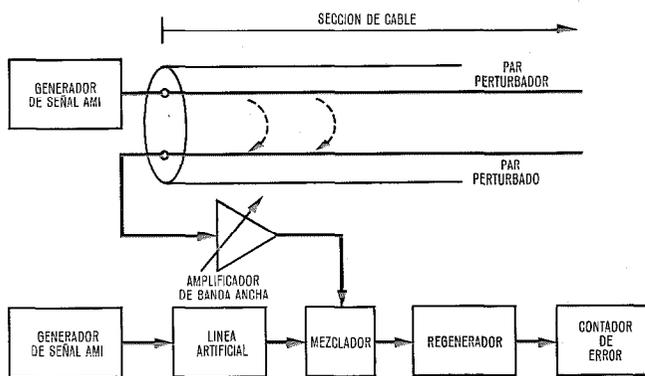


Fig. 4 Sistema para comprobación del nuevo método.

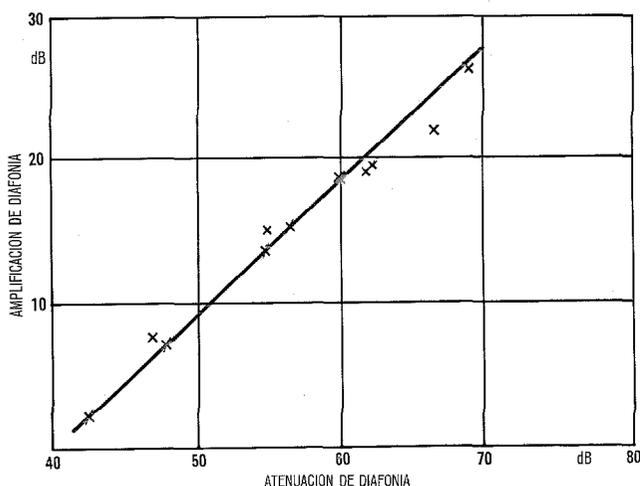


Fig. 5 Curva de correlación. Método digital.

Sin embargo el método que se describe aquí aplica un generador de señal AMI pseudo aleatoria. De esta forma se produce un espectro más realista de la señal de cruce, ya que se genera directamente en distribución de tiempo. El nivel de diafonía se mide con un voltímetro RMS. El método obtiene una buena correlación entre la atenuación de diafonía medida y la interferencia de diafonía en un regenerador PCM. Ofrece además algunas ventajas prácticas.

Cómo obtener las medidas

Las medidas de paradiafonía con el generador pseudo-aleatorio AMI se realizan como indica la figura 2. La atenuación de diafonía se calcula por la igualdad:

$$A_n = V_T - V_R \text{ (dB)}$$

en donde V_T es el nivel eficaz transmitido y V_R es el nivel eficaz recibido y medido con el voltímetro RMS. El filtro PB es una red ponderada que aproxima la función de la curva de sensibilidad de ruido de un regenerador típico en condiciones normales de funcionamiento. Este filtro reforzará el espectro de ruido en la banda de frecuencias alrededor de la frecuencia mitad de la velocidad en bits. La diafonía en esta banda de frecuencias puede variar mucho en relación con el espectro de diafonía total en los ejemplos en las figuras 3 a y 3 b. El filtro que se utiliza es de 3^{er} orden con anchura de banda de 400 kHz a 3 dB.

Este mismo filtro sirve también para medir la atenuación del cable a 1 MHz y la telediafonía; sin embargo estas pruebas no son objeto de este informe.

Evaluación del método

Con el fin de evaluar el método de medida, los resultados de medir la diafonía con señales PCM se han comparado con los obtenidos en las medidas sinusoidales. En cada combinación de pares se aplicó el montaje de pruebas representado en la figura 4. El nivel de diafonía producido por el par perturbador se mide en el perturbado, convenientemente amplificado y mezclado con la señal digital a la entrada del amplificador. En cada combinación de los pares que

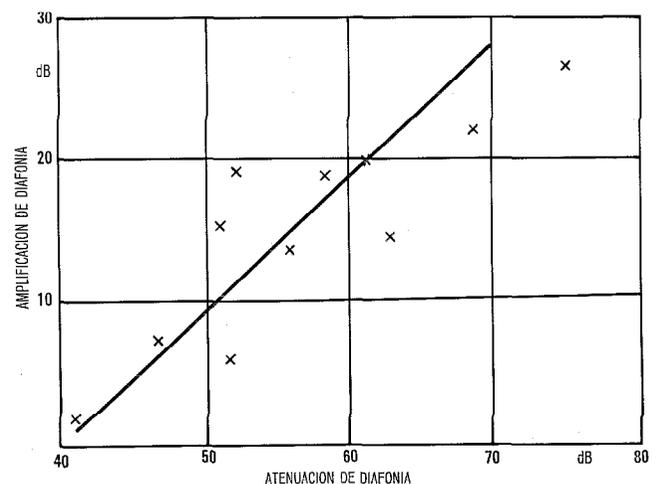


Fig. 6 Curva de correlación. Método sinusoidal.

se miden, el amplificador se ajusta para dar un valor fijo de error. De esta forma la amplificación de la medida relativa de nivel de diafonía en el par perturbado.

El procedimiento de medida es entonces válido si a un cambio de atenuación en la prueba de diafonía, le corresponde igual cambio en el amplificador para que dé el valor de error fijo. La correlación esperada es de 1:1 con despreciable dispersión de los puntos medidos.

Las figuras 5 y 6 muestran la correlación que corresponde a la amplificación para obtener el valor constante de 10^{-5} de error, y a la atenuación de diafonía utilizando los métodos digital y sinusoidal. (La curva de correlación empleando ruido gaussiano es muy parecida a la de la figura 5). La pendiente de la recta de máxima correlación en ambos procedimientos es 1:1. Sin embargo el procedimiento digital presenta mucha mejor correlación con la atenuación de diafonía que con el método basado en las medidas selectivas de frecuencia. Las desviaciones de la curva en la figura 5 se deben principalmente a variaciones en la distribución espectral de la señal de diafonía que se recibe por los distintos pares. La distribución varía dentro de la banda de frecuencias medidas para los distintos pares del cable.

La amplitud de la señal AMI utilizada como perturbadora es la misma que la señal de salida a línea PCM durante la transmisión. Esto es importante cuan-

do las medidas de los pares de cable se hacen próximas a una central. El cruce en este punto estará mezclado con ruido de impulsos, y el nivel total de ruido se medirá correctamente ya que ambos niveles de ruido corresponden a los del sistema cuando está trabajando.

Conclusión

La medida de atenuación de paradiafonía entre pares sencillos con aparato selectivo medidor de frecuencias proporciona información limitada de diafonía. El nuevo método, que comprende un generador de señal PCM, un filtro y un voltímetro RMS (Fig. 2) ofrece las siguientes ventajas:

- La correlación entre la atenuación medida de diafonía y el efecto de diafonía es buena.
- El equipo es pequeño, ligero y sencillo de preparar.
- El generador de señal PCM puede utilizarse como equipo separado para otras medidas PCM.

Referencias

- [1] Estudio de colaboración entre la Administración Noruega de Telecomunicaciones y Standard Telefon og Kabelfabrik A/S: "PCM transmission on cable, Part I" 1971 (en noruego).
- [2] Estudio de colaboración entre la Administración Noruega de Telecomunicaciones y Standard Telefon og Kabelfabrik A/S: "PCM transmission on cable, Part IIA" (en noruego).
- [3] Cravis, Crater: "Engineering of T1 Carrier System Repeated Lines", B.S.T.J., Vol. XLII, 1963, págs. 431—486.
- [4] PCM Application Handbook Issue 3. STC 1969.

Nuevo libro

Diccionario de Terminología Electrónica y de Telecomunicaciones Inglés-Español, Español-Inglés

Este libro de Roger L. Freeman, Ingeniero del Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica, S. A., que acaba de publicar la Cambridge University Press, Bentley House, 32 East 57th Street, New York N. Y. 10022, al precio neto de £ 6,00 es una recopilación de referencias mutuas inglés-español y español-inglés en el campo de las telecomunicaciones y la electrónica, que cubre la necesidad de un diccionario especializado en estos campos. Es adecuado para los estudiantes e ingenieros de telecomunicaciones que tengan problemas de traducción del español al inglés o viceversa, en general para aquellos estudiantes de países de habla hispanica que siguen textos en inglés. También será útil para físicos y técnicos en proceso de datos y mantenimiento en análoga situación.

Además de las 8000 palabras y frases inglés-español y las 9000 español-inglés, contiene una extensa lista de abreviaturas y siglas complicadas, y una sección dedicada a definiciones de expresiones derivadas del decibelio.

Nuevas realizaciones

Nuevas centralitas privadas de pequeña capacidad.

El Departamento de Comunicaciones Privadas de la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques acaba de entregar al mercado una nueva serie de centralitas PABX, de capacidad para 4 líneas al exterior con 16 estaciones, y para 8 líneas al exterior con 32 estaciones, con objeto de reducir costes, presentar una estética más moderna y facilitar una rápida instalación, conservando a la vez las principales facilidades de las PABX.

Se han simplificado al máximo las unidades comunes (circuitos de enlace local y exterior), lo que compensa la algo mayor elaboración de las conexiones de estación.

Los enlaces a la mesa de operadora son a 4 hilos y tierra: 2 hilos no polarizados para los circuitos de voz, y 2 hilos y tierra para control, diseñados para transmitir las condiciones de la estación (condición de libre u ocupado, respuesta a llamada local o exterior, ordenes de reposición al colgar) en combinación con la horquilla y los botones de conmutación del teléfono. El botón de conexión local se utiliza también para devolución de llamada, y el botón de conexión exterior recupera la línea urbana mediante el procedimiento de devolución de llamada. Con este procedimiento, cuando el abonado que llama cuelga, la llamada exterior queda transferida al abonado llamado.



Vista del conjunto del equipo instalado.

El equipo de enlaces es pasivo, no transmite ordenes. La conexión o desconexión del equipo se solicita por las estaciones y se completa mediante el marcador. El circuito de voz de la línea conectada pasa directamente a la estación de abonado.

El cuadro de operadora controla las llamadas que se reciben. Las salientes son operadas para las extensiones, ya que estas no tienen acceso directo. Cada extensión se conecta individualmente al cuadro de operadora.

La operadora puede intervenir en una conversación despues de enviar una señal de intervención.

Estas PABX automáticas se construyen en forma de armario pequeño con ruedas (longitud, 0,87 m; profundidad, 0,44 m; y altura, 0,73 m).

La conmutación se realiza con relés "Pentaconta"* y 1 ó 4 microconmutadores "Metabar"*. La unidad alimentadora de corriente continua está incorporada.

Al tener el armario la misma altura que una mesa de oficina, puede colocarse ésta a su lado, y el armario soporta el cuadro de operadora. Todas las conexiones entre el armario, cuadro y caja de conexiones se realizan por cordones equipados con conectores.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques,
Francia

* Marca registrada del sistema ITT.

Cables de energía enterrados en el fondo del mar.

Durante el reciente año, STK ha completado con éxito una instalación poco corriente de dos cables de energía de 6,7 km de longitud para la "Chugach Electric Association" de Anchorage en Alaska.

La novedad de la instalación se basa en el hecho de que los cables tuvieron que ser enterrados 3 metros bajo el fondo del mar. La circunstancia excepcional son las mareas extraordinariamente altas — con una diferencia de 30 m entre las mareas alta y baja — que producen corrientes marinas de hasta 8 nudos, y arrastran a su vez témpanos de hielo deslizándose por el lecho del mar. Pocas cosas soportarían esta acción continua de desgaste.

A causa de la longitud de los cables para 138 kV, de triple alma con carga de aceite, los empalmes tuvieron que ser hechos en fábrica.

Este motivo ha sido el elemento clave para conseguir el contrato; para ello STK ha desarrollado un empalme completamente flexible, de diámetro muy ligeramente superior al del mismo cable. El empalme reúne todas las condiciones eléctricas y es lo suficientemente flexible para pasar alrededor del tambor de tendido del cable con facilidad.

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Noruega

Lince y Monterrico. 15 000 nuevas líneas Pentaconta* en Perú.

El 31 de mayo de 1972 se inauguraron las primas 15 000 líneas de un contrato a largo plazo para 100 000 líneas entre la Bell Telephone Mfg. Co., asociada belga a ITT y la Compañía Peruana de Teléfonos (CPT). Asistieron el Ministro peruano de telecomunicaciones, General Anibal Meza Cuadra, el Presidente del Cuadro de Directores de la CPT, General Eduardo Segura, la Dirección del CPT y Mr. F. Pepermans, Presidente y Director General de BTM.

Las 15 000 líneas son del tipo Pentaconta y comprenden 10 000 líneas en la nueva central de Lince, y una ampliación de 5000 líneas en la central actual de Monterrico.

Bell Telephone Manufacturing Co., Bélgica

Nueva fábrica de cables al norte del Círculo Polar.

El Ministro de Industria noruego Finn Lied abrió en el mes de junio una nueva fábrica de cables en Rognan, Noruega, al norte del círculo polar.

La nueva fábrica ha sido construída únicamente para la producción de cables telefónicos con aislamiento de plástico por Standard Telefon og Kabelfabrik A/S (STK).

* Marca registrada del sistema ITT.



Vista aerea de la factoria de Rognan, para fabricación de cables.

La factoría de Rognan, que abarca una superficie de 11.350 m², se ha diseñado aplicando los principios más modernos de la técnica de producción y distribución en planta.

El cambio gradual que se ha iniciado del aislamiento de papel al plástico, necesita inversiones de nueva maquinaria y equipo. La planta de Rognan se ha construido para salvar esta situación, y el aumento gradual de su capacidad está planificado.

La nueva fábrica, que aporta un adelanto considerable en el desarrollo rural de Noruega, proporcionará trabajo a 150 personas de la comunidad de Rognan.

Standard Telefon og Kabelfabrik, Noruega

Mantenimiento del Equipo Táctico de Apoyo.

Federal Electric Corporation ha obtenido un contrato con la división Huntsville del Cuerpo de Ingenieros del Ejército de Estados Unidos para la operación y el mantenimiento de su equipo táctico de apoyo. Este equipo está emplazado en el Safeguard Ballistic Missile Defense System Site en las proximidades de Grand Forks, Dakota del Norte.

Como ejemplos del equipo táctico de apoyo figuran los generadores de energía, equipo de calefacción y aire acondicionado, redes eléctricas de distribución y de supervisión y control, detección de fuego, sistemas de alarma y supresión de incendios, y los aparatos correspondientes.

También se adiestrará al personal del ejército americano en las operaciones y mantenimiento del equipo.

Federal Electric Corporation, Estados Unidos de América

Desarrollo de un cable coaxial de 28 tubos.

El Grupo de Cables para Telefonía de STC ha completado recientemente un primer pedido del nuevo cable coaxial de 28 tubos tipo 174. Este cable fue solicitado por la British Post

Office para su instalación entre la estación principal repetidora Faraday y la nueva central de conmutación interurbana de Southbank, importante centro de telecomunicaciones en las proximidades de Waterloo.

Durante la fabricación fue necesario aplicar un riguroso control para mantener lo más uniforme posible las impedancias de terminación del cable. Es fundamental, para obtener las características de transmisión de línea, que cada uno de los 28 tubos del cable sea eléctricamente compatible con el siguiente que le corresponda en el empalme.

El Grupo de Cables para Telefonía de STC fabricó hace tres años el primer cable coaxial de 20 tubos tipo 174 para el proyecto Hillbrow-Joubert de la South African Post Office. Desde entonces STC ha obtenido gran cantidad de esta clase de pedidos.

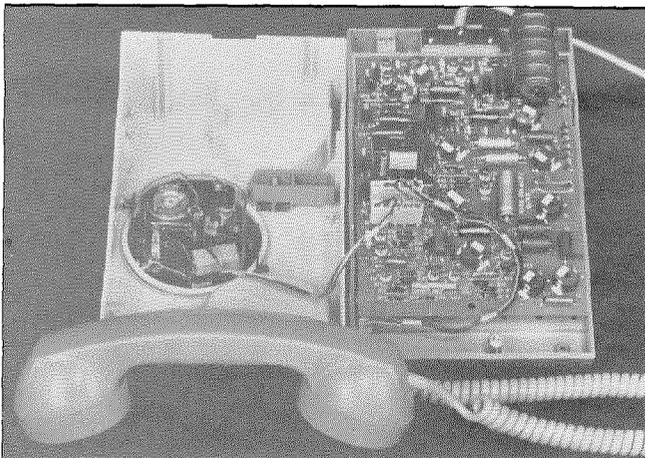
Standard Telephones and Cables, Reino Unido

Sistema 1 + 1 de portadora de abonado "BIPHONE".

El sistema 1 + 1 "Biphone" permite la utilización simultánea del mismo par dos abonados sin que se interfieran. La capacidad de una red existente puede duplicarse, aplicando este sistema, sin necesidad de aumentar los cables de abonados.

El sistema 1 + 1 comprende un circuito físico normal de abonado y un circuito de portadora de abonado. La ampliación de la red por abonados con portadora no afecta en nada al equipo de los abonados ya en servicio con circuitos físicos, bien sea en el propio local de abonado o en la central telefónica. La distancia máxima de operación depende del tipo del cable utilizado: p. ej. con un par de abonado de 0,6 mm puede cubrirse una distancia de más de 6 km.

En el lado de abonado con portadora, la energía necesaria para el equipo se puede obtener directamente de la red, o de la



Equipo de abonado, incluido en su aparato telefónico. El filtro separador en caja hermética de plástico se instala en casa del abonado.

batería de la central por medio de la línea de abonado. En caso de fallo de alimentación en el equipo de abonado el sistema puede continuar en operación normal durante dos semanas aproximadamente, gracias a que incorpora una batería recargable de Ni-Cd. Cuando se telealimenta por el par de abonado, la batería de Ni-Cd se carga continuamente con una pequeña corriente de línea de 2 mA aproximadamente: esta corriente es suficiente para el tiempo medio de conversación de dos horas por día, incluyendo las llamadas, ya que la energía que consume el terminal de abonado es muy pequeña.

El sistema de portadora se basa en la modulación de amplitud en doble banda lateral: las portadoras que se transmiten desde el abonado a la central y desde la central al abonado son de 28 kHz y 64 kHz respectivamente. Las señales de marcado y llamada se transmiten por modulación de la portadora.

Como muestra la fotografía, el modem del terminal de abonado está ensamblado en el interior del aparato telefónico. El filtro direccional paso-alto paso-bajo que separa los circuitos de abonado físico y de portadora está alojado en un encapsulado plástico herméticamente cerrado que se instala en la casa del abonado. En la central, el equipo correspondiente de portadora y filtros se monta en tarjetas de circuito impreso enchufables; un bastidor de 9 pies de altura, 520 mm de anchura, y 225 de profundidad, construido con la práctica internacional de normas de equipos, ISEP*, el equipo para 192 abonados de portadora, incluyendo los filtros separadores.

Bell Telephone Manufacturing Co., Bélgica

* Marca registrada del sistema ITT.

Fundación de la beca Alec Harvey Reeves.

En la Universidad de Surrey se ha fundado una beca para conmemorar al Dr. Alec Harvey Reeves, notable científico inventor de la modulación por código de impulsos, que murió en octubre de 1971. Esta beca será subvencionada conjuntamente por la Universidad de Surrey y dos empresas británicas asociadas a ITT, Standard Telecommunication Laboratories y Standard Telephones and Cables.

Le beca continuará las líneas del Dr. Reeves, de interés en el campo de las comunicaciones electrónicas, que cubren áreas comunes a sistemas de telecomunicación y personas. Su ámbito cubrirá temas tales como la comunicación hombre/máquina, presentación de datos y facsímil, análisis de la palabra, y mecánica de códigos.

La Universidad de Surrey ha asignado al profesor King para esta beca.

Standard Telecommunication Laboratories, Reino Unido

Poste de llamadas de emergencia por radio.

El poste de llamadas de emergencia por radio desarrollado por SEL facilita la comunicación con los servicios de policía y de socorro.

Proporciona una ayuda incalculable en las carreteras y autopistas que no tienen postes telefónicos de llamada de auxilio, pero en las que su volumen de tráfico reclama equiparlos con urgentes facilidades de comunicación.

Como estación central puede utilizarse cualquier estación de radio, que por su situación geográfica sea capaz de recibir las señales de todos los postes (en caso contrario deberán montarse estaciones relevadoras), y que esté atendida durante las veinticuatro horas del día.

El poste se compone de una caja de resina de poliéster, antena, circuito electrónico y unidad de alimentación.

Cuando el usuario levanta la cubierta del aparato para llamar, la sección electrónica se conecta a la unidad de alimentación (batería), el receptor comprueba que el canal de transmisión de la estación central está libre, y hace conmutarse al emisor y al generador de señal de identificación produce la señal que radia el emisor. Simultáneamente se enciende una lámpara verde para indicar que se transmite la llamada. A continuación, el que llama escucha la señal de la central por el altavoz y puede entrar en la comunicación duplex.

Cuando un poste está ocupado, todos los demás quedan automáticamente bloqueados. El intento de llamada desde uno de estos postes queda almacenado, sin embargo, y se repite automáticamente después que concluye la comunicación de radio existente.

La apertura no autorizada del poste se señala en la central por la transmisión de la señal de identificación del poste más otra señal adicional.

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart



Vista de un poste de llamadas de emergencia por radio.

Nuevas realizaciones

SEL instala una red de radioenlaces en Paraguay y amplía la red de Sud Africa.

SEL está instalando en Paraguay una red de radioenlaces que se completará a mediados de 1973. Interconectará la capital Asunción con Concepción vía Paraguari, Cnel. Oviedo, Unión, Itacurubi del Rosario, San Pedro y Guardia-Cué. La longitud total de las siete secciones de radio es de 395 km. El equipo de radioenlaces será del tipo FM 300/2000, con capacidad para 300 canales telefónicos. El sistema tendrá dos radiocanales trabajando sobre antenas comunes. La facilidad de conmutación de protección consistirá en un equipo conmutador en banda base que responde al ruido y fallo de piloto. Los datos de operación y señales de estación se transmitirán desde las estaciones relevadoras al centro mediante un sistema de control a distancia.

La Administración del Post Office de Sud Africa está ampliando sus redes de comunicaciones para poder cubrir el aumento de la intensidad de tráfico. SEL ha obtenido un contrato que cubre la instalación de 268 km de radioenlaces desde Bloemfontein a Bethlehem para tráfico telefónico solamente. Utilizará el más avanzado equipo de radioenlaces para 1800 canales telefónicos. Este equipo está diseñado en forma de construcción vertical que ahorra espacio utilizando la práctica de equipo de ITT V-SEP, en su mayor parte.

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania Federal

Bélgica obtiene una comunicación en el espacio.

El martes 21 de septiembre de 1972 el rey Balduino de Bélgica inauguró la estación terrena de satélites de Lessive, en las Ardenas Belgas.

La estación fue montada por la Bell Telephone de Amberes, compañía dependiente de la International Telephone and Telegraph Corporation, y la ITT Space Communications de Ramsay, New Jersey. Tendrá una capacidad inicial de 132 canales telefónicos vía Intelsat IV y proporcionará enlaces directos entre la red de telecomunicaciones de Bélgica con las de los Estados Unidos y el Zaire.

En Lessive está prevista la ampliación con una segunda antena para el Atlántico y otra que enlazará con el satélite del Océano Indico.

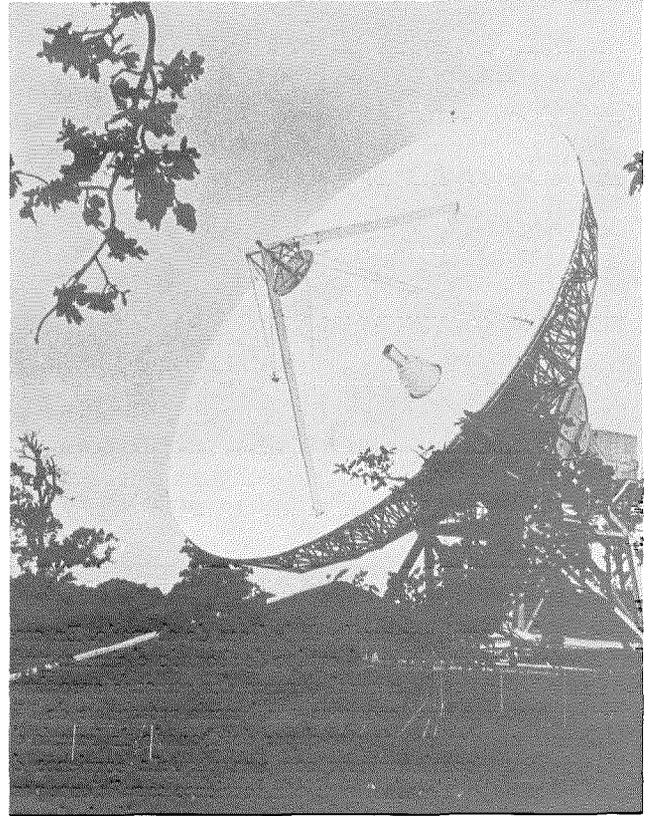


Fig. 1 Vista anterior de la antena de Lessive.

A la inauguración de Lessive asistieron también varios ministros del gobierno belga, embajadores y representantes principales de las administraciones de correos y telecomunicación de otros países.

Bell Telephone Manufacturing Co., Bélgica

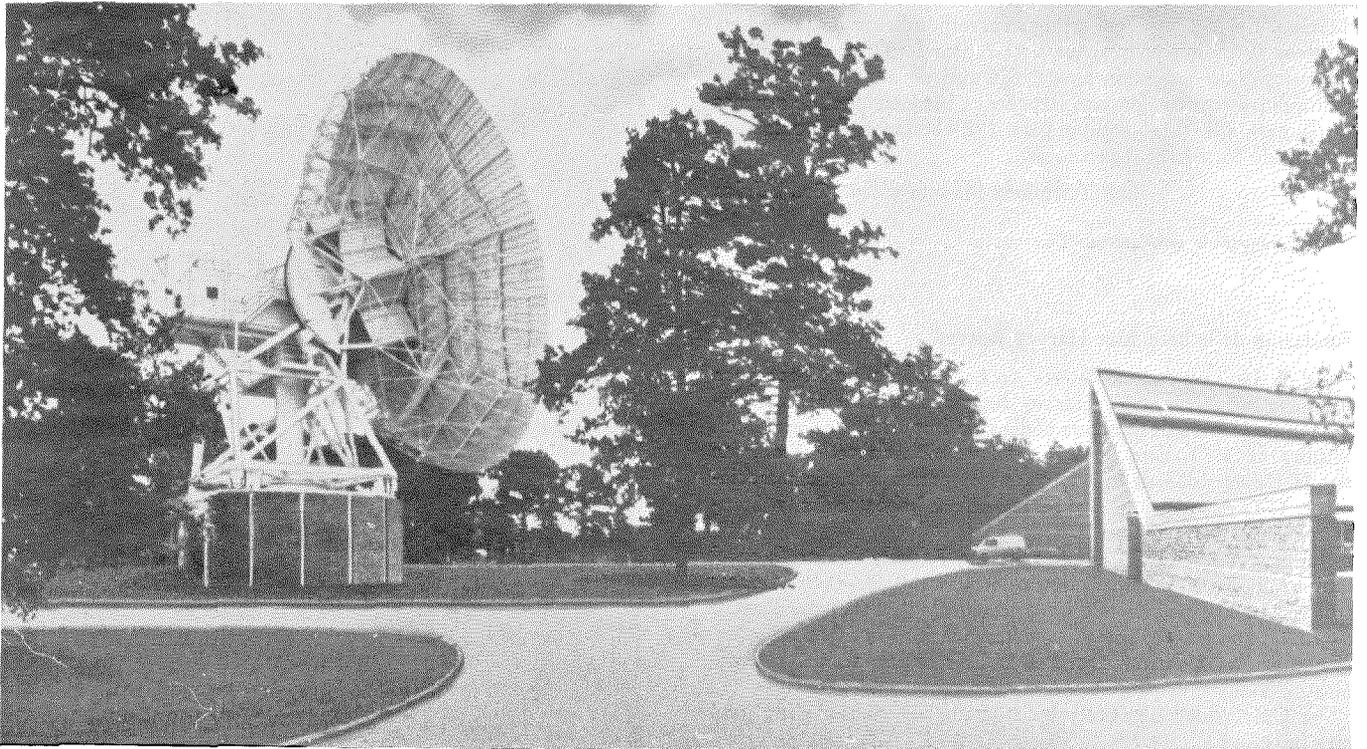


Fig. 2 Vista posterior de la antena de Lessive.

Sistemas de cable coaxial de 12 MHz en Italia.

FACE Standard — la asociada italiana a ITT — ha anunciado recientemente la terminación de la instalación y puesta en servicio con resultados satisfactorios del nuevo sistema de cable coaxial de 12 MHz en la ruta Milán—Turín, (156 km).

Este sistema puede llevar 2700 conversaciones simultáneas en cables coaxiales de 4,4 mm o 0,5 mm.

El sistema de 12 MHz, especialmente diseñado para las rutas telefónicas de alta calidad y alta capacidad, satisface las recomendaciones del CCITT y en especial los objetivos de la característica de ruido, que se cumple con un margen considerable. La regulación está proporcionada por piloto y/o con amplificadores controlados por temperatura para asegurar una alta estabilidad en todas las condiciones de funcionamiento.

Los siguientes contratos, concedidos a FACE Standard por la Administración Telefónica Italiana (ASST), incluyen equipo adicional para las rutas Milán—Génova—Pisa—Roma, Florencia—Pisa, Catania—Palermo, etc. Este equipo, que se está entregando actualmente, es parte de un amplio programa establecido por los PTT italianos para la puesta en servicio de sistemas de 12 MHz con el fin de mejorar la red telefónica del país.

Fabbrica Apparecchiature Per Comunicazioni
Elettriche Standard, Italia

Suplemento digital DEE para radar de aproximación de precisión.

Con objeto de mejorar la precisión en la indicación de radares de aproximación de precisión (PAR) SEL ha desarrollado el suplemento digital DEE. Digitaliza los valores angulares facilitados en forma analógica por las dos antenas PAR y produce electrónicamente la presentación del mapa en la pantalla de radar. Los errores de presentación quedan eliminados de esta forma. Debido a la conversión de los valores angulares de las antenas a escala fina, los incrementos angulares que pasan a la unidad indicadora son solo de 0,003° en elevación y 0,0085° en azimuth.

El DEE se compone esencialmente de los accesorios para las dos antenas de radar y también de un armario con los circuitos electrónicos y el equipo de indicación y de control remoto. El mapa es preajustado en fábrica, pero puede adaptarse a los cambios locales cuando sea necesario. La mayoría de las unidades principales están duplicadas para que pueda hacerse el cambio a unidades con funcionamiento de reserva en caso de averías. Se ha conseguido una seguridad de funcionamiento de alto grado gracias a este sistema de duplicidad y el empleo de las técnicas de circuitos de estado sólido.

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania Federal

Receptor CR 302 de SRT.

Standard Radio & Telefon AB de Vällingby, Suecia y la Marina Danesa han firmado un importante contrato para el suministro de gran cantidad de Equipo de Radio HF. El pedido

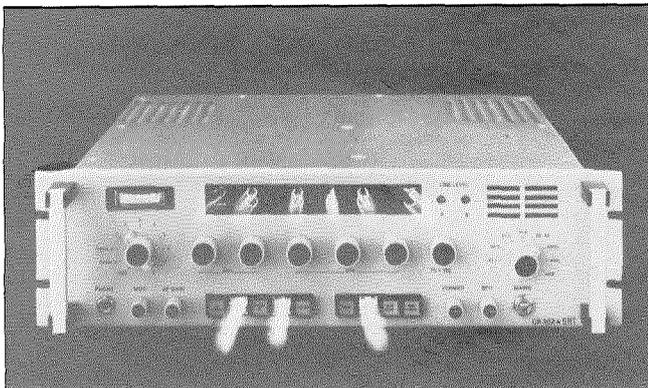


Fig. 1 Receptor CR 302.



Fig. 2 Excitador CTD 500.

cubre el nuevo receptor de utilización general CR 302 para ondas larga, media y corta, banda lateral única y banda lateral independiente (L.F/MF/HF y SSB/ISB) que se está fabricando en la compañía, y un emisor totalmente construido en estado sólido formado por el elemento excitador existente CTD 500 y un amplificador de potencia de 400 W.

El emisor tendrá la característica lineal suficiente para operar en ISB (Banda lateral independiente).

Las entregas están programadas para comenzar en 1973.

Las fotografías muestran el Receptor CR 302 y el elemento excitador CTD 500.

Standard Radio & Telefon AB, Suecia

Nuevas centrales telefónicas Pentaconta.

Las siguientes nuevas centrales telefónicas Pentaconta* se entregaron a los PTT suizos hasta finales de agosto:

Zurich:	Nuevo centro de conmutación de Unterengstringen (de la red rural)	6 000 líneas
	Nueva central de Zollikon — Village	6 000 líneas
	Nuevo centro de conmutación de Bülach	8 000 líneas
Basilea:	Ampliación de la central de Wallstrasse (de 16 000 a 20 000 líneas)	4 000 líneas
Ginebra:	Nueva central de Plainpalais	20 000 líneas
	Ampliación de la central de Bernex (de 2000 a 3000 líneas de la red rural)	1 000 líneas
		<u>45 000 líneas</u>

Número total de líneas Pentaconta instaladas hasta la fecha 294 800 líneas

Standard Telephon und Radio AG, Suiza

* Marca registrada del sistema ITT.

Oficina de Correos de Ottawa.

Bell ha terminado de instalar en la Central Principal de Correos de Ottawa un equipo de clasificación de la correspondencia, entregado a la Administración de Correos del Canadá.

El equipo comprende 24 pupitres codificadores-marcadores de índices controlados por operador, alimentados automáticamente por una corriente de cartas, 2 máquinas automáticas lectoras de índices y clasificadoras de cartas, y un ordenador ITT 1600, que se utiliza para trasladar el Código de Correos Canadiense (LSZ 4L5) en código de barras fluorescentes, y realiza otras funciones de control.

La característica más notable de esta instalación es la inclusión de pupitres de "reducido perfil" basados en los pupitres codificadores de la generación anterior, que a pesar de su reducida altura (1076 mm) tienen 2 ventanas (de lectura y de comprobación de posición) conservando las facilidades completas de acceso de las cartas.

Bell Telephone Manufacturing Co., Bélgica

Nuevas realizaciones

SEL entrega más transmisores de TV a Suiza.

La planta de SEL en Berlín Occidental ha recibido el PTT de Suiza otro pedido de 15 transmisores dobles de TV para 2 kW de potencia de salida en las bandas IV y V.

Las entregas están programadas para los años 1973 y 1974, y se sumarán al primer envío del mismo cliente de otros 10 transmisores dobles.

SEL utiliza el método de amplificación combinada de señal video y sonido, con preamplificador TWT y último paso a tétrodo de potencia para este tipo de transmisores. El consumo de energía es la mitad en comparación con los transmisores a klystron equivalentes. Están especialmente desarrollados para regiones con un área limitada de alcance directo, con características técnicas de alta calidad, y dimensiones reducidas ya que se ha evitado el tipo convencional de transmisor video y transmisor de sonido interconectados con un diplexor de antena. Se utiliza también como estaciones principales de las redes repetidoras de TV.

El transmisor doble mostrado en la figura está constituido por dos transmisores sencillos, cada uno con un paso previo de amplificador de video/sonido, y un paso de salida de potencia instalados en dos bastidores tipo armario.

El paso previo de amplificador video/sonido comprende el proceso de señal de pequeña potencia transistorizado, el amplificador TWT con compensador de fase, y las unidades de alimentación.

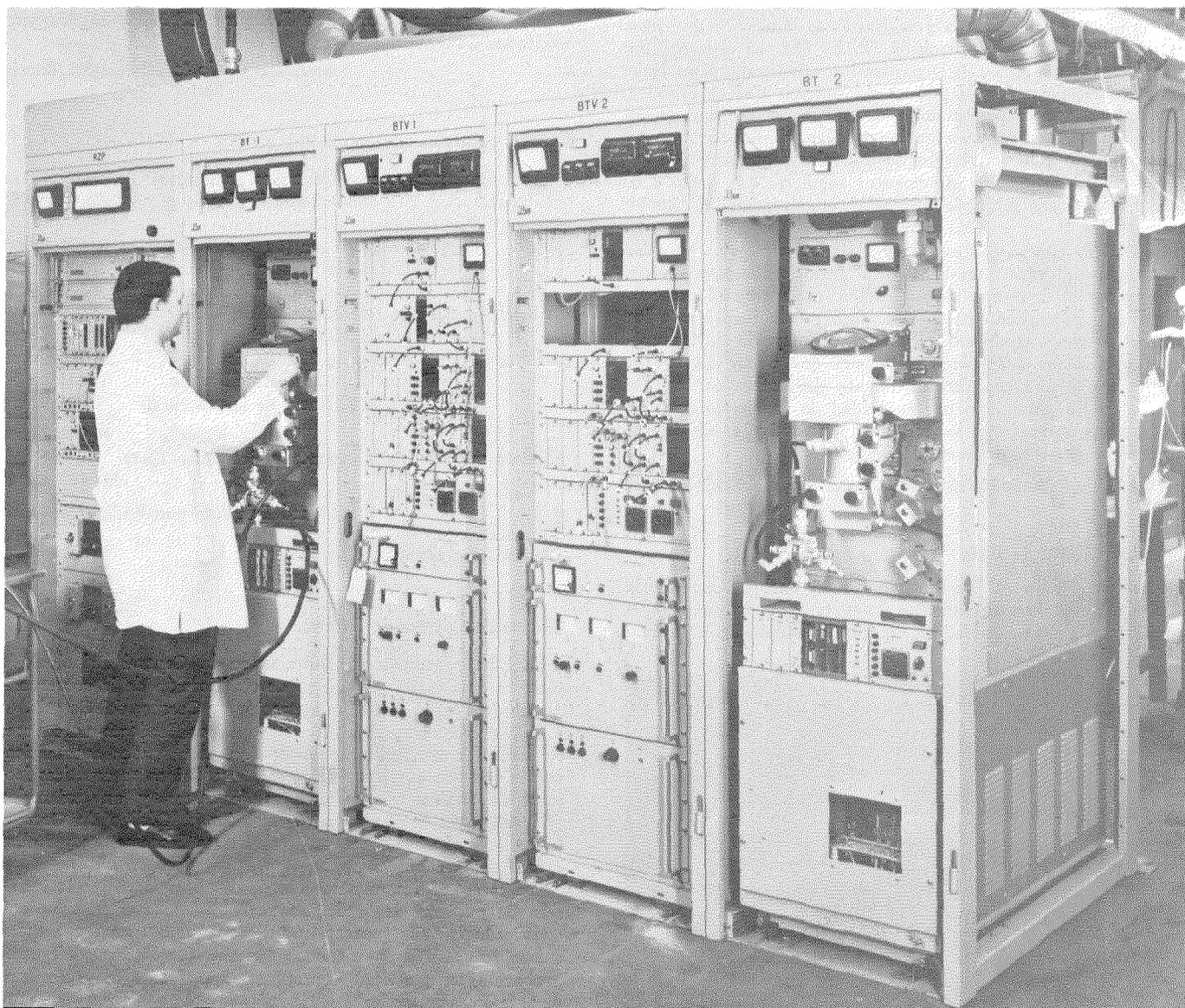
El paso de potencia de video/sonido emplea un amplificador a tétrodo de 10 kW con unidad de alimentación AT., y las unidades de conmutación y control correspondientes. La disipación del calor se realiza mediante un sistema refrigerante con aspiración-compresión de aire en circuito cerrado.

Las líneas de alimentación y las de modulación terminan en un bastidor adicional preparado para funcionamiento en trabajo y reserva, en donde también se efectúa el conexionado de la distribución de alimentación a las distintas unidades funcionales con protecciones (fusibles) y a enclavamiento automático. El mismo armario aloja también los controles centrales, el sistema de cambio automático con un conmutador de potencia a RF, circuitos lógicos y una antena artificial.

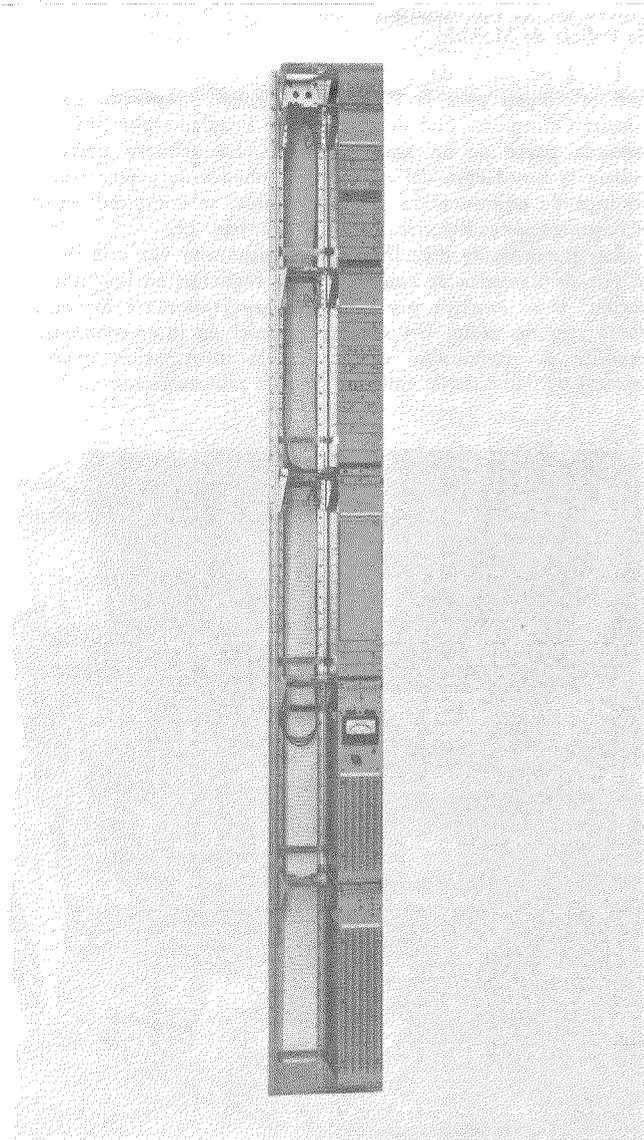
Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania Federal

Nuevo Sistema de Cable Coaxial de 12 MHz.

Se ha concluido el desarrollo de un nuevo sistema coaxial de 12 MHz. Los repetidores terminales y principales están construidos en bastidores de práctica de equipo V-SEP* correspondiente al 7 R de la Bundespost Alemana. La figura presenta el bastidor repetidor terminal. Comprende — empezando por arriba — filtros separadores de energía, armazón de transmisión, armazón de recepción, armazón de igualador, unidad de telealimentación, y unidad de alimentación local.



El transmisor doble de TV de SEL.



Bastidor repetidor terminal.

Los repetidores auxiliares — controlados por temperatura o regulados por piloto — están alimentados por corriente continua de 90 mA.

Los resultados satisfactorios de las pruebas de campo en las proximidades de Friburgo i. Br. confirmaron que el Sistema de Cable Coaxial de 12 MHz cumple con todas las recomendaciones del CCITT para los circuitos de alta calidad de voz y también con las especificaciones de la Bundespost Alemana.

Se ha medido un error de ganancia de inserción menor que ± 1 dB en una ruta de 16 amplificadores (74 km) sin igualar. El error residual se redujo a $\pm 0,2$ dB por medio de los igualadores adicionales instalados.

En la misma ruta el ruido psophométrico, medido con la carga convencional por canal, fue menor que 0,7 pW/km en el peor canal.

A consecuencia de los buenos resultados de las medidas se ha entregado el equipo para su fabricación. La primera entrega se realizará en 1973.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana

* V-SEP = Vertical Standard Equipment Practice.

Primeros equipos PCM entregados a la Administración Belga.

Los primeros sistemas de transmisión por modulación de código de impulsos fueron entregados por BTM a la RTT Belga durante el mes de julio.

Estos sistemas PCM se instalarán en líneas de gran distancia entre Brujas y Knokke.

Aumentarán considerablemente la capacidad de circuitos en los cables de enlace existentes ya que permiten la transmisión de hasta 30 conversaciones simultáneas.

Durante este año se equiparán con el mismo tipo de aparatos de transmisión otras secciones de gran densidad de tráfico en las redes telefónicas belgas.

Bell Telephone Manufacturing Co., Bélgica

Más enlaces por satélite en España.

La Compañía Telefónica Nacional de España (CTNE) ha encargado a ITT Space Communications una tercera estación terrena de comunicaciones por satélite para el complejo de Buitrago. La nueva estación, que operará con el satélite atlántico Intelsat IV se completará en julio de 1973. CTNE aumentará también la capacidad de canales en las otras dos estaciones que operan con satélites en el Atlántico, una en las Islas Canarias y la otra en Buitrago. Esta última incluirá un terminal SPADE. ITT Space Communications construye las estaciones para CTNE y llevará a cabo las ampliaciones, incluyendo la entrega del equipo SPADE de último diseño.

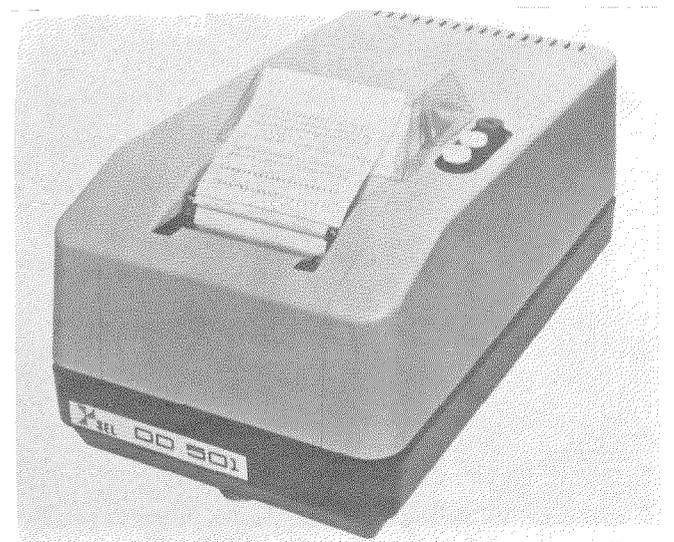
ITT Space Communications Inc., Estados Unidos de América

Impresora digital DD 501 para Informática.

La impresora digital DD 501 está diseñada para el registro de datos numéricos de distintos tipos (datos de control y valores de medidas). Acepta los datos BCD (código binario decimal) en un almacenador de 21 posiciones de capacidad, correspondiente a una línea del listado a imprimir.

Después de haber aceptado los datos que recibe, comienza a imprimirlos en negro o rojo, mediante una instrucción. La velocidad de impresión es de 3 líneas por segundo. Si se quiere, puede suprimir los ceros a la izquierda. El juego de caracteres comprende las diez cifras decimales, cinco símbolos y "espacio" (blank). Todas las entradas de caracteres de 4 bits y de las señales de imprimir y de alimentación del papel son compatibles con las técnicas DTL/TTL. El equipo tiene 200 mm de altura, 210 mm de anchura y 370 mm de profundidad, y peso 10 kg. Consume 70 VA aproximadamente con alimentación de CA a 220 V.

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania Federal



Impresora digital DD 501 para Informática.

Nuevas realizaciones

Sistemas de transmisión de portadoras para Grecia.

La Administración Telefónica Griega (OTE) ha concedido un importante contrato a dos compañías ITT: Standard Eléctrica de Madrid, e ITT Hellas, para suministrar sistemas de portadoras de 12 canales en líneas aéreas y cables. El equipo se entregará durante los 12 meses siguientes a partir de junio de 1973.

Es la primera vez que se fabricarán equipos de transmisión en Grecia.

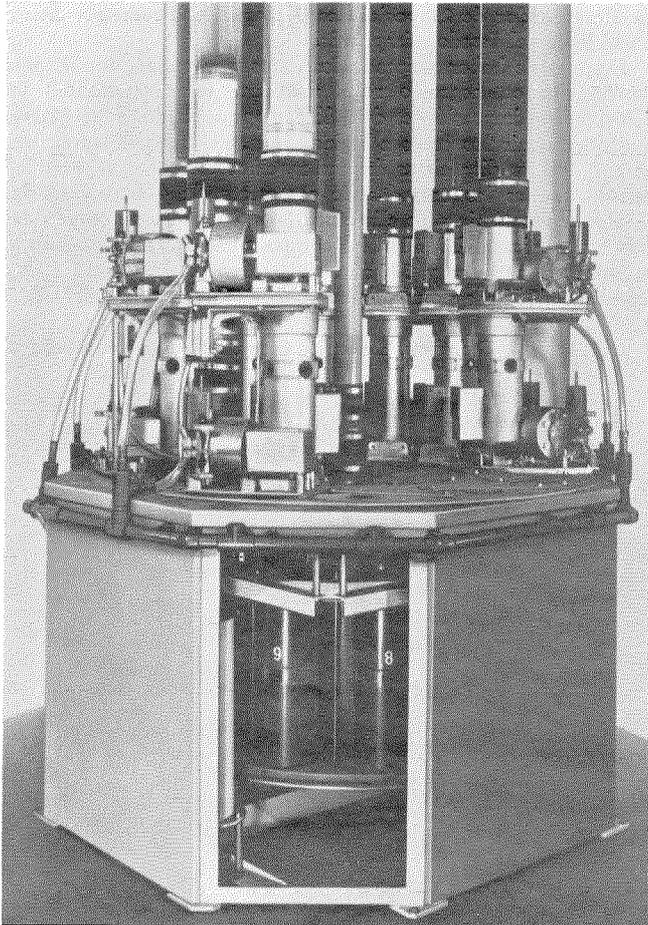
La contribución de ITT Hellas asciende aproximadamente al 30 % del total del contrato.

ITT Hellas, Grecia

Sistema de transporte por tubo neumático con deflector central giratorio para el "Freising Hospital".

Uno de los más recientes desarrollos de SEL es la estación central tipo "tambor" para los sistemas ligeros de transporte por tubos neumáticos. El hospital Freising District and City Hospital ha adquirido el sistema de transporte ligero por tubos neumáticos LR 100 (tubos de 100 mm de diámetro), equipado con enviador central giratorio que puede controlar el tráfico de siete líneas de tubo. El Hospital es uno de los primeros clientes de Alemania. Aunque en la primera fase de construcción se completará con 18 estaciones de envío y recepción, el hospital tendrá 35 estaciones en total cuando alcance su máxima capacidad para 500 camas. La red de tubería tendrá una longitud de 700 m. Las estaciones de tubos neumáticos se instalarán en recepción, departamento de esterilización, laboratorio central, administración, centro de abastecimientos, cocina y centro de reparaciones, además de quirófanos y enfermerías. El sistema estará equipado con "push", "pull" y una turbina de reserva.

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania Federal



Encaminador central giratorio de un sistema de transporte por tubos neumáticos.

Nuevo centro radiotelefónico para el Cuartel General de Policía de Munich.

El 12 de junio de 1972 entró en servicio el nuevo centro radiotelefónico para la Policía de Munich, preparado para los Juegos Olímpicos. Fue desarrollado e instalado por SEL como segunda parte de un amplio pedido. La primera parte, que cubría la instalación del centro de llamadas de emergencia con equipos de conmutación semielectrónica, se completó en 1971 (Comunicaciones Eléctricas 46 [1971] 3, pág. 222).

Las llamadas de diez líneas telefónicas una vez que llegan a la sala de llamadas de emergencia, se registran en las "notas de acción" y se remiten por cintas transportadoras a los puestos de la sala de radio. Un sistema especial de intercomunicación permite el intercambio directo de la información entre los puestos de llamadas de emergencia y de radioteléfono.



Central Radiotelefónica de la Oficina Central de Policía de Munich. En primer plano el supervisor, quien puede intervenir en todas las llamadas telefónicas y comunicaciones radiotelefónicas. Al fondo los ocho pupitres de radio.

A cada uno de los ocho pupitres de radio se le ha asignado un canal de radio, pero también se pueden asignar hasta 3 canales a un solo pupitre. Un par de canales — uno para la policía uniformada y uno la criminal — representa un circuito de tráfico. Durante los periodos tranquilos, son suficientes dos circuitos de tráfico: Uno sirve el norte y oeste de la ciudad, el otro el sur y el este. En caso de sucesos especiales, los circuitos adicionales de radio entran en operación. Cada circuito es servido por un equipo formado por un locutor (supervisor) y dos ayudantes. El locutor pasa las ordenes a los coches de los distritos, patrullas especiales, departamentos de accidentes de tráfico, policía criminal, etc., y recibe informes de ellos. Normalmente hay 25 coches en servicio, y en las horas punta hasta 45.

Las consolas de los pupitres de radio contienen un mapa de Munich estilizado con campos de indicación que presentan núme-

ros de identificación de los coches patrulla de servicio en cada distrito. Otras ayudas de control en la sala de radio son un mapa detallado de la ciudad a gran escala, un proyector de diapositivas que muestra la ciudad por secciones, un monitor de TV — actuado por teclado — que muestra la situación de los puntos de tráfico más críticos, equipados con controles de cámaras de TV en el centro de la ciudad.

Estas facilidades técnicas permitirán a la policía cumplir con las necesidades crecientes de una ciudad de rápido crecimiento.

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart

Noruega logra una nueva factoría, nuevos desarrollos y pedidos.

Los primeros medios de producción de centrales telefónicas electrónicas en Noruega están actualmente en marcha con la nueva factoría de conmutación telefónica de STK, Oslo situada en Økern, inaugurada en marzo por Mr. Reulf Steen, Ministro Noruego de Comunicaciones.

La nueva factoría cubre una superficie de 12 000 metros cuadrados y emplea a 1400 personas del total de 4000 empleados en STK.

El PTT, que ha solicitado ya la primera central Metaconta* 10 C, ha indicado que si las pruebas son satisfactorias, las centrales antiguas de Oslo quedarán por el nuevo sistema electrónico.

Otro tipo de central, Metaconta 11 B, aconsejable especialmente para pequeña y media capacidad está actualmente desarrollándose en STK para toda ITT. El primer sistema noruego de este tipo está programado para que entre en servicio a fina-

* Marca registrada del sistema ITT.

les de 1973 en Engelsrud, a las afueras de Oslo. Además Finlandia ha hecho ya importantes pedidos para este tipo de centrales.

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Noruega

LCT contribuye a la seguridad aérea. Un nuevo radar para control automático de pistas de vuelo.

En una de las pistas de aterrizaje del Aeropuerto de Orly, equipada para todas las condiciones meteorológicas, se está probando desde comienzos de 1972 un sistema experimental de vigilancia automática de aviones en despegue o aterrizaje. El desarrollo del radar CORAIL ha sido realizado por el Laboratoire Central de Télécommunications y está patrocinado por el "Service Technique de la Navigation Aérienne" y el Aeropuerto de París al mismo tiempo.

El radar CORAIL que saca provecho de los 20 años de experiencia de LCT en el campo de vigilancia automática de blancos de tierra, se ha presentado en el Coloquio Internacional de la Electrónica y Aviación Civil recientemente celebrado en París con la asistencia de 150 especialistas del mundo entero.

Este nuevo equipo, formado en principio por un radar asociado a un ordenador especial, marca automáticamente los aviones y cualquier otro vehículo en movimiento por tierra, y avisa a los operadores de la torre de control cuando se detecta algo anormal que está ocurriendo. El operador puede entonces observar sobre una pantalla de vigilancia igual a una pantalla de TV el mapa de las pistas donde aparece la posición y tipo del incidente.

De esta forma puede verse como, debido al procedimiento automático de operación y la presentación sencilla de su infor-



Vista de uno de los talleres de la factoría de Økern.

Nuevas realizaciones

mación, el radar CORAIL constituye para los oficiales de control de la navegación aérea un medio nuevo de vigilancia que alivia su trabajo ayudando a aumentar el nivel de seguridad a pesar del incremento del tráfico aéreo.

Actualmente se ha previsto instalar un radar CORAIL en el nuevo aeropuerto de Roissy.

Laboratoire Central de Télécommunications, Francia

Metaconta 10 C en completo funcionamiento en Bélgica.

La central Metaconta* 10 C de Berchem St. Agathe I, de 20 000 líneas de capacidad, ha entrado en servicio el 19 de mayo de 1972 equipada con 10 000 líneas. Está situada en el área de Bruselas.

En sus discursos de inauguración el 13 de junio, el Ministro belga de Correos y Telecomunicación Mr. E. Anseele y el Director General de los RTT Belgas Mr. G. Baudrin, subrayaron la importancia de la decisión de ir a la electrónica, e hicieron notar las numerosas ventajas de la conmutación electrónica para ambas partes, abonados y administración.

La central de Berchem St. Agathe es la primera del programa de la Belgian Regie elaborado a gran escala para equipar la red telefónica y telex con centrales semielectrónicas controladas con programa almacenado. El plan incluye centrales de larga distancia, centros de tarificación, centrales internacionales, grandes centrales urbanas de alta densidad de tráfico, de aplicaciones a telex y satélites. Hasta el momento se han recibido pedidos para más de 250 000 líneas equivalentes.

Al comienzo del funcionamiento de la central de Berchem St. Agathe se pusieron en servicio 800 líneas.

Todas las líneas estarán provistas de aparatos de botonera; el RTT está procediendo al cambio gradual de los aparatos de disco por los de teclado.

En esta etapa, los datos de tarificación de los abonados de Berchem St. Agathe se almacenan en la memoria de los procesadores de la central. Estos datos se transmitirán después por canales de datos en señalización nº 6 al centro de tarificación de Bruselas cuando se ponga este en servicio, a finales de 1972 como se ha previsto.

El tráfico entrante y saliente con otras 15 centrales del área de Bruselas se maneja mediante señalización R2.

Ha comenzado la instalación de la primera ampliación de 6000 líneas lo que llevará la capacidad a 16 000 líneas.

Bell Telephone Manufacturing Co., Bélgica

* Marca registrada del sistema ITT.

Conferencia organizada en Moscú por la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques.

El 7 de junio de 1972, la compañía francesa "Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques" ha organizado por primera vez con la Representación en Moscú de la Cámara de Comercio Franco-Soviética una jornada de conferencia sobre "Comunicaciones e Industria".

Asistieron aproximadamente 80 especialistas, entre representantes de grandes agencias de compras, institutos, departamentos del gobierno, y de varias instituciones más.

El día estuvo principalmente dedicado a la conmutación automática de mensajes, transmisión de datos, control a distancia y sus aplicaciones en distintas industrias, y telefonía privada.

Esta serie de comunicaciones estuvo orientada a explicar a los técnicos soviéticos el alcance de los equipos fabricados por la compañía y demostrar su importancia creciente, especialmente en el campo del proceso de datos, así como su situación en el mercado francés y en el mundial.

El interés suscitado por los temas seleccionados, y las ideas comunicadas durante las discusiones originadas han confirmado que tal demostración no ha sido más que el comienzo de otras reuniones promovidas por interés común entre los ingenieros franceses y soviéticos, y con deseos de fortalecer la cooperación actual en el campo de las comunicaciones.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

Las comunicaciones espaciales con SPADE.

ITT Space Communications está trabajando con la Digital Communication Corporation en la producción de terminales SPADE cuya realización es de tecnología superior en estaciones terrenas. SPADE es un canal por portadora, con modulación de código de impulsos (PCM), de acceso múltiple cuyo equipo está diseñado para operar en la red Intelsat bajo demanda asignada. Cada estación igualmente equipada, a través del satélite "transponder" asignado para la operación SPADE, puede tomar uno o más canales.

Esto suprime la necesidad de tener costosos canales preasignados cuando no lo justifica el tráfico, y proporciona mayor flexibilidad y rendimiento económico de la operación. El experimento SPADE fue desarrollado en los laboratorios COMSAT y probado en 1969. ITT Space Communications ha introducido en el importante mercado SPADE un equipo compacto cuyo primer terminal se instalará en España durante 1973.

ITT Space Communications Inc., Estados Unidos de América

Nuevo radar para observación de nubes y precipitaciones.

El Laboratorio Central de Telecomunicaciones, asociado a ITT en Francia, acaba de desarrollar un nuevo radar de observación meteorológica ERM 86 C bajo contrato con CNES (Centro Nacional de Estudios Espaciales). Se instalará próximamente en el Centro Espacial de Kouron en la Guayana Francesa.

Este radar milimétrico de impulsos (Longitud de onda: 8 mm — Potencia de pico: 85 kW) presenta en una pantalla PPI convencional el diagrama de nubes y precipitaciones en un radio de 40 km alrededor de la base.

En las aplicaciones de lanzamiento de cohetes, el ERM 86 C facilita la predicción meteorológica a corto plazo y permite fijar el intervalo de tiempo durante el cual puede realizarse la operación en las mejores condiciones.



Instalación de un equipo de radar milimétrico ERM 86 C.

Las aplicaciones del ERM 86 C cubren la localización y estimación de la densidad de partículas atmosféricas pequeñas. Entre estas aplicaciones pueden mencionarse las siguientes:

- Predicción meteorológica a corto plazo en aeropuertos y bases de lanzamiento.
- Investigación física de la atmósfera (medidas de densidad de nubes, estimación de lluvias, medida de altitud de la isotérmica de 0° C, etc.).
- Detección de plagas de insectos voladores (langostas, etc.).

Laboratoire Central de Télécommunications, Francia

Igualador automático GH-8005 para modem de datos GH-2005.

La transmisión de datos en líneas telefónicas con valores de señal superiores a 2400 bits/s requiere la igualación de distorsión lineal para evitar errores de bit.

La igualación de esta distorsión es complicada debido a que la característica de transmisión de las líneas telefónicas cambia, y por consiguiente la distorsión también varía. La forma más conveniente de igualar esta distorsión cambiante es el empleo de un igualador automático.

Los modem de datos SRT, GH-2005 de 2400 hasta 7200 bits/s disponen ahora de un igualador automático separado GH-8005. El modem transmite con banda lateral residual y modulación

de amplitud multinivel, y está preparado para conectar fácilmente el igualador. El igualador automático se ajusta continuamente y automáticamente por sí mismo corrigiendo la distorsión lineal producida en las características de la línea.

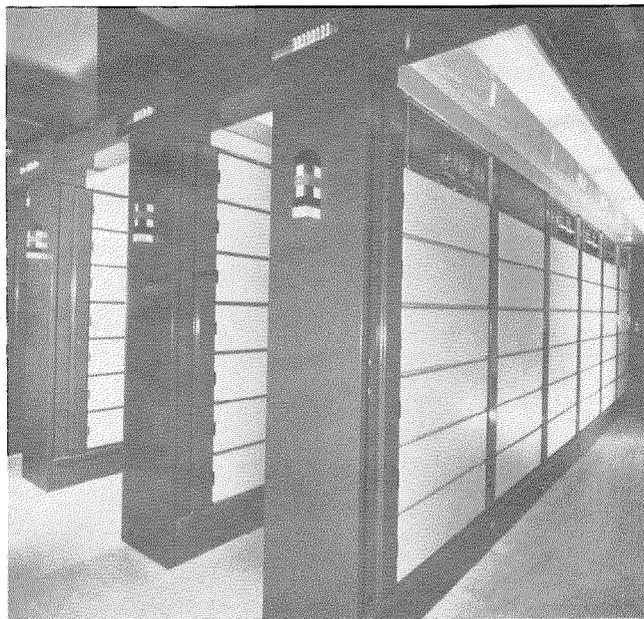
El igualador está formado por un filtro transversal construido con elementos analógicos de retardo y circuitos de ganancia variable. Las señales procedentes de los circuitos amplificadores se suman en un amplificador sumador formando la señal igualada que alimenta a los circuitos detectores del modem.

La construcción mecánica del igualador automático está de acuerdo con la Práctica de Equipo Standard Internacional ISEP, de ITT.

Standard Radio & Telefon AB, Suecia

Errata

En el número anterior de Comunicaciones Eléctricas (Volumen 47/3) la fotografía que ilustra la última realización titulada "Corte de la primera central automática privada PABX electrónica, Metaconta* LP", página 212 estaba invertida. La fotografía correcta se puede ver a continuación.



Nótese que esta foto presenta un ejemplo de construcción UNISWEP, descrita detalladamente en el artículo: "UNISWEP: Nueva práctica de equipo para sistemas de conmutación" y publicado en el mismo número (Vol. 47/3).

* Marca registrada del sistema ITT.

International Telephone and Telegraph Corporation Compañías principales y subsidiarias

NORTE-AMERICA

Fabricación — Ventas — Servicio

Canadá

ITT Canada Limited, Guelph and Toronto, Ont. (1946) y compañías Subsidiarias
Abbey Life Insurance Company of Canada, Hamilton, Ont.
Aimco Industries Limited, Cocksville, Ont.
Avis Rent A Car, Montreal, P. Q.
Canteen Company of Canada, Limited, Toronto, Ont.
Flyght Canada Limited, Dorval, P. Q.
Grinnell Company of Canada Limited, Toronto, Ont.
Grinnell Sales Limited, Toronto, Ont.
Ontario Malleable Iron Limited, Oshawa, Ont.
Northern Power and Piping Ltd., Toronto, Ont.
H. M. Harper Company, Ltd., Toronto, Ont.
Monitor Insurance Group, Montreal, P. Q.
The Great Eastern Insurance Company, Montreal, P. Q.
Monitor Underwriting Management Ltd., Montreal, P. Q.
Rayonier Canada Limited, Vancouver, B. C.
Rayonier Quebec Inc., Montreal, P. Q.
Sheraton Hotels Limited, Montreal, P. Q.

Estados Unidos

ETC, Division, Cleveland, Ohio (1955)
Federal Electric Corporation, Paramus, N. J. (1945)
ITT Technical Services, Inc., Paramus, N. J. (1958)
Higbie Manufacturing Company, Rochester, Mich. (1929)
Intelx Systems Incorporated, Paramus, N. J. (1947)
International Standard Electric Corporation, New York, N. Y. (1918)
International Telephone and Telegraph Corporation, Sud América, New York, N. Y. (1929)
ITT Abrasive Products Company, Tiffin, Ohio (1899)
ITT Aerospace/Optical Division, Fort Wayne, Ind. (1957)
ITT Arctic Services, Inc., Paramus, N. J. (1969)
ITT Avionics Division, Nutley, N. J. (1967; pred. co. 1909)
ITT Blackburn, St. Louis, Mo. (1932)
ITT Cable/Hydrospace Division, National City, Calif. (1970)
ITT Cannon Electric (division), Santa Ana, Calif. and Phoenix, Ariz. (1915)
ITT Commercial Services, Inc., Ramsey, N. J. (1969)
ITT Communications Equipment and Systems Division, Hartford, Conn. (1969)
ITT Controls and Instruments Division, Glendale, Calif. (1966)
Barton Instruments, Monterey Park, Calif. (1925)
ITT Snyder, Houston, Tex. (1948)

General Controls, Glendale, Calif. (1930)
Hammel-Dahl/Conoflow, Warwick, R. I. (1940)
Henze Service, Moonachie, N. J. (1939)
ITT Data Equipment and Systems Division, East Rutherford, N. J. (1969)
ITT Data Services (division), Paramus, N. J. (1965)
ITT Defense Communications Division, Nutley, N. J. (1967; pred. co. 1909)
ITT Electron Tube Division, Easton, Pa., Roanoke, Va. and Fort Wayne, Ind. (1962)
ITT Electro-Physics Laboratories Inc., Colombia, Md. (1966)
ITT Environmental Products Division, Hunting on Park, Pa. (1966)
Nesbitt, Philadelphia, Pa. and Jackson, Tenn. (1917)
Reznor, Mercer, Pa. (1888)
ITT Export Corporation, New York, N. Y. (1962)
ITT Fluid Handling Division, Morton Grove, Ill. (1966)
Domestic Pump, Shippensburg, Pa. (1903)
ITT Bell & Gosset Hydraulics, Morton Grove, Ill. (1916)
ITT Hoffman, Indianapolis, Ind. (1913)
ITT Lawler, Mount Vernon, N. Y. (1962)
ITT Marlow, Midland Park, N. J. and Longview, Tex. (1924)
ITT Pneumotive, Monroe, La. (1971)
ITT Stover, Freeport, Ill. (1907)
McDonnell & Miller, Chicago, Ill. (1924)
Peters & Russell, Springfield, Ohio (1928)
ITT Gilfillan (division), Van Nuys, Calif. (1912)
ITT Grinnell Corporation, Providence, R. I. (1850)
ITT Harper Inc., Morton Grove, Ill. (1870)
ITT Industrial and Automation Systems (div.), Plymouth, Mich. (1971)
ITT Industries Inc., New York, N. Y. (1963)
ITT Jennings (division), San José, Calif. (1942)
ITT Lamp Division, Lynn and Danvers, Mass. (1968)
Kezar Falls, Me. (1900) Clark and East Rutherford, N. J. (1934)
ITT Lighting Fixture Division, Vermilion and Elyria, Ohio; Long Island City, N. Y. (1906; pred. co. 1882)
American Electric Manufacturing, Southaven, Miss. (1954)
ITT Mackay Marine, Elizabeth, N. J. and Raleigh, N. C. (1927)
ITT Marine and Recreation Division, Costa Mesa, Calif. (1971)
Jabsco, Costa Mesa, Calif. (1941)
ITT Mobile Communications, Clark, N. J. (1970)
ITT Rayonier Incorporated, New York, N. Y. (1937)
ITT Royal Electric Division, Pawlucket, R. I. (1921)
ITT Semiconductors (division), West Palm Beach, Fla. and Lawrence, Mass. (1962)
ITT Space Communications Inc., Ramsey, N. J. (1968)
ITT Surprenant Division, Clinton, Mass. (1946)

ITT Telecommunications (division), New York, N. Y.; Corinth, Miss.; Milan, Tenn.; Raleigh, N. C.; Des Plaines, Ill.; Camden, Ark. (1952)
ITT Terryphone Corporation, Harrisburg, Pa. (1946)
ITT Thermotech (division), Minneapolis, Minn. (1960)
ITT Thompson Industries Inc., Southfield, Mich. (1915)
Marsan Industries, Inc., Boston, Mass. (1962)
Peninsula Plywood Corporation, Port Angeles, Wash. (1941)
Pennsylvania Glass Sand Corporation, Berkeley Springs, W. Va. (1869)
Southern Wood Piedmont Company, Atlanta, Ga. and Spartanburg, S. C. (1908)
Transportation Displays, Incorporated (TDI), New York, N. Y. (1938)
U.S. Telephone and Telegraph Corporation, New York, N. Y. (1965)

Jamaica

ITT Standard Electric of Jamaica Ltd. Yallahs (1963)

México

ITT de México, S. A. de C. V., México City (1966)
Industria de Telecomunicación, S. A. de C. V., San Bartolo and Toluca (1957)
Sistemas de Bombeo, México City (1949)
Standard Eléctrica de México, S. A., México City (1953)

Panamá

ITT Standard Electric of Panama, S. A., Panama City (1963)

Puerto Rico

ITT Caribbean Manufacturing Inc., Rio Piedras (1962)
ITT Caribbean Sales and Service Inc., Rio Piedras (1961)

Operaciones telefónicas

Islas Vírgenes

Virgin Islands Telephone Corporation, Charlotte Amalie (1959)

Puerto Rico

Puerto Rico Telephone Company, San Juan (1914)

SUD-AMERICA

Fabricación — Ventas — Servicio

Argentina

Compañía Standard Electric Argentina, S. A. I. C., Buenos Aires (1919)
ITT Latin America Inc. (Area Headquarters), Buenos Aires (1967)

Bolivia

International Standard Electric of New York Limited (Bolivia), La Paz (1968)

Brasil

Standard Eléctrica, S. A.,
Río de Janeiro (1937)

Chile

Compañía Standard Electric, S. A. C.,
Santiago (1942)

Colombia

ITT de Colombia, S. A. Bogotá (1963)

Ecuador

International Standard Electric of New
York Limited (branch), Quito (1962)

El Salvador

ITT de Centro América, S. A.,
San Salvador (1968)

Perú

Fábrica de Equipos de Telefonía S. A.,
Lima (1970)
ITT del Perú, S. A., Lima (1968)

Surinam

ITT Standard Electric Surinam N. V.,
Paramaribo (1965)

Uruguay

ITT Standard Electric of New York
Limited (branch), Montevideo
(1948)

Venezuela

ITT de Venezuela C. A., Caracas (1957)

Operaciones telefónicas**Chile**

Compañía de Teléfonos de Chile,
Santiago (1930)
(Intervenida 1971)

EUROPA**Fabricación — Ventas — Servicio****Alemania Federal**

Deutsche ITT Industries GmbH,
Freiburg (1952)
Dräger GC Regelungstechnik GmbH,
Essen (1958)
Intermetall GmbH, Freiburg (1952)
Grohe Handels GmbH, Frankfurt (1911)
Friedrich Grohe Armaturenfabrik KG,
Hemer (1948)
Hans Heynau GmbH, Munich (1956)
Standard Elektrik Lorenz Aktiengesell-
schaft, Stuttgart (1879)
Graetz Kommanditgesellschaft,
Altena (1947), y otras subsidiarias
SWF - Spezialfabrik für Autozubehör
Gustav Rau GmbH, Stuttgart (1923)
Alfred Taves GmbH, Frankfurt (1906)
Dr. Hermann E. Mueller Metallwaren-
fabrik, Bergneustadt (1930)

Austria

ITT Austria-Internationale Telephon und
Telegraphen Gesellschaft mbH,
Viena (1884)
Radiofabrik Ingelen, Figer & Co.,
Viena (1966)

Bélgica

Bell Telephone Manufacturing Company,
Amberes (1882)
IVAC, S. A.; Bruselas (1949)
Promedia (S. A.), Hoboken (1968)
ITT Europe Inc. (Area Headquarters),
Bruselas (1960)
ITTE - Grupos
Sistemas de Comunicaciones para Em-
presas (Business Systems), Componen-
tes, Productos Varios, Servicio de Da-
tos, Servicio Financiero, Productos In-
dustriales, Semiconductores
ITT Industries Belgium, S. A.
Bruselas (1964)

Dinamarca

Standard Electric Aktieselskab,
Copenhague (1931)

España

Compañía Internacional de Telecomuni-
cación y Electrónica, S. A.,
Madrid (1961)
Compañía Radio Aérea Marítima
Española, S. A., Madrid (1931)
Marconi Española, S. A., Madrid (1917)
Standard Eléctrica, S. A., Madrid (1926)

Finlandia

Standard Electric Puhelinteollisuus Oy,
Helsinki (1940)

Francia

Compagnie Générale de Constructions
Téléphoniques, París (1892)
Le Matériel Téléphonique,
Boulogne-Billancourt (1889)
Claude, Boulogne-Billancourt (1930)
Société des Produits Industriels ITT,
Bagneux (1964)
Division Cannon, Colimiers (1962)
Division Intermetall, Colmar (1952)
Division MTI, Meaux (1940)
Division Metrix, Annecy (1942)
Filiale France-Cadran, Briare-Le-Canal
(1955)
Sonolor, La Courneuve (1935)
Océanic, Romainville and Chartres (1946)
Usine Jeanrenaud, Dôle (1928)
Levitt France, París (1964)
Laboratoire Central de Télécommunications,
Vélizy-Villacoublay (1945)
Laboratoire Central de l'Eclairage,
Vélizy-Villacoublay (1968)
Immobilière Hôtelière Montparnasse S. A.,
París (1970)
Avis, Location de voitures, París (1963)
Claude Publicité, Boulogne-Billancourt
(1963)
Pigier, París (1848)
Telebank, Romainville (1967)
Sheraton Hôtels France, París (1966)
Groko France, Tourcoing (1958)
Flygt France, Suresnes (1960)
Cerel, París (1959)
Sonel-Rohe, París (1945)
Télévisso, París (1955)
Ets. C. Le Helloco & Fils, París (1920)
Copaly, Comptoir d'Electricité París-Lyon,
París (1946)
Agier & Cie S. A., Colombes (1944)
Grohe, París (1961)
Grinnell, París (1972)

Grecia

ITT Hellas, A. E., Atenas (1965)

Italia

Fabbrica Apparecchiature per
Comunicazioni Elettriche Standard
S. p. A., Milán (1909)
Società Impianti Elettrici Telefonici
Telegrafici e Costruzioni Edili S. p. A.,
Florencia (1931)
La Base S. p. A., Milán (1961)
V. Gallino, S. p. A., Turín (1944)

Noruega

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S,
Oslo (1915)

Países Bajos

Nederlandsche Standard Electric
Maatschappij N. V., La Haya (1911),
y compañías afiliadas

Portugal

Standard Eléctrica, S. A. R. L., Lisboa (1932)
Fabricação de Conjuntos Electrónicos-
FACEL, Cascais (1967)
Rabor Construções Eléctricas S. A. R. L.,
Ovar (1945)
Oliva - Industrias Metalúrgicas, S. A. R. L.,
São Joao da Madeira (1925)

Reino Unido

Cannon Electric (Great Britain) Ltd.,
Basingstoke (1952)
Creed and Company Limited,
Brighton (1912)
Electrical Components (Holdings) Limited
Birmingham (1918)
ITT Industries Limited, Londres (1964)
Maclaren Controls Limited,
Glasgow (1844),
y otras subsidiarias
Standard Telephones and Cables Limited,
Londres (1883)
Standard Telecommunication Laborato-
ries Limited, Londres (1945),
y otras subsidiarias
Submarine Cables, Ltd., Londres (1935)

Suecia

IKO Forsaljnings-Aktiebolag,
Grimas (1947)
Joel Olssons Elektriska AB,
Estocolmo (1927)
AB Eljo Plastindustri, Bastad (1951)
Standard Radio & Telefon AB,
Barkarby (1938)
Stenberg-Flygt AB, Lindas (1901)

Suiza

Intel S. A., Basilea (1961)
ITT Standard S. A., Basilea (1964)
Standard Téléphone et Radio, S. A.,
Zurich (1935)
Müller-Barbieri AG, Wettswil (1959)
Steiner S. A., Berna (1927)

AFRICA Y ORIENTE MEDIO**Fabricación — Ventas — Servicio**

ITT Africa y Oriente Medio
(división de ITT Europe Inc.)
Area Headquarters, Londres (1966)

Compañías de ITT

Argelia

Société Algérienne de Constructions
Téléphoniques, Argel (1947)

Irán

ITT Iran, S. A., Teherán (1955)

Marruecos

ITT Maroc, S. A., Casablanca (1967)

Nigeria

ITT Nigeria Limited, Lagos (1957)

República de Sud-Africa

Standard Telephones and Cables
(South Africa) Limited,
Boksburg East (1956)

ITT Supersonic South Africa (Pty.)
Limited, Boksburg (1951)

Rodesia

Supersonic Radio Mfg. Co. (Pvt.) Limited,
Bulawayo (1950)

Turquía

Standard Elektrik ve Telekomünikasyon
Limited, Sirketi, Ankara (1956)

Zaire

Bell-Zaire S. Z. A. R. L., Kinshasa (1967)

Zambia

ITT (Zambia) Limited, Lusaka (1967)
ITT Supersonic Zambia Limited,
Livingstone (1965)

Oficinas regionales

Luanda, Angola Nairobi, Kenya; Beirut,
Líbano

EXTREMO ORIENTE Y PACIFICO

Fabricación — Ventas — Servicio

Australia

Cannon Electric (Australia) Pty. Limited,
Melbourne (1955)
ITT Oceania Pty. Limited, Sidney (1966)
Standard Telephones and Cables Pty.
Limited, Sidney (1895)

Filipinas

ITT Philippines Incorporated, Makati,
Rizal (1960)

Hong Kong

ITT Far East and Pacific Inc.
(Area Headquarters), Hong Kong (1961)
ITT Far East Ltd., Hong Kong (1961)
ITT Rayonier (H. K.) Limited,
Hong Kong (1970)
Transelectronics Limited, Hong Kong (1965)

India

ITT Far East and Pacific Inc. (branch),
Nueva Delhi (1965)

Indonesia

ITT Far East and Pacific Inc. (branch),
Yakarta (1967)
ITT Rayonier Indonesia PT, Yakarta (1970)

Japón

ITT Far East and Pacific Inc. (branch),
Tokio (1961)

Malasia

ITT Malaysia Sdn. Berhad,
Kuala Lumpur (1964)

Nueva Zelanda

Standard Telephones and Cables
(New Zealand) Pty. Limited,
Upper Hutt (1914)

Singapur

ITT Rayonier Singapore Pty. Limited,
Singapur (1970)

Tailandia

ITT Far East and Pacific Inc. (branch),
Bangkok (1967)
ITT Thailand Limited, Bangkok (1967)

COMPAÑIAS FINANCIERAS Y DE NEGOCIOS VARIOS

Abbey International Corporation
New York, N. Y. (1964)
Abbey International Insurance Co., Ltd.,
Nassau, Bahamas (1965)
Abbey Leven Nederland N. V.
Amsterdam (1966)
Abbey Life Assurance Company Ltd.
Londres (1961)
Abbey Life Insurance Company
of Canada, Hamilton, Ont. (1963)
Abbey Overseas Insurance Co., Ltd.,
Nassau, Bahamas (1965)
Hamilton Management Corporation,
Denver, Colo. (1931)
Hartford Fire Insurance Company,
Hartford, Conn. (1810)
Intel Finance S. A., Laussane (1965)
Intercontinental Lebensversicherung AG,
Hamburgo (1969)
Intercontinentale Assicurazioni S. p. A.,
Roma (1921)
ISE Finance Holdings, S. A.,
Luxemburgo (1966)
ITT Avis Inc., Garden City, N. Y. (1956)
ITT Canteen Corporation,
Chicago, Ill. (1929)
ITT Community Development Corporation,
New York, N. Y. y Miami, Fla. (1968)
ITT Consumer Services Corporation,
New York, N. Y. (1966)
APCOA, Cleveland, Ohio (1954)
ITT Aetna Corporation,
Clayton, Mo. (1918)
ITT Continental Baking Company,
Rye, N. Y. (1925)
ITT Educational Services Inc.,
Indianapolis, Ind. (1946)
Taylor Career Programs Division,
New York, N. Y. (1941);
otras subsidiarias y con licencia
ITT Family Security Sales Corporation,
Sr. Louis, Mo. (1970)
International Telephone and Telegraph
Credit Corporation,
Garden City, N. Y. (1961)
Kellogg Credit Corporation,
Garden City, N. Y. (1953)
ITT Gwaltney Inc., Smithfield, Va. (1870)
ITT Hamilton Life Insurance Company,
Sr. Louis, Mo. y Denver, Colo. (1955)
ITT Levitt and Sons, Incorporated,
Lake Success, N. Y. (1929)
y subsidiarias
ITT Life Insurance Company of New York,
Great Neck, N. Y. (1962)

ITT Service Industries Corporation,
Cleveland, Ohio (1969)
ITT Sheraton Corporation of America,
Boston, Mass. (1937), y subsidiarias
ITT Thorp Corporation, Thorp, Wis. (1925),
ITT Midwestern Life Insurance
Corporation
y otras subsidiarias
ITT Variable Annuity Insurance Company,
Hartford, Conn. (1970)
ITT World Directories Inc.,
New York (1966)
ITT Western Hemisphere Directories Inc.,
New York; Hato Rey, P. R.;
Lima (1967)
London and Edinburg General Insurance
Company Limited, Londres (1919)
Nationwide Food Service Pty. Limited,
Ashfield, N. S. W., Australia (1957)
Pearson Candy Company, St. Paul, Minn.
(1909)
Howard W. Sams & Co., Inc.,
Indianapolis, Ind. (1946)
The Bobbs-Merrill Co., Inc.,
Indianapolis, Ind. (1838)
Rimmel Ltd., Londres (1834)
The O. M. Scott & Sons Company,
Marysville, Ohio (1870)
Transatlantische Versicherungs AG,
Hamburgo (1860)
Zwolsche Algemeene Verzekering Mij.,
Utrecht (1908)

SERVICIOS INTERNACIONALES DE COMUNICACIONES

American Cable & Radio Corporation,
New York (1939)
All America Cables and Radio Inc. (1878)
Commercial Cable Company, The (1883)
Globe-Mackay Cable and Radio
Corporation (1935)
ITT Central America Cables and
Radio Inc. (1963)
ITT Communications Inc. —
Virgin Islands (1963)
ITT World Communications Inc. (1926)
ITT Comunicaciones Mundiales S. A.,
Santiago (1928)
PT Indonesian Satellite Corporation,
Yakarta (1967)
Radio Corporation of Cuba,
Habana (1922)

NOTA: Oficinas internacionales de tele-
comunicación están funcionando en los
siguientes países: Antillas holandesas, Boli-
via, Canadá, Chile, República Domini-
cana, Estados Unidos (incluyendo Guam,
Islas Vírgenes y Puerto Rico), Filipinas,
Haití, Indonesia, Nicaragua, Panamá, Perú,
Reino Unido, Uruguay, Zona del Canal.

COMPAÑIAS CON PARTICIPACION

Austral Standard Cables Pty. Limited,
Melbourne (1948)
FTT Decca Marine Inc.,
New York, N. Y. (1952)
Lignes Télégraphiques et Téléphoniques,
París (1920)
Società Italiana Reti Telefoniche
Interurbane, Milán (1921)

Las fechas entre paréntesis indican la de funda-
ción de la compañía por ITT o por el predecesor.