Comunicaciones Eléctricas

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

RESUMEN

VOLUMEN 43 (1968) NÚMERO 3

En este número	208
Nueva serie de transmisores de televisión, por H. Hornung y G. Müller	210
Desarrollos recientes en la fabricación de ferritas blandas utilizadas en equipos telefónicos, por G. Chol, F. Damay y J. P. Auradon	218
Encapsulación de componentes con materiales plásticos, por F. J. Whitby, W. E. Simpson y K. A. Pettican	229
Valoración de la sonoridad de aparatos telefónicos de abonado por métodos subjetivos y objetivos, por W. D. Cragg	238
Sistema telefónico móvil para 1 ó 2 canales de radio, por <i>J. L. Stepan</i>	243
Filtros de guiaondas de acoplamiento directo con dobletes de varillas, por S. W. Conning	251
Experiencia adquirida en la central experimental de Viena-Zollergasse del tipo HE-60 L, por Hermann Ebenberger	256
Sistema de intercomunicación ITT-411, por E. Wigren y A. Bogestam	263
Nuevo sistema de portadoras acumulativo para líneas aéreas, por W. A. Brading, A. W. L. Mandy y D. Seeger	268
Aspectos técnicos de la planificación de redes telefónicas, por G. Rahmig	
Los teléfonos en el mundo el 1 de Enero 1967	284
Otros artículos y comunicaciones	286
Nuevas realizaciones	289
In memoriam — Viktor Kühl	282
Nuevos libros	283



Editor principal: Harold P. Westman Editor para Europa: C. Meuleau

Director en Español: F. Fdez. de Alarcón, Ramírez de Prado 5, Madrid – 7

En este número

Nueva serie de transmisores de televisión de SEL.

En vista de la situación de los mercados interior y exterior, SEL decidió desarrollar una nueva serie de transmisores de televisión que cumpliesen los requisitos de estos mercados, tales como mayor confiabilidad de funcionamiento, mantenimiento reducido, uso de componentes de larga duración, mayor potencia de salida y extensión del margen de frecuencia de transmisión.

La serie del transmisor comprende unidades y módulos básicos versátiles que, mediante combinación y modificación, permiten obtener márgenes de potencia de salida que van desde 10/2 Kw. à 80/16 Kw.; el margen de frecuencia de los transmisores se extiende desde 470 á 860 MHz. Las etapas excitadoras de los transmisores están transistorizadas y el proceso de las seña-les de imagen y sonido tiene lugar a Fl fija y a bajo nivel. En las etapas finales de imagen y sonido se utilizan modernos klystrones de cuatro cavidades y alta potencia. La unidad combinadora para las señales de imagen y sonido es de sintonía continua y está diseñada para un máximo de 50/10 Kw. con corrección automática de sintonía. Los fallos en el programa se han reducido al mínimo debido a la conexión en paralelo de las cadenas de transmisión completas en las etapas de salida, mediante redes especiales, así como al uso de componentes de larga duración. El equipo, que está provisto con dispositivos de bloqueo, se caracteriza por la economía de espacio de su diseño. Actualmente, se han suministrado a los mercados de exportación los transmisores de 10/2 Kw. y 40/8 Kw. correspondientes a la gama de fabricación de estas series.

Los transmisores cumplen las especificaciones existentes; se presentan algunos resultados de pruebas que son típicos de las características de transmisión.

Desarrollos recientes en la fabricación de ferritas blandas utilizadas en equipos telefónicos.

Si se conoce de un modo satisfactorio la influencia de los distintos parámetros que definen el proceso de fabricación, en las propiedades eléctricas y magnéticas de las ferritas de manganeso zinc (permeabilidad, pérdidas, temperatura y estabilidad con el tiempo), será posible mejorar sus características.

Este estudio hace un análisis de los fenómenos que intervienen en la preparación de ferritas y pone de relieve la contribución de los distintos métodos de investigación a la mejora de las propiedades de los materiales. Se presentan resumidamente los resultados obtenidos usando métodos científicos y racionales de optimización.

Encapsulación de componentes con materiales plásticos.

Hasta ahora la encapsulación con plásticos de los componentes eléctricos tendía a estar reducida a los de precio y duración limitada. Sin embargo, el perfeccionamiento de las resinas y las técnicas de aplicación, han hecho que la encapsulación con plásticos sea adecuada para aplicaciones más críticas en las que, si bien no se requiere un cierre hermético absoluto, su comportamiento es suficientemente bueno para cumplir severas especificaciones nacionales y militares.

El grado de protección que proporcionan varía considerablemente con el tipo de resina y el proceso empleado. Como encapsulantes resinosos se usan actualmente los epóxidos, los polieteres, las siliconas, los poliuretanos, los alcídicos y ciertos termoplásticos que se pueden aplicar mediante técnicas tales como colada, inmersión en resinas líquidas o en polvo, empleo de resinas preformadas junto con cajas moldeadas y varios métodos de moldeo a presión. De estas resinas y técnicas se hace una revisión crítica.

Para aplicaciones críticas por colada se han desarrollado resinas epoxídicas especialmente formuladas que se han denominado LOEX. Los resultados prácticos obtenidos con condensadores de mica plateada encapsulados han demostrado la versatilidad de los métodos de encapsulación con plásticos.

Valoración de la sonoridad de aparatos telefónicos de abonado por métodos subjetivos y objetivos.

Las redes telefónicas actuales limitan la banda de frecuencias transmitidas entre 300 y 3400 Hz. para la mayor parte de los circuitos, excepto en conexiones locales, pero los métodos de valoración de sonoridad basados en las recomendaciones del CCITT emplean una banda entre 100 y 8000 Hz. para compara-

ción subjetiva, y la banda de 200 á 4000 Hz. para el sistema objetivo OREM. Es posible que debido al ancho de banda, se obtenga una diferencia de 6 db.

Un método para computar el efecto del ancho de banda en cualquier aparato de abonado del que se conoce la respuesta en frecuencia, está basado en la recomendación de ISO para cálculo de la sonoridad. Para una señal constante de anchura de banda relativamente amplia, tal como la palabra, estos métodos son comparables en exactitud a la valoración subjetiva o del OREM y por tanto apropiados como una base de conversión de una valoración en otra, así como para estimar los efectos de las distintas amplitudes de la banda en la estimación de la corrección. El SETED es un patrón de trabajo estable que se ha calibrado, respecto al SFERT (en 1953) y al NOSFER (en 1966). Aunque se alega que estos dos sistemas principales de referencia dan idénticas valoraciones el calibrado difiere del SETED en 3,2 db. para el extremo transmisor y en 1,7 db. en sentido opuesto para el receptor. Aún cuando se ha dado una total tolerancia para los límites de confianza, existe la probabilidad de que los extremos transmisor y receptor del SFERT difieren en sentido opuesto en cantidades del orden de 2 ± 1 db.

Se examina también, las consecuencias de la reducción de la presión atmosférica con alturas de 2 Km. y más altas. Si se toma como ejemplo una altura de 2000 m. sobre el nivel del mar, se encuentra que la eficacia de una conexión telefónica es 4 db. menor que al nivel del mar, debido a la reducción de la densidad del aire en un 20 por ciento. Se da un método modificado para disponer el sistema OREM o el OBDM de modo que coincidan sus valoraciones a cualquier altura. Las ecuaciones empleadas para deducir la salida eléctrica de un aparato de abonado de su equivalente de referencia deben incluir ahora un factor de corrección para tener en cuenta la reducción en la eficacia al aumentar la altura.

Sistema telefónico móvil para uno o dos canales de radio.

La inclusión de vehículos en la red telefónica pública, en donde el abonado móvil llama, conversa y escucha en la misma forma que un abonado convencional, fué iniciada por el Bell System en 1963, en una instalación experimental realizada en Harrisburg, Pennsylvania.

La transmisión desde la estación de base se efectúa por 11 canales a 152 MHz., con una separación de 30 KHz. entre canales, mientras la transmisión desde las estaciones móviles se realiza por 11 canales a 158 MHz.

Las señales de supervisión y de selección por teclado están comprendidas entre las frecuencias 600 y 2150 Hz. moduladas, encontrándose, por tanto, dentro de los límites de la transmisión telefónica convencional.

Para las compañías telefónicas independientes se ha desarrollado un equipo de conmutación de base de 1 ó 2 canales. En lo que respecta a la interconexión entre la red telefónica existente y el equipo de radio que opera con los aparatos móviles, el equipo descrito en este artículo puede añadirse a una central convencional, cualquiera que sea el sistema a que pertenezca.

Filtros de guiaondas de acoplamiento directo con dobletes de varillas.

Se deducen nuevas fórmulas para la susceptancia de los pares de varillas en guiaondas que son válidos en un margen de diámetros de las varillas mucho mayor que las fórmulas anteriormente publicadas. Se han utilizado para diseñar un filtro de guiaondas directamente acoplado y de pequeña anchura de banda; se hace una comparación entre los resultados obtenidos en medidas prácticas y los calculados.

Experiencia adquirida de la central experimental de Viena-Zollergasse del tipo HE-60 L.

La segunda central experimental cuasielectrónica de ITT fué puesta en servicio en Viena el 16 de Marzo de 1966. La central ofrece algunas características que no estaban incluídas en la reimas características que no estaban incluídas en la reimas características en Stuttgart. Alemania

primera central experimental, instalada en Stuttgart, Alemania.

La central de Viena cursa un tráfico de 0,2 Erlangs por abonado durante la hora cargada, con una pérdida máxima del 1 %. La administración PTT de Austria exige, además, que la tasa de fallos se mantenga por debajo de 0,15 por cada 100 líneas y por mes, así como que el esfuerzo de conservación sea netamente inferior al aplicado a otros equipos convencionales.

La central experimental ha cumplido todos estos requisitos. El sistema ofrece nuevas facilidades y servicios, tales como selección por teclado, selección por numeración abreviada, selección de rutas en la red local, identificación de los abonados y cambio de clase de una línea bajo el control del propio abonado o de una operadora para acceder a ciertos servicios especiales.

Sistema de intercomunicación ITT-411.

La creciente importancia del control de la mano de obra y la necesidad de reducir los gastos generales de compañías administrativas e industriales, han estimulado el desarrollo técnico de sofisticados sistemas de comunicación interna.

El sistema de intercomunicación ITT-411 ha sido desarrollado por Standard Radio & Telefon AB, de Suecia, y cumple todos los requisitos de tales sistemas. Gracias al amplio conjunto de interesantes facilidades que posee, sobre la base de una matriz de conmutación de barras cruzadas, el sistema ITT-411 es actualmente el más moderno y versatil.

El empleo de módulos en la constitución del equipo permite efectuar instalaciones desde veinte hasta varios miles de líneas con una gran flexibilidad en el espacio y en el tiempo.

Nuevo sistema de portadoras acumulativo para líneas aéreas.

El sistema proporciona hasta 10 canales de ambos sentidos sobre un par de línea aérea. Se ha diseñado principalmente para enlace en rutas secundarias. La longitud del enlace puede determinarse por la atenuación de 29 db. en línea que es permisible para cada frecuencia de canal. Dispone de control automático de ganancia con un margen de \pm 6 db. También pueden aplicarse compansores en los canales si se juzga necesario.

La designación de sistema acumulativo indica que tanto desde el punto de vista eléctrico como mecánico pueden agregarse los canales sobre la misma línea, lo mismo en los terminales que en puntos intermedios. Los diez canales ocupan la banda entre 4 KHz. y 160 KHz. y el plan de frecuencias puede disponerse de modo que sea compatible con otros sistemas más importantes, sobre líneas en los mismos postes. Ocho canales pueden utilizarse en rutas compartidas con sistemas de 3 y 12 canales con frecuencias de acuerdo con el CCITT.

La información de la voz se contiene en simple banda lateral

con transmisión de portadora.

Puede realizarse la señalización por un cambio de frecuencia portadora tal, que determine el envio de la banda lateral opuesta a la normal, esto es, una disminución de la frecuencia en 4 KHz. que es la mitad de la separación entre canales. Este procedimiento produce la característica, muy conveniente, de simultanear la señalización, con la conversación sobre el canal sin que esta última sufra degradación.

La construcción mecánica utilizada corresponde al bastidor de doble fondo del tipo Mark 6 y se ha diseñado para que puedan ampliarse facil y económicamente canales sobre el equipo inicial, que está dispuesto con el equipo común y dos canales terminales. La potencia consumida por un canal es inferior a 2 w. y puede obtenerse del suministro de corriente alterna o baterias.

Aspectos técnicos de la planificación de redes telefónicas.

Se describen las características que influyen en la calidad de transmisión de una comunicación telefónica de larga distancia, considerando especialmente la influencia de la conmutación automática, para lo cual se estudian por el CCITT las recomendaciones aplicables. Se subraya la importancia de tener en cuenta estas características en el planeamiento de redes telefónicas presentando ejemplos que dan una idea de la posible degradación de la calidad de transmisión.

En el artículo se discuten los aspectos técnicos que tienen que considerarse en el planeamiento de los equivalentes de referencia de las distintas partes constituyentes de una red telefónica. Se mencionan las propuestas del CCITT que están en discusión y que serán probablemente recomendaciones en un

futuro próximo.

Nueva serie de transmisores de televisión

H. HORNUNG G. MÜLLER Standard Elektrik Lorenz AG, Berlín

Motivos para el desarrollo de una nueva serie de transmisores de televisión

En 1952 SEL reanudó el trabajo en el campo de la televisión con el desarrollo y producción de transmisores en la banda III [1] (175 á 230 MHz.) y desde 1960 en adelante, en las bandas IV/V (470 á 790 MHz.) para la Administración de Correos y Telecomunicación de Alemania Federal y otras organizaciones de radiodifusión.

Estos transmisores se han diseñado de acuerdo con los datos mencionados en [2] para potencias de salida de imagen desde 2 á 20 kW (potencias de salida de sonido desde 0,4 á 4 kW) y pueden sintonizarse sobre cualquier canal dentro de la banda de frecuencias anteriormente mencionada. En contraposición a la técnica de "modulación de la etapa final", usada generalmente en el pasado, la señal de imagen [3] se trata ahora en una frecuencia intermedia de 38,9 MHz. y se convierte en la frecuencia de salida del transmisor mediante un mezclador [4]. De acuerdo con el estado de la técnica en ese momento, los transmisores se equiparon totalmente con válvulas. Los amplificadores de potencia trabajaban con tétrodos de alta potencia, cerámicos, refrigerados con aire, de 10 kW [5] o con klystrones de cuatro cavidades refrigerados con agua, de 10 kW. En el equipo de conmutación, se utilizaban relés electromecánicos, unidades automáticas y contactores. Estos transmisores, que todavía se fabrican y suministran, son aptos para color y, hasta ahora, han satisfecho los requisitos del mercado interior [6]. Sin embargo, lo mismo que ha ocurrido en todos los campos de las modernas telecomunicaciones y de la técnica de radiofrecuencia, nuevas exigencias han influído en el desarrollo de los transmisores de alta potencia como resultado del progreso técnico en el desarrollo de componentes y de acuerdo con los requerimientos de los mercados internacionales.

Estas características son las siguientes:

- requisitos de conservación muy reducidos y elevada confiabilidad de funcionamiento, como resultado del uso de componentes de larga duración y por simplificación de los circuitos de reserva;
- control y supervisión remotos de los transmisores no atendidos;
- reducido espacio ocupado por los transmisores (torres de televisión, varios transmisores para diferentes programas en un alojamiento común);
- adaptación de las medidas de seguridad eléctrica a las regulaciones de la Comisión Electrotécnica Internacional IEC, para protección de los operadores;
- aumento de la potencia de salida de los transmisores de imagen a 40 kW, y por encima de este valor;
- extensión de la banda de frecuencias de transmisión a 860 MHz;
- adaptación a las diversas normas de televisión.

Todas estas exigencias pueden satisfacerse ampliamente con los componentes de que se dispone en la actualidad.

2. Características de la nueva serie de transmisores

Para llenar los requisitos mencionados anteriormente, se adoptaron las siguientes medidas en el desarrollo de la nueva serie de transmisores.

- las válvulas electrónicas se sustituyen por semiconductores de silicio, como diodos, transistores y varactores [7] en los circuitos de proceso de las etapas excitadoras, que trabajan a bajo nivel de potencia;
- introducción de modernas válvulas moduladas en velocidad con altos factores de amplificación (30 á 40 db.) tales como amplificadores de ondas progresivas y klystrones de cuatro cavidades para sustituir a los tétrodos de mediana y alta potencia utilizados en el pasado;
- en los equipos automáticos de bloqueo y de conmutación se han sustituído, en forma extensiva, los relés de contactos abiertos por circuitos digitales formados por semiconductores, y los contactores (que hasta el presente no han pedido ser sustituídos) se controlan mediante thyristores y relés "reed".

Se cumplen los requisitos de la IEC. El personal que trabaja en los transmisores está protegido, por bloqueos mecánicos, para evitar el acceso a las partes del equipo donde existen altas tensiones. También se ha incorporado el principio de modulación de frecuencia intermedia Fl a los circuitos de proceso del transmisor de sonido. Esto ha conducido a una disposición en espacio reducido que comprende el proceso de la señal de imagen y sonido en una etapa excitadora transistorizada común.

El diseño de las etapas de alta potencia de imagen y sonido se unificó utilizando idénticos tipos de klystrones para los amplificadores de salida de imagen y sonido que se alimentan con una fuente común de alta tensión de reducido espacio.

La medida primera y las dos últimamente mencionadas, han dado por resultado una considerable reducción en el tamaño físico y en la longitud frontal del transmisor.

3. Descripción de los nuevos tipos de transmisor

Con ayuda de las nuevas subunidades de uso múltiple y de las unidades básicas dispuestas en bastidores normales, es posible montar diferentes tipos de transmisores por medio de "módulos de construcción". Como ejemplo, se da una breve descripción de dos tipos de equipos ordenados por la Administración de Telecomunicación sueca (actualmente en curso de entrega).

Comprende dos transmisores de la banda IV/V (470 á 860 MHz.) para una salida de imagen de 10 kW y 40 kW, correspondiente a los tipos 10/2 kW y 40/8 kW.

3.1 Diseño del transmisor

Los transmisores contienen las siguientes unidades básicas:

- -- bastidor de la etapa excitadora de imagen/sonido;
- bastidor amplificador de imagen con klystron;
- bastidor de la unidad combinadora (red para combinar

los transmisores de imagen y sonido en una antena común);

- bastidor amplificador de sonido con klystron;
- bastidor de alta tensión (común para los klystrones de imagen y sonido);
- bastidor de distribución de cables (distribución del suministro de red a las unidades básicas individuales). La figura 1 muestra el diseño del transmisor de 10/2 kW. La figura 2 da una vista general de la disposición de la parte de alta frecuencia del transmisor de 40/8 kW. solamente.

3.1.1 Transmisor de 10/2 kW.

En el caso del transmisor de 10/2 kW., los bastidores se disponen de izquierda a derecha en el orden antes indicado (ver Fig. 1).

Los amplificadores con klystron de 10 kW. (idénticos para imagen y sonido) se equipan con klystrones de cuatro cavidades (tipo YK 1001). Los klystrones, que se diseñan para enfoque con imán permanente, trabajan en el modo de "colector de depresión" con objeto de aumentar la eficiencia eléctrica (está caracterizado por un voltaje en el colector inferior al del ánodo de modulación).

El equipo, que incluye el bastidor de la unidad combinadora y el de suministro de potencia de 10 kW., se ha diseñado para refrigeración por aire forzado. Los dispositivos de presión y ventilación están separados del transmisor. La longitud frontal total del equipo completo de 10/2 kW., es de 4,1 m. con una altura de bastidor de 2.15 m.

Se ha previsto suministro de la red trifásica y el consumo de energía del equipo es, aproximadamente, 45 kVA.

3.1.2 Transmisor de 40/8 kW.

Para el transmisor de 40/8 kW (ver Fig. 2) se emplea una instalación en dos filas debido a las dimensiones del equipo de alta tensión que alimenta a los klystrones, situándose el bastidor de distribución de cables y el suministro de alta tensión detrás del transmisor propiamente dicho. Aparte de estas dos unidades, la disposición general es análoga a la del transmisor de 10/2 kW.

Los amplificadores de klystron de 40 kW. refrigerados con vapor de agua (idénticos para imagen y sonido) se equipan con klystrones de cuatro cavidades (tipo 3017). El enfoque se obtiene por medios electromagnéticos.

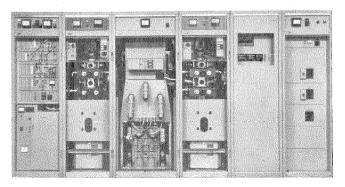


Fig. 1 Diseño del transmisor de televisión de 10/2 kW. (De izquierda a derecha: bastidor de la etapa excitadora de imagen/sonido; bastidor amplificador de imagen con klystron; bastidor de la unidad combinadora; bastidor amplificador de sonido con klystron; bastidor de alta tensión; bastidor de distribución de cables).

Para el equipo completo se dispone de refrigeración por aire y vapor o por agua; los klystrones de imagen y sonido tienen un circuito común de agua de refrigeración. Las cavidades de potencia del klystron (cavidades tercera y cuarta) y la unidad combinadora de 40 kW. están refrigeradas por aire. El equipo de refrigeración (ventilador y disipador de calor para condensar el vapor de agua) se encuentra separado del transmisor.

La longitud frontal de la parte de alta frecuencia del transmisor de 40/8 kW (fila primera de la instalación) es de 4,06 m. y la del suministro de alta tensión, incluyendo el distribuidor de cables (segunda fila), es de 3,6 m. El consumo de energía del equipo completo es de 200 kVA. aproximadamente.

4. Componentes esenciales del transmisor y su efecto en la disposición del equipo

Los componentes básicos de las etapas excitadoras de imagen y sonido y la unidad combinadora tienen una influencia decisiva en correspondencia con su importancia, en la disposición general del equipo. Permiten una reducción sustancial en el tamaño total, una simplificación en el diseño y en la fabricación y un aumento de la seguridad de funcionamiento.

Estas dos unidades básicas las trataremos, pues, con mayor detalle.

4.1 Etapa excitadora de imagen/sonido

La etapa excitadora de imagen/sonido forma el núcleo del nuevo desarrollo del transmisor. Las señales de imagen y sonido se tratan de acuerdo con el principio de frecuencia intermedia correspondiente a la norma de televisión especificada. Después de la conversión a la frecuencia de salida, tiene lugar la amplificación hasta lograr los niveles necesarios para excitar los tipos de klystron que se utilizan en cada caso particular.

En esta unidad, se ha utilizado también, para el equipo de sonido, el principio de modulación de frecuencia intermedia que emplea semiconductores. De aquí resulta una unidad muy pequeña y versatil con un amplio campo de aplicaciones.

4.1.1 Construcción mecánica

Los conjuntos individuales se alojan en chasis deslizantes (diseño ISEP) en forma de pequeñas cajas apan-

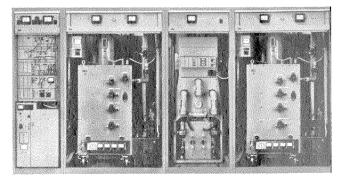


Fig. 2 Diseño del transmisor de televisión de 40/8 kW (sin el rectificador de alta tensión); parte de alta frecuencia.

(De izquierda a derecha: bastidor de la etaba excitadora de imagen/sonido;

(De izquierda a derecha: bastidor de la etapa excitadora de imagen/sonido; bastidor amplificador de imagen con klystron; bastidor de la unidad combinadora; bastidor amplificador de sonido con klystron).

talladas o paneles que se disponen unos debajo de otros en un bastidor normalizado en el siguiente orden:

- unidad de portadora auxiliar
- unidad mezcladora
- unidad de la etapa excitadora de imagen
- unidad de la etapa excitadora de sonido

comprenden cajas intercambiables, con diseño de estado sólido

- panel de control (para conmutación separada de las señales de imagen y sonido);
- unidad amplificadora de ondas progresivas (para amplificar la señal de imagen hasta el nivel requerido para excitar el klystron de imagen).

Todos los paneles relacionados con el proceso de las señales, incluídas las unidades de suministro de baja tensión (también en forma de cajas), están transistorizados y se hallan situados en filas con chasis individuales deslizantes ISEP. El suministro monofásico de C. A. aplicado a estas unidades es de 40 V. La alimentación de las tarjetas individuales (tensión alterna o continua) se hace mediante regletas de contactos de tipo ISEP.

4.1.2 Funciones eléctricas de la etapa excitadora de imagen

La etapa excitadora de imagen contiene todo el equipo necesario para el proceso de la señal de video, tal como amplificador, corrección del retardo de grupo, corrección de amplitud y fase, moduladores para la conversión de frecuencia, limitadores de banda lateral, etc.

De acuerdo con los actuales requisitos, el proceso de la señal tiene lugar, parte en la frecuencia de video y parte en la frecuencia intermedia. Los conjuntos funcionales individuales se alojan en los correspondientes paneles de los chasis deslizantes ISEP.

Las funciones de las diversas unidades se muestran en los diagramas de bloque, simplificados de la figura 3.

La señal de video, aplicada a la entrada del transmisor, está sujeta al siguiente proceso consecutivo en la etapa de video:

- a) Panel "Amplificador de video":
- el nivel de negro se determina por restitución de la componente continua del intervalo de reserva posterior (K), sin efecto alguno adverso en la señal de referencia;
- limitación de blanco (W) para evitar niveles excesivos (excesivo contenido de imagen) para frecuencias por debajo de 500 KHz. (evitación de ruido en el canal de audio por recepción de interportadora) e indicación de los casos en que se reciben señales por debajo de los valores del umbral;
- corrección ajustable de la fase diferencial $\Delta \varphi$ para compensar los cambios de fase que tienen lugar de manera predominante en el amplificador de klystron y que dependen de la amplitud (corrección de errores de transmisión de color en el transmisor);
- corrección de la distorsión de retardo de grupo au_{VE} para compensar la que presenta el receptor;
- conmutación automática del transmisor de imagen al nivel de negro $A_{\rm S}$ para definir la potencia de salida del transmisor y mantener la transmisión de sonido,

- en el caso en que la señal de video sea nula o insuficiente, con bloqueo simultáneo del camino de modulación.
- b) Panel "Corrección de la distorsión de retardo de grupo del transmisor":
- corrige la distorsión de retardo de grupo $au_{
 m VS}$, para compensar cualquier distorsión de este género originada en el transmisor.
 - c) Panel "modulador de frecuencias intermedias FI de imagen":
- formación de la FI modulada, mediante un modulador en anillo, a través de la portadora auxiliar de FI; la última se obtiene de un oscilador de cuarzo de alta estabili-

dad con control de temperatura electrónico $\left(\frac{\Delta f}{f_0} \leqslant 10^{-7}\right)$ por mes a temperatura ambiente entre 10 y 40 °C).

- d) Panel "Filtro de banda lateral residual/amplificador de potencia de FI":
- limitación de banda normalizada en FI mediante un filtro pasivo de banda lateral residual (RSB).
- corrección de la distorsión de retardo de grupo en FI, $\tau_{\rm ZS}$, para las frecuencias de banda lateral individuales comprendidas en el margen de transmisión de doble banda lateral*;
- distorsión de amplitud en FI, $A_{\rm VZ}$, para compensar las amplificaciones no lineales de los amplificadores de salida subsiguientes, especialmente de los klystrones.

4.1.3 Funciones eléctricas de la etapa excitadora de sonido

La etapa excitadora de sonido contiene todo el equipo necesario para el tratamiento de la señal de audio, tal como amplificadores, modulador de frecuencia MF, multiplicador de frecuencia, limitador de amplitud y otros).

El tratamiento de la señal de audio en FI tiene la ventaja, análogamente a lo que ocurre con el proceso de la señal de video, de que las unidades y los ajustes de la cadena de sonido (transición de frecuencia audio FA á FI) no hay que cambiarlos, incluso cuando se altera la frecuencia de salida del transmisor.

La señal de FA (frecuencia audible) aplicada a la cadena transmisora está sujeta al siguiente proceso consecutivo en la cadena de sonido (Fig. 3):

- a) Panel "Modulador de sonido":
- amplificación y adaptación de la señal de entrada simétrica al circuito asimétrico subsiguiente;
- puede desconectarse la red de pre-énfasis;
- conversión de la señal de FA en una señal modulada en frecuencia mediante un oscilador de cuarzo con control de voltaje (en inglés VCXO) de 11,113 MHz.
 - $\left(\frac{\Delta f}{f_0} \leqslant 10^{-5} \text{ por mes a temperatura ambiente entre 10 y } 40 \,^{\circ}\text{C}\right)$;
- triplicación de frecuencia para obtener la portadora de Fl de sonido de 33,4 MHz;
- limitación de amplitud (B).
 - b) Panel "Amplificador de FI":
- ajuste de nivel de la señal de FI de sonido, modulada

^{*} Corrección de la distorsión de retardo de grupo al nivel de frecuencias de video, au_{VS} dentro del margen de transmisión de banda laterial única

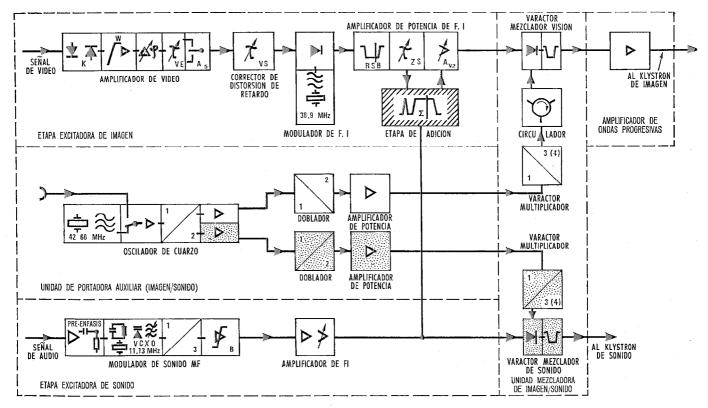


Fig. 3 Diagrama de bloques de la etapa excitadora de imagen/sonido.

en frecuencia, para controlar el mezclador de sonido de la etapa final en la unidad mezcladora de imagen/ sonido.

4.1.4 Funciones eléctricas de la unidad de portadora auxiliar de imagen/sonido

En la unidad de portadora auxiliar de imagen/sonido, la portadora auxiliar se somete a multiplicación de frecuencia, partiendo de un cristal de cuarzo de 42 á 66 MHz. con control electrónico de temperatura. Con la ayuda de esta portadora auxiliar, que es idéntica para las cadenas de sonido e imagen, se forman las frecuencias de salida finales de los transmisores de sonido e imagen, mediante el mezclador de imagen o sonido (ver Fig. 3).

Puesto que para cambiar la frecuencia de salida del transmisor, solo hay que alterar la frecuencia portadora auxiliar no modulada (cambiando el cristal de cuarzo y resintonizando el multiplicador y amplificador siguientes), las unidades de FI y sus funciones, que determinan la forma y calidad de la señal, permanecen invariables (ventajas del principio de FI). El doblador y amplificador subsiguiente, (Fig. 3), puede sintonizarse de manera continua desde 500 á 900 MHz. en el margen de frecuencia de la portadora auxiliar.

Con objeto de poder inyectar una frecuencia exterior, se ha dispuesto un enchufe de alta frecuencia entre el cristal de cuarzo y el amplificador, en el "panel del oscilador de cuarzo". Cuando se utiliza una frecuencia exterior, se desconecta el oscilador de cuarzo.

El proceso de la portadora auxiliar se realiza, como se indica en la figura 3, por el siguiente orden:

- a) Panel "Oscilador de cuarzo":
- generación de la frecuencia del cuarzo de 42 á 66 MHz.
 - $\left(\frac{\Delta f}{f_0} \leqslant 10^{-7} \text{ por mes a la temperatura ambiente de 10 á } 40 °C); para cambiar la frecuencia de salida del trans-$
- misor se cambia el cristal de cuarzo;

 amplificación de la señal generada por el oscilador y,
- amplificación de la senai generada por el oscilador y, si es necesario, introducción de una frecuencia exterior;
- doblador de frecuencia y división del voltaje en dos amplificadores separados;
- resintonía cuando se cambia la frecuencia de salida del transmisor.
 - b) Panel "Doblador":
- otro doblador de frecuencia para las dos cadenas amplificadoras siguientes;
- resintonía cuando se cambia la frecuencia de salida del transmisor.
 - c) Panel "Amplificador de potencia":
- Amplificación hasta un nivel de aproximadamente 15W.
 para modulación separada de los multiplicadores a varactores en la unidad mezcladora de imagen/sonido;
- resintonía cuando se cambia la frecuencia de salida del transmisor.

4.1.5 Funciones eléctricas de la unidad mezcladora de imagen/sonido

En la unidad mezcladora de imagen/sonido las frecuencias intermedias moduladas de imagen o sonido de 38,9 ó 33,4 MHz, respectivamente, se convierten, a través de dos mezcladores a varactor idénticos, en "push-

pull", por medio de la misma frecuencia portadora auxiliar de salida y mediante mezcla sustractiva, en las frecuencias finales de imagen o sonido. A la salida de cada mezclador se dispone un filtro paso banda para filtrar las frecuencias de salida del transmisor.

Las frecuencias de salida de imagen y sonido se producen en los siguientes paneles de la unidad mezcladora:

- para la cadena de imagen, en los paneles: multiplicador a varactor, circulador, mezclador a varactor, para imagen;
- para la cadena de sonido, en los paneles: multiplicador a varactor, mezclador a varactor, para sonido.

4.1.6 Unidad del amplificador con tubo de ondas progresivas

Como se dijo anteriormente, se ha dispuesto un amplificador de ondas progresivas entre la salida del mezclador de imagen y la entrada al klystron de imagen y va provisto de una válvula (tipo YK 1020) con enfoque magnético permanente y refrigeración por aire.

El amplificador de ondas progresivas y su alimentación asociada se ha combinado en una unidad y pueden sacarse del bastidor que compone la etapa excitadora de imagen/sonido. La alimentación va cubierta por un sistema de bloqueo mecánico.

4.2 Unidad combinadora (Diplexer)

A continuación se hace referencia (ver Fig. 4) a la unidad combinadora, uno de los componentes básicos desarrollado más recientemente para el transmisor. El objeto de esta unidad es aplicar la potencia de salida procedente de los transmisores de imagen y sonido a una antena común, a la vez que aisla el transmisor de sonido del transmisor de imagen. Esta unidad se diseñó para salidas de 50/10 kW, con margen de frecuencias de 470 á 860 MHz. (sintonizable de manera continua) y corrección de sintonía fina automática. Los resonadores y todas las líneas de potencia coaxiales de la unidad combinadora están provistas con refrigeración de aire forzado.

4.2.1 Diseño eléctrico y método de operación

La unidad combinadora de imagen/sonido comprende fundamentalmente los siguientes componentes de alta frecuencia:

- dos acopladores, K1 y K2, de 3 db. a la entrada de imagen y sonido;
- dos secciones de adaptación, S1 y S2;
- dos prolongadores variables de línea, A1 y A2;
- dos resonadores de guiaondas sintonizables, R1 y R2,
 combinados en un bloque;
- una carga resistiva W.

Con objeto de conseguir las longitudes de línea más cortas posible y el tamaño más pequeño del equipo, las cuatro primeras unidades anteriores se disponen estrechamente alrededor del bloque resonador; la carga W se coloca en la parte posterior del bastidor.

En la figura 5 se muestra un esquemático funcional de la unidad combinadora de imagen/sonido.

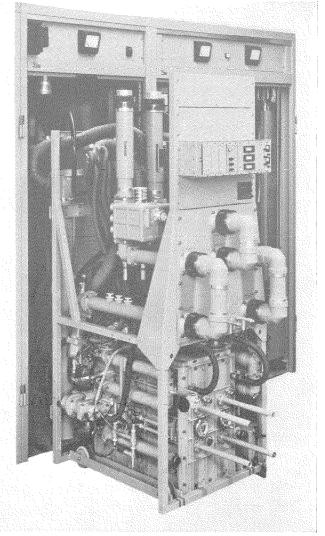


Fig. 4 Unidad combinadora de 40/8 kW.

La energía del transmisor de sonido aplicada a la posición 1 del acoplador K1 de 3 db. se divide por partes iguales en dos caminos con salidas en las posiciones 2 y 4 y a través de los prolongadores variables A1 y A2, se aplican en las posiciones P1 y P2 respectivamente, donde virtualmente sufren una reflexión total ya que los resonadores R1 y R2, que están sintonizados a la frecuencia del sonido, representan un cortocircuito en ese punto. Si las longitudes de los prolongadores de línea están correctamente ajustadas, la energía alcanza de nuevo la posición 3 del acoplador de 3 db. y llega a la antena, a través del cuadro de control. Una pequeña porción, no reflejada, de la energía, pasa a la carga W a través del acoplador K2 de 3 db.

La energía del transmisor de imagen, aplicada a la posición 1 del acoplador de 3 db, se divide también y pasa, virtualmente sin pérdidas, (los resonadores están desintonizados para la frecuencia de imagen) a la antena, a través del acoplador K2 de 3 db.

Las secciones de adaptación S1 y S2 tienen por objeto adaptar la entrada del acoplador K1 de 3 db.

Como se indica en la figura 5, los resonadores están formados por guiaondas rectangulares cortocircuitados

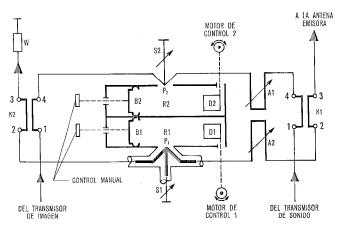


Fig. 5 Representación esquemática de la unidad combinadora de imagen/sonido.

cuya sintonía aproximada se consigue desplazando manualmente las paredes B1 y B2 mediante vástagos.

La sintonía fina, o sintonía automática de los resonadores cuando aumenta su temperatura, se realiza por medios dieléctricos girando las placas cerámicas rectangulares D1 y D2 cuya posición en el campo eléctrico afecta a la frecuencia inherente de los resonadores. Los ejes de rotación de las placas están gobernados por motores de giro lento, controlados automáticamente mediante un circuito discriminador.

Los resonadores están acoplados a las líneas coaxiales en P1 y P2 a través de un orificio de la pared exterior de los resonadores por el que penetra el conductor interior de la línea coaxial a la cavidad del resonador.

Debido a su elevado Q (aproximadamente 20.000) pueden originarse potencias reactivas de hasta 106 VA. en los resonadores en el transcurso de su operación.

La unidad combinadora de 40/8 kW del transmisor de 40 kW difiere del diseño de 10/20 kW solamente en la sección de las líneas coaxiales.

Derivación de otros tipos de transmisores y práctica de operación a partir de los transmisores de 10/2 kW y 40/8 kW

Los componentes básicos y las unidades, descritos a propósito de los transmisores de 10 kW y 40 kW hacen posible, debido a la flexibilidad inherente a su diseño, montar diferentes tipos especiales para adaptarse a los requerimientos de un mercado determinado.

Si, en un cierto punto de la cadena del transmisor (a ser posible, en un punto no crítico de la cadena de FI de la etapa excitadora de imagen/sonido) pueden combinarse los canales de imagen y sonido de manera que las etapas siguientes trabajen como amplificadores combinados, se obtendrán transmisores de longitud física reducida que ya no necesitan unidad combinadora.

5.1 Transmisor miniatura 10/2 ó 50/10 W. (bastidor único)

El diagrama de bloques que se muestra en la figura 3 indica que en la cadena de imagen, la Fl a la salida del filtro de banda lateral residual se combina con la Fl de la cadena de sonido en un panel especial, una "etapa adi-

cional", (que se indica rayada en la figura). En esta etapa transistorizada se conectan los dos canales de Fl y se amplifican juntamente en el amplificador lineal de Fl que está a continuación: ambos canales se convierten en la frecuencia de salida (funcionamiento con 2 canales) en el mezclador adyacente.

El mezclador y el amplificador siguiente (tubo de ondas progresivas) trabajan como un amplificador combinado. Con este sistema, el número de paneles de la etapa excitadora de imagen/sonido se reduce en las unidades funcionales que se muestran sombreadas en la figura 3.

5.2 Transmisor de 2/0,4 kW (tres bastidores)

Añadiendo un amplificador klystron de 10 kW y la correspondiente alimentación, se obtiene, a partir de la unidad modificada descrita en 5.1, el transmisor de 2/0,4 kW con tres bastidores.

5.3 Otras posibles combinaciones mediante funcionamiento en paralelo

En contraste con la práctica de funcionamiento acostumbrada en el pasado, por la cual los cortes en el programa que resultaban de fallos en las etapas de alimentación, se evitaban desconectando la etapa averiada o conectando a su excitador, hay una tendencia más reciente, que consiste en hacer funcionar las cadenas del transmisor completas en reserva pasiva o (con excepción de la etapa excitadora) en paralelo. En este último caso, la etapa excitadora puede funcionar con reserva pasiva.

Con este método, los transmisores, diseñados para la potencia completa estimada, trabajan con la mitad de la potencia de salida al reducir la alta tensión (relativamente fácil de obtener en el caso de transmisores de klystron); por ejemplo, la potencia de 10/2 kW se obtiene sumando la potencia de dos cadenas transmisoras que tienen una salida de 5/1 kW, cada una, trabajando en paralelo. Los suministros de alta tensión pueden conmutarse, en un tiempo muy pequeño de funcionamiento total a funcionamiento reducido y viceversa. Las propiedades de transmisión de los transmisores no son virtualmente afectados por ésto.

Este método de trabajo ofrece las siguientes ventajas:

- evita los breves cortes de programa causados por la desconexión o conexión de las etapas amplificadoras;
- prolonga la vida útil de los amplificadores de la etapa final que son de potencia mitad;
- continuidad en el programa incluso en el caso de fallo de una cadena transmisora;
- funcionamiento con la potencia total en el caso de fallo de una cadena transmisora, al conectar a plena operación la alta tensión del transmisor que funciona correctamente en el tiempo más corto posible;
- la cadena transmisora averiada, puede repararse con seguridad mientras el programa continúa por la otra.

Los transmisores de 10/2 kW y 40 kW para la Administración de Telecomunicación sueca se han diseñado de acuerdo con este principio de funcionamiento.

Si se tiene en cuenta que ambas cadenas transmisoras permiten pleno funcionamiento a la potencia asignada, es

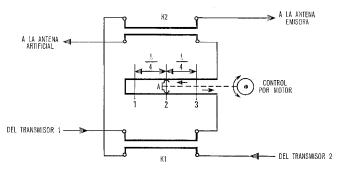


Fig. 6 Esquemático de la conexión de transmisores en paralelo.

naturalmente posible obtener también potencias de salida de 20/4 kW y 80/16 kW con esta combinación, si no se utiliza la reducción de la alta tensión.

La conexión en paralelo del método referido anteriormente, se realiza mediante una red cuyo circuito básico se muestra en la figura 6. Este contiene dos acopladores K1 y K2 de 3 db. y un prolongador de línea (A).

Dependiendo del ajuste que se haga de esta línea, ambos transmisores estarán conectados a la antena real (posición 2) o solamente uno a esta antena y el otro a una antena artificial (posiciones 1 y 3, respectivamente).

Si los transmisores radian diferentes potencias, por ejemplo, debido a envejecimiento diferente de las válvu-

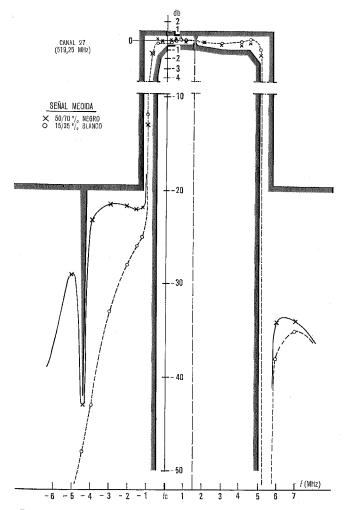


Fig. 7 Característica de amplitud/frecuencia de la banda lateral de un transmisor de 10 kW.

las del amplificador de salida, puede hacerse un ajuste del prolongador de línea para cada diferencia de potencia, mediante el cual toda la potencia disponible se aplica a la antena. Este prolongador de línea puede actuarse manual o automáticamente.

6. Características de transmisión

Las características de transmisión de un emisor de televisión dependen del cumplimiento de un amplio número de requisitos de pruebas y medidas que se establecen en las especificaciones del transmisor. El cumplimiento de todos estos requisitos determina la calidad de la imagen radiada por el transmisor.

La figura 7 muestra la forma de la característica de amplitud/frecuencia de banda lateral (característica de transmisión) cuando el transmisor se modula totalmente para el "blanco" y para el "negro", medida a la salida del transmisor de imagen.

Las figuras 8 y 9 muestran oscilógramas de las señales compuestas de video con señal de crominancia en la entrada y salida del transmisor. Las imágenes se tomaron con un "vectorscope".

Los matices de los colores individuales no se alteran virtualmente en el curso de la transmisión. Las menores desviaciones de fase de los vectores de color, comparados con la señal de referencia de color (fase cero) permanecen dentro del margen de tolerancia que puede permitirse.

Los valores siguientes se han determinado para la linealidad y fase diferencial del transmisor:

$$\frac{S_{\min}}{S_{\max}} \geqslant$$
 96 %; $\Delta \varphi \leqslant \pm 2^{\circ}$.

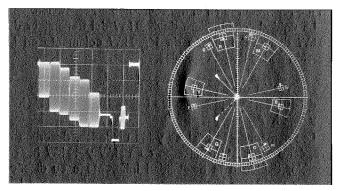


Fig. 8 Señal compuesta de video con crominancia en la entrada del transmisor.

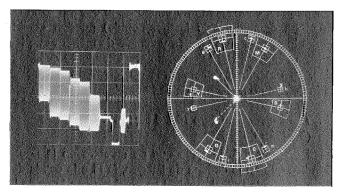


Fig. 9 Señal compuesta de video con crominancia en la salida del transmisor.

Referencias

[1] E. Heinecke y H. Hornung: Die 10-kW-Fernsehsenderanlage Feldberg (Taunus), A. Bild- und Tonsender, SEG Nachr. 1 (1953), H. 4, pp. 3—7.

[2] a) Pflichtenheft der Deutschen Bundespost für Fernseh-Sendeanlagen im Frequenzbereich 470—790 MHz, mit Leistungen von mehr als 0,2 kW, edición 3 (Diciembre 1960); edición 4 (1964).

b) Pflichtenhefte der Arbeitsgemeinschaft der Rundfunkanstalten Deutschlands:

Nr. 5/1 UKW-FM-Rundfunksender, edición 1, 1 Diciembre 1956;

Nr. 5/21 Fernsehbildsender, edición 1, Mayo 1958; Nr. 5/22 Fernsehbildsender-Überwachungsgeräte, edición 1, Mayo 1958;

Nr. 5/3 Fernseh-Tonsender in Band 1 u. III, edición 2, 1 Diciembre 1956; edición conjunta Octubre 1959.

[3] a) A. Kolarz y A. Schweisthal: Fernseh-Großsender für die Bereiche IV/V (Haardtkopf). Rundfunktechn. Mitt. 3 (1959), H. 1, pp. 29—39. b) E. Heinecke y H. Hornung: Fernsehsender Band IV/V mit Modulation auf fester Zwischenfrequenz, SEL-Nachr. 9 (1961), H. 1, pp. 1—5.

[4] a) H. Hornung y H. Wagenlehner: Fernsehsender für den Frequenzbereich 470—790 MHz mit Modulation auf fester Zwischenfrequenz unter Verwendung von Tetroden, SEL-Nachr. 10 (1962), H. 2, pp. 61—69.

b) K. Burwick, H. Gehrke y W. Nagel: Zwischenfrequenz-Aufbereitung und -Überwachung bei Fernsehsendern mit Modulation auf fester Zwischenfrequenz, SEL-Nachr. 10 (1962), H. 2, pp. 77—85.

c) P. Klopf: Modulation von Fernsehsendern im Zwischenfrequenzbereich, Rundfunktechn. Mitt. 5 (1961), H. 2, pp. 79-87.

[5] H. Neumann y H. Wagenlehner: HF-Leistungsstufen für Fernsehsender im Frequenzbereich 470—790 MHz, SEL-Nachr. 10 (1962), H. 2, pp. 85—91.

[6] H. Gehrke: Fernsehsender für Schwarz/Weiß- und Farbübertragung, Elektro-Jahrbuch 1965, pp. 149-155; AG für Verlag und Druckerei, CH-9403 Goldach.

[7] a) W. Dahlke, R. Maurer y J. Schubert: Theorie des Dioden-Reaktanzverstärkers mit Parallelkreisen, AEU 13 (1959), H. 8, pp. 321—340. b) 100 typische Schaltungen mit Halbleiterbauelementen herausgegeben von ITT Intermetall (Halbleiterwerk der Deutschen ITT Industries GmbH, 1967).

Heinrich Hornung nació en Feuchtwangen. Alemania, en 1903. Desde 1922 estudió física en Munich, Würzburg y Erlangen, obteniendo su doctorado en ciencias en 1928. En este mismo año se incorporó a C. Lorenz AG como ingeniero de desarrollo para transmisores de alta potencia. En 1951 el Dr. Hornung fué nombrado jefe del laboratorio de transmisores de alta potencia de Berlín. Desde 1966 es jefe de los laboratorios de equipos de radio de Berlín.

Gotthard Müller nació en Berlín en 1905. Desde 1924 hasta finales de 1930 estudió ingeniería de comunicaciones en la Universidad Técnica de Berlín donde obtuvo el diploma de ingeniero. Continuó trabajando aquí como ayudante, obteniendo su doctorado en 1933. El Dr. Müller se incorporó a los laboratorios de investigación de AEG en Berlín y en Mayo de 1935 al laboratorio de navegación de C. Lorenz AG. Desde 1938 tuvo a su cargo el desarrollo de equipos terrestres de radar y en Enero de 1955 se reincorporó al laboratorio de transmisores de alta potencia de Berlín como ingeniero de desarrollo. Desde 1963 es jefe del departamento de desarrollo de equipos de radio de Berlín.

Desarrollos recientes en la fabricación de ferritas blandas utilizadas en equipos telefónicos

G. CHOL F. DAMAY J. P. AURADON Laboratoire Central de l'Éclairage, París

1. Introducción

Los modernos equipos telefónicos comprenden numerosos circuitos de filtros que deben operar en bandas de frecuencia sumamente precisas. Para incrementar el número de canales, sin caer en el riesgo de superposiciones parciales, es indispensable el uso de filtros que junto a una calidad eléctrica excelente (inductancia que sea reproducible y que se pueda regular con precisión, con pérdidas reducidas), tengan una gran estabilidad en el transcurso del tiempo, a pesar de las variaciones de las condiciones ambientes.

El usuario requiere que los materiales magnéticos utilizados en estos circuitos y en particular las ferritas de manganeso zinc, sean capaces de funcionar con una seguridad cada vez mayor. Por lo tanto las características de dichos materiales deben evolucionar en las siguientes direcciones:

- mayor reproductividad de las características de los materiales fabricados;
- determinación muy precisa y con poca dispersión del coeficiente de variación de la permeabilidad en función de la temperatura;
- una variación pequeña de la permeabilidad en función del tiempo (pequeño coeficiente de desacomodación);
- mejora de las características eléctricas y magnéticas (mayor valor de la permeabilidad μ , reducida tangente del ángulo de pérdidas eléctricas, pérdidas por histéresis tan reducidas como sea posible).

Para seguir los desarrollos de la industria de telecomunicación, es necesario además mejorar los materiales que existen actualmente, o bien, crear unos nuevos que sean capaces de funcionar con la misma seguridad en márgenes de frecuencias y temperatura cada vez más amplios.

Al mismo tiempo aparece una evolución muy clara en favor de la reducción en el tamaño de los componentes. La calidad de los componentes miniaturizados debe ser considerablemente mejor que los utilizados hasta el momento, para no perder potencia de salida de los aparatos. Si el rendimiento de los componentes que se introducen en un equipo compacto no es perfecto, tiende a elevarse la temperatura de trabajo y deberá ser por tanto mucho menor la variación de las propiedades con la temperatura.

Las cualidades eléctricas de los materiales del tipo de las ferritas, se definen en general por los valores de cinco de sus características fundamentales:

- la permeabilidad inicial μ_i , medida con un campo debil y a una frecuencia predeterminada (generalmente 100 Kc/s.):
- el factor de calidad μQ característico de las pérdidas eléctricas del material. Q es la inversa de la tangente del ángulo de pérdidas eléctricas;

- el coeficiente de pérdidas por histéresis h/μ^2 ;
- el coeficiente de temperatura TF determinado por la variación de la permeabilidad entre dos temperaturas

$$TF = \frac{\Delta \mu}{\mu^2 \Delta T}$$

 $TF = \frac{}{\mu^2 \Delta T}$ — el coeficiente de desacomodación $DF = \frac{\Delta \mu}{\mu_i^2 \log \frac{t_2}{t_1}}$

que determina la variación de la permeabilidad en el tiempo t.

Los objetivos de nuestro trabajo se resumen en la tabla 1.

Tabla 1

Características	Núcleo 18 X 11 IEC actual	Núcleo 9.14 miniaturizado (objetivo)
μ_i a 100 KHz.	2.200	2.200
$Q = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta}$ a 100 KHz.	150	240
μQ á 100 Kc/s.	330.000	530.000
<i>TF</i> de 23 á 55 °C	$(1 \pm 0.5) \times 10^{-6}$	$(0.6\pm0.3)\times10^{-6}$
DF 10 ⁻⁶	4 máx.	2,5 máx.
b/μ^2 10 ⁻⁶	700	300

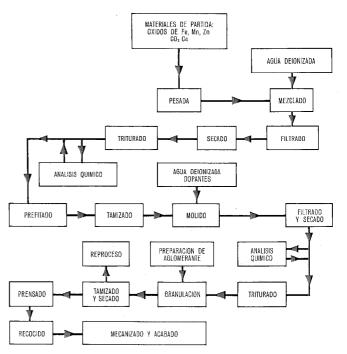


Fig. 1 Diagrama de preparación de las ferritas de Mn-Zn. El método que hemos seguido consiste en analizar los parámetros que influyen en cada una de las diferentes etapas de fabricación, relacionarlos con las características del material terminado y tras determinar un criterio de mérito, llevarlos a un proceso sistemático de optimización. Vamos a mostrar a continuación como hemos aplicado este método a las etapas más importantes de la preparación de ferritas de manganeso zinc.

Para alcanzar estos objetivos es necesario obtener:

- una mejor reproductibilidad de las características a escala industrial;
- un mejor control de los parámetros de fabricación necesarios para reducir la dispersión y es indispensable el conocimiento del efecto de las variaciones de estos parámetros sobre las características de los productos acabados.

La investigación sobre la mejora de los productos que se ha llevado a cabo durante más de 30 años se hace cada vez más dificil. El experimento empírico no es ahora suficiente y debe ser reemplazado por métodos sistemáticos de optimización. Para poder aplicar estos métodos es necesario definir detalladamente el proceso que se va a atacar. La figura 1 muestra el detalle de dicho proceso.

2. Etapas principales en la preparación de las ferritas manganeso zinc

Varios autores han dado un análisis detallado de los procesos comerciales de fabricación de las ferritas de $\rm Mn\text{-}Zn$ [1, 2, 3]. Estos procesos están de acuerdo en general con el del diagrama de la figura 1.

En la tabla 2 se vuelven a relacionar las principales etapas resaltando su función, los parámetros principales, y los métodos de análisis usados para optimizar el proceso de preparación.

Las relaciones entre la estructura y las propiedades eléctricas de las ferritas, han sido estudiadas por diversos autores [4, 5, 6, 7], en particular las curvas de variación de la permeabilidad con la temperatura en función de la composición [8]. Las composiciones finales buscadas en el sistema

$$Zn_x Mn_y Fe_{1-x-z}^{2+} Fe_{2+\delta}^{3+} O_{4+\epsilon}$$

corresponde a una estoquiometria perfecta ($\delta=\varepsilon=0$). Composiciones típicas de ferritas con bajo coeficiente de temperatura usadas con condensadores de mica o poliestireno son [9]:

$$Mn_{0,542} Zn_{0,374} Fe_{0.084}^{2+} Fe_{2}^{3+} O_{4}$$
 (1)

$$Mn_{0,549} Zn_{0,395} Fe_{0,056}^{2+} Fe_{2}^{3+} O_4$$
 (2)

Estas composiciones permiten obtener permeabilidades de 2000 á 4000, de acuerdo con las propiedades microestructurales de los materiales. La composición estoquiométrica permite obtener un coeficiente de desacomoda-

Tabla 2

Etapa de preparación	Método	Parámetros ajustables	Objetivo buscado	Método de estudio
Materiales de partida	Selección	Pureza, reactividad	Productos puros de reactividad adecuada para el recocido	Medida del tamaño de partículas, análisis químico, difracción por rayos X
Aditivo	Selección	Contenido	Pérdidas pequeñas (adición de Ca) etc.	id.
Pesada	da Composición		Varía de acuerdo con el tipo de ferrita	
Mezclado	Molinos vibratorios con bolas, o en aire	Duración, contenido en sólidos, contenidos de bolas, etc.	Homogeneidad de mezclado	Microsonda electrónica control de la captación de hierro
Prefitado	Horno estático o rotatorio	Temperatura, atmósfera y duración	Formación de ferrita. Recocido de partículas. Homogeneidad de composición	Análisis por rayos X. Efecto Mossbauer. Estudios de recocido
Granulación	Atomizador	Contenido en sólidos, temperatura, etc.	Grano de dimensiones homogéneas adecuadas para prensado	
o estático y atm		Duración, temperatura y atmósfera de las diferentes partes del ciclo.	Propiedades eléctricas y magnéticas, densidad, composición homogénea	Estudios del mecanismo de recocido: — medidas eléctricas — medidas de expansión — química magnética — microestructura — microsonda electrónica — fluorescencia por rayos X — difracción neutrónica — estudios de difusión — análisis químico

ción bajo, debido principalmente a migraciones de intersticios de cationes.

La microestructura y la porosidad de cada ejemplar tiene un efecto considerable sobre el conjunto de propiedades. La permeabilidad depende, por ejemplo, de las dimensiones del cristal [6], y las pérdidas de histéresis de la distribución de la porosidad.

Las pérdidas por corrientes de Foucault dependen no sólo de la microestructura sino principalmente del contenido de ion ferroso. Para aumentar la resistividad de las ferritas se introducen aditivos durante la preparación, con objeto de aislar los cristales por difusión en los dominios de cada cristal en el curso del recocido (calcio), o demorar el intercambio electrónico entre los iones ferroso y ferrico del sistema.

La homogeneidad de la composición de la ferrita adquiere además una importancia primordial. Se puede demostrar [10, 12], que una volatización parcial del zinc durante el recocido conduce a un notable deterioro de las propiedades eléctricas y magnéticas en la zona próxima a las superficies de las piezas.

Muy esquemáticamente puede decirse, por lo tanto, que las principales ideas directrices para optimizar las características de las ferritas comerciales de manganeso zinc, son las siguientes:

 obtención de una composición estoquiométrica homogénea en toda la pieza, con un exacto contenido de hierro ferroso;

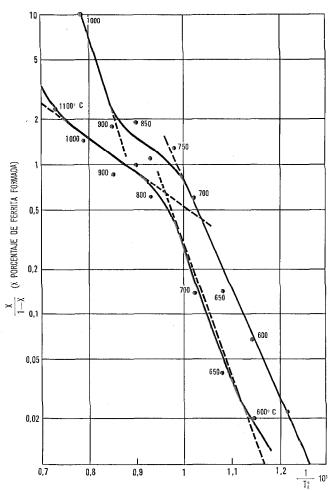


Fig. 2 Diagramas de Arrhénius correspondientes a la formación de ferrita mixta Mn-Zn.

- realizar una microestructura que presente cristales semejantes en dimensiones (del orden de 10 á 20 micras) y una porosidad localizada en los dominios de grano, tan pequeña como sea posible.

3. Estudio y selección de los productos de partida

3.1 Generalidades

Los materiales de partida deben ser de la mayor pureza posible con la única limitación de un precio no prohibitivo; en particular parece que el contenido en sílice constituye un factor crítico. Paulus [12] ha encontrado que para contenidos superiores al 0,04 %, la formación de granos de ferrita en el proceso de recocido es discontinua, lo que supone pérdidas de histéresis y de Foucault muy elevadas. De la misma forma se reduce muy considerablemente la permeabilidad por la presencia de metales alcalinos o alcalinotérreos [13].

De todos modos no son menos importantes, la forma de las partículas, la distribución de tamaños, y la superficie específica de los óxidos de partida, pues estos factores condicionan el molido, las reacciones cinéticas y la homogeneidad del producto final. Son estos factores los que condicionan la reactividad del producto de partida.

En cuanto conocemos, no existe un método cuantitativo de medir esta reactividad, que hemos escogido como uno de los criterios esenciales para optimizar. Para determinarlo nos vemos obligados a recurrir a varios métodos: difracción por rayos X y espectrometria Mossbauer.

3.2 Mecanismo de la formación de ferrita de Mn, Zn [14, 15]

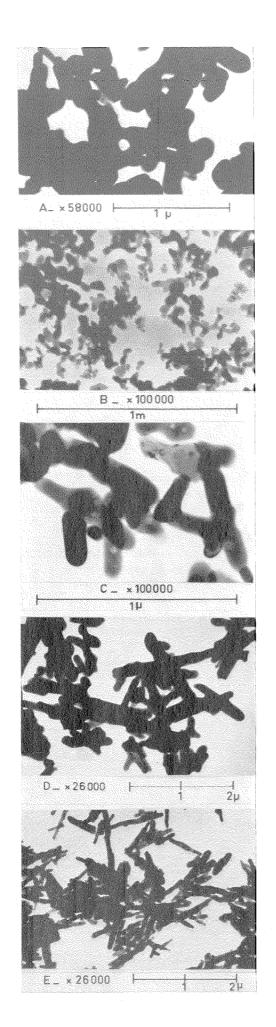
La formación de ferrita de zinc se observa a baja temperatura. La temperatura inicial de formación de la fase espinela depende solamente del óxido de hierro elegido. Es de 650° para un óxido de pequeña reactividad y menor para un óxido que tenga una gran superficie específica.

El espectro de difracción del óxido de zinc decrece a continuación progresivamente y desaparece a 800 °C. Hay que considerar que a esta temperatura se ha completado practicamente la síntesis de la ferrita de zinc. Mediante el uso de un diagrama de Arrhenius (ver Fig. 2) se determina que la reacción está controlada por un proceso bimolecular en los dominios de grano (linealidad

de la curva
$$\log \frac{x}{1-x}$$
 en función de $^1/_T$ hasta 800°).

Paralelamente la fase $\rm Mn_3O_4$ desaparece progresivamente de 420° á unos 620° para dar origen a $\rm Mn_2O_3$ á 750 °C, disminuyendo a continuación para desaparecer hacia 850°, que es mucho antes de la temperatura normal de reducción (920 °C), esto parese probar que el óxido $\rm Mn_2O_3$ entra en solución sólida con la ferrita de zinc inicial.

Esta hipótesis se ha confirmado mediante el estudio Mossbauer de las piezas en el proceso de síntesis [15]. Mientras la ferrita de zinc es paramagnética, la espinela que existe por debajo de los 800° presenta una línea superparamagnética cuya intensidad máxima a 900°C se debe a una interacción de corta distancia entre los



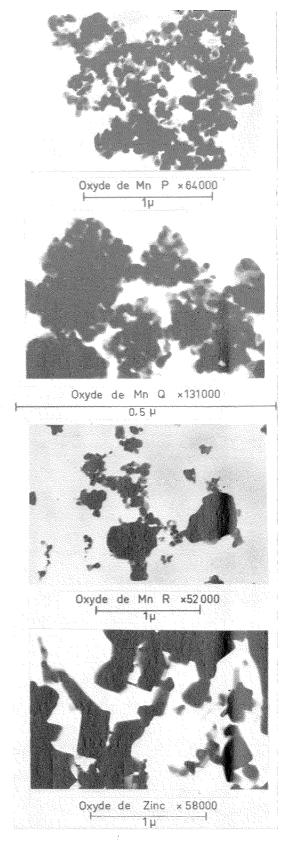


Fig. 4 Fotografías con el microscopio electrónico de los óxidos de manganeso-cinc.

Fig. 3 Fotografías con el microscopio electrónico de óxidos de hierro para ferritas.

Característica			Tipo de óxido		
% en peso	A	В	C	D	E
$\%$ Fe $_2$ O $_3$ $\%$ SiO $_2$ $\%$ Na $_2$ O + K $_2$ O Forma de partículas	99,5 0,011 0,019 esféricas	99,22 0,005 0,0025 compleja	99,52 0,03 acicular redondeada	99,2 < 0,03 < 0,05 acicular	99,2 < 0,03 < 0,05 finas

0,09

26.8

0.3

5.1

Tabla 3 - Características principales de los óxidos de hierro utilizados.

iones de hierro y manganeso. Paralelamente el efecto cuadripolar en el nivel de los iones hierro es mucho mayor que en la ferrita de zinc. El porcentaje de ferrita existente entre 850 y 1050° depende esencialmente de la aptitud del óxido de manganeso para disolverse en la ferrita de zinc. Por encima de 1050° la reacción evoluciona de nuevo más rápidamente. El espectro Mossbauer muestra entonces la aparición de una fase ferrimagnética.

Este método permite definir por tanto una medida cuantitativa del índice de reactividad de los óxidos. Para los óxidos de hierro se podrá considerar la temperatura a que comienza a aparecer la fase espinela y para los óxidos de manganeso se comparará la tasa de disolución en la ferrita de zinc a 1000°.

A modo de ejemplo vamos a comparar los resultados obtenidos con 5 óxidos de hierro y 3 óxidos de manganeso. Las características de estos óxidos se dan en las tablas 3 y 4 y se completan con fotografias (Figs. 3 y 4) tomadas con el microscopio electrónico.

3.3 Selección de los óxidos de hierro

Tamaño medio de partículas, micras

Superficie espécifica m²g⁻¹

En la figura 5 se da una comparación de las curvas representativas del porcentaje de ferrita formada en función de la temperatura de recocido. Las curvas se han obtenido para mezclas de la misma composición inicial basadas en el óxido de manganeso tipo P. Todas muestran el mismo aspecto general con un cambio de pendiente alrededor de 800°, lo que confirma a posteriori la generalidad de las explicaciones precedentes.

Hay que hacer notar la dispersión de las curvas a temperaturas bajas. En los óxidos B, C, E aparece ferrita

Tabla 4 - Características principales de los óxidos de manganeso utilizados.

Características		Tipo de óxido	
Caracteristicas	Р	Q	R
% Mn	71	71	70,5
% SiO ₂	0,03	< 0,005	0,025
% Na ₂ O + K ₂ O	0,004	0,025	0,05
Forma de partículas	esféricas	esféricas	esféricas + paralepipé- dicas
Tamaño medio de partículas, micras	0,06	Aglomeración de partículas de 0,05	0,03 á 3
Superficie específica m²g⁻¹	20	22	8

por debajo de los 600 °C, pero en ellos no se alcanza la reacción a 1200 °C. Estos óxidos presentan las mayores superficies específicas y las menores dimensiones medias de partículas. Su reactividad es por lo tanto muy elevada a baja temperatura pero por encima de 1100 °C su propio sinterizado los condensa en partículas mucho menos reactivas que los óxidos A y D.

 0.2×0.8

 0.5×0.15

3.3

 0.07×0.2

Los óxidos que dan mejores resultados son aquéllos cuya superficie específica es del orden de 5 m²/g.

La diferencia esencial entre los óxidos A y D, de superficie específica equivalente, reside en la forma de las partículas.

El óxido A cuyos granos tienen una forma esférica permiten una mejor compacidad que el óxido D cuyos granos tienen forma de agujas y la cantidad de ferrita formada es siempre mayor que en el primer caso.

3.4 Selección de los óxidos de manganeso

Se ha comparado el comportamiento de los óxidos P, Q, R, usando el óxido de hierro D. Los resultados se muestran en la figura 6. Hasta los 800° el óxido de manganeso no interviene en la formación de ferrita; las curvas obtenidas son muy similares a los resultados de la figura 5.

El óxido R, que se obtiene calcinando un carbonato a alta temperatura, posee una reactividad pequeña y se disuelve en muy pequeña cantidad en la ferrita de zinc. Esto se traduce en el gráfico por una prolongación de la mezcla entre 800 y 1200 °C y por un porcentaje más pequeño de ferrita formada a 1200 °C.

Los óxidos P y Q tienen sustancialmente la misma superficie específica (20 m²/g) pero el segundo está for-

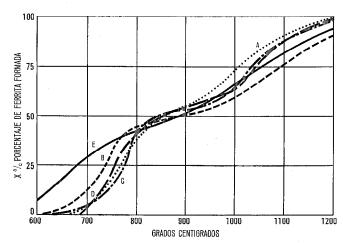


Fig. 5 Influencia del óxido de hierro en la cinética de formación de la ferrita de $\mathrm{Mn\text{-}Zn}$.

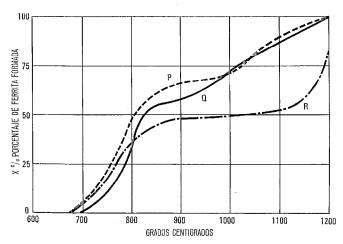


Fig. 6 Influencia del óxido de manganeso sobre la cinética de formación \cdot de la ferrita mixta de Mn-Zn.

mado por un aglomerado de partículas lo que limita la desaparición de ${\rm Mn_2O_3}.$ Se observa una intensidad más pequeña de la fase espinela hasta 975 °C. A temperaturas más elevadas son sin embargo suficientes las reactividades de los óxidos para permitir alcanzar la síntesis de ferrita a 1200 °C.

3.5 Selección de los óxidos de zinc

La mayoría de los productos comerciales dan un análisis químico y una reactividad equivalentes.

3.6 Propiedades eléctricas de las ferritas obtenidas partiendo de óxidos seleccionados

Los óxidos apartados finalmente tienen junto a un contenido general de impurezas lo suficientemente bajo, un índice de reactividad satisfactoria para obtener un producto homogéneo en el curso de las operaciones de prefitado y recocido.

En la tabla 5 se resumen resultados típicos obtenidos en producción, de los materiales así seleccionados.

Todas las composiciones comprenden además CaO y corresponden a la fórmula (2).

Las medidas se han efectuado en toroides de 35 mm. de diámetro exterior.

Los resultados anteriores muestran la mejora obtenida mediante un estudio del conjunto de propiedades físicas y químicas de los materiales de partida. Con ayuda de estos resultados se tiene una medida para ver de antemano si un óxido nuevo puede ser usado ventajosamente.

Tabla 5

	μ _i a 23 °C y 100 KHz.	<u>h·10⁶</u> μ _i 5 á 25 gauss a 100 KHz.	$rac{ ext{tg }\delta}{\mu_i}\cdot$ 10 6 a 100 KHz.	$\frac{\Delta \mu}{\mu_{i}^{2}} \frac{10^{6}}{\log \frac{t_{2}}{t_{1}}}$ 5—300 mín.
Valores nominales IEC Mezcla B. P. Mezcla A. P. Mezcla B. Q.	2200 2790 2890 2780	< 1200 400 500 490	< 5 3,4 4,2 4,8	< 4 1,2 1,6 1,1

4. Estudio de la homogeneidad de las mezclas iniciales

Para obtener una buena homogeneidad química de las ferritas terminadas es indispensable optimizar la homogeneidad de las mezclas desde la etapa inicial de fabricación.

Aquí de nuevo, en cuanto conocemos, la definición precisa de un criterio se revela como más importante que cualquier medida cuantitativa que se haya llevado a cabo previamente.

Las concentraciones "locales" de los elementos (Mn, Zn, Fe...) se han determinado con la ayuda de un microanalizador de sonda electrónica donde el volumen de la muestra corresponde sustancialmente a una micra cúbica. Por desplazamiento de la muestra bajo el haz eléctrico se pueden determinar las curvas de distribución, que son aproximadamente gausianas, de los diferentes elementos que forman la mezcla y se pueden deducir, por tanto, las desviaciones tipo experimentales σ . Además, se puede calcular teoricamente la desviación tipo σ_0 que le correspondería a una muestra de homogeneidad perfecta, conociendo que solo existen un limitado número de partículas analizadas simultaneamente por el microanalizador.

La tabla 6 dá los valores obtenidos σ_0 .

La eficacia del mezclado, o criterio de homogeneidad se define por lo tanto como la relación σ_0/σ que varía entre 0 y 1, tendiendo hacia 1 cuando la mezcla llega a ser perfectamente homogénea.

La tabla 7 y la figura 7 permiten la comparación de la eficiencia de la mezcla obtenida con un molino de bolas y con un molino vibratorio para los principales elementos.

En conclusión se deduce por lo tanto, que las mezclas obtenidas, para un tiempo de molido dado, son más homogéneas en un molino vibratorio que en uno de bolas. La figura 7 muestra como la distribución de hierro tiende rápidamente hacia los límites teóricos, mientras que la del manganeso mejora más lentamente. La distribución de zinc se deteriora después de una duración de unas 6 horas, tendiendo las partículas a reaglomerarse.

Tabla 6

Mezcia	Código	% de metal en la mezcla	Tamaño medio de las partículas en micras	σ_0
Fe ₂ O ₃ MnO _x ZnO	B P	47 13 11	0,09 0,06 0,08	1,22 0,75 1,40

Tabla 7 $-\frac{\sigma_0}{\sigma}$ en función de las condiciones de mezclado.

Molino	M. de bolas	Molino vibratorio				
Duración (horas)	4	2	4	6	8	12
Fe Mn Zn	0,166 0,153 0,445	0,268 0,227 0,538	0,660 0,468 0,918	0,83 0,59 0,93	0,920 0,653 0,849	0,976 0,682 0,667

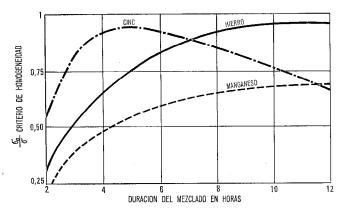


Fig. 7 Curvas del criterio de homogeneidad en función del tiempo de una mezcla con molino vibratorio.

En el caso particular tratado queda claro que la duración óptima de mezclado es 6 horas.

Las propiedades eléctricas que resultan de un mezclado óptimo se mejoran como se indica en la tabla 8 que se refiere a una composición inicial de $49.4\,\%$ en peso de Fe, $14.4\,\%$ de Mn, $10\,\%$ Zn y un molino vibratorio de diferente tipo para el cual la duración óptima es de 4 horas.

Es de notar que las pérdidas por histéresis y de Foucault son el parámetro más sensible en cuanto al grado de homogeneidad alcanzado.

En cuanto a los elementos que se añaden en pequeña cantidad (Ca), su distribución no se puede calcular con el método explicado anteriormente. La imagen de rayos X tomada en el microanalizador muestra que la distribución es uniforme después de 8 horas de molido vibratorio.

5. Prefitado

Esta etapa intermedia de fabricación permite la granulación del material y facilita el matrizado, en prensa automática, de núcleos, de forma compleja. Evita, en particular, la contracción excesiva, y la formación de grietas en la etapa de recocido final.

Las condiciones de trabajo del prefitado deberán ser tales que se alcance la máxima homogeneidad de composición (una fase espinela en lugar de tres fases de óxidos), y que se termine el sinterizado de las partículas sin alcanzar un endurecimiento o exagerado tamaño de los granos. Los mecanismos de reacción del prefitado llevado a cabo en aire o en nitrógeno son idénticos como muestra el paralelismo de las dos curvas de la figura 2. (Igual energía de activación).

Tabla 8

Tiempo de mezclado horas	1	2	4	8	12
μ	2335	2545	2852	2677	2850
$\mu Q \cdot 10^3$	338	347	437	274	189
$\frac{b}{\mu^2}$ 106	324	260	177	665	1015
DF · 10 ⁶	1,45	0,71	1,08	1,62	0,37

Sin embargo se observa una reducción del orden del 100° entre los dos tipos de tratamiento para obtener el mismo porcentaje de fase espinela formada. Para evitar el crecido y endurecimiento de los granos, es importante que no evolucione demasiado el porcentaje de fase ferrimagnética a expensas de la fase intermedia en la que los iones manganeso están en estado de disolución. Aquí es por tanto donde reside la importancia de la elección de atmósfera y de los óxidos, en particular MnO_x , los mejores resultados se obtienen para mezclas que dan a 1000° en aire el mayor contenido de fase espinela superparamagnética (mezcla A. P. en figura 5).

Al polvo prefitado se le puede caracterizar facilmente por su densidad y su contenido de $\mathrm{Fe_2O_3}$ residual. Es posible, por tanto, determinar las condiciones de prefitado que conducen a materiales equivalentes. En la tabla 9 siguiente se resumen las características obtenidas para dos tipos de mezclas de la misma composición.

6. Recocido

6.1 Generalidades

La investigación sobre las condiciones óptimas de recocido es muy completa, dado el gran número de parámetros disponibles y la multitud de objetivos a consequir.

Esquemáticamente, la ferrita final deberá poseer un contenido en hierro ferroso, preciso y homogéneo, lo cual requiere que se trabaje en atmósfera controlada, en especial durante el enfriamiento. Paralelamente, el obtener una microestructura adecuada impone condiciones de temperatura, atmósfera y duración del recocido. Además, para evitar la pérdida superficial de zinc en los núcleos, es conveniente trabajar con una atmósfera tanto más rica en oxígeno cuanto mayor sea la temperatura.

Finalmente para unos niveles determinados de duración y temperatura, se obtiene una densidad tanto mayor cuanto menor es el contenido de oxígeno [18].

Todas estas proposiciones, algo contradictorias, requieren la adopción de un compromiso que se obtendrá sobre la base de una investigación sistemática que cubra los principales parámetros [19].

Los métodos de estudio que se han revelado como más eficaces para la optimización del recocido mediante la investigación sistemática de un óptimo [19] son:

Tabla 9

	Mezcla B.P.	Mezcla A.P. prefitada			
Característica	a 1020 °C, 10 minutos	a 1050 °C 30 min.	a 1070 °C 20 min.	a 1100 °C 10 min.	
Densidad aparente	1,68	1,7	1,72	1,72	
Densidad prensada	2,83	2,73	2,73	2,72	
Porcentaje de Fe ₂ O ₃ residual (difracción rayos X)	4%	4,2 %	4,5 %	4,2 %	

- análisis termogravimétricos (dosificación de ${\rm Fe^{2^+}}$, y determinación de las velocidades de reducción de los óxidos);
- análisis químico (proporciones de los elementos constituyentes);
- métodos cuantitativos de difracción por rayos X (parámetros cristalinos, proporción de fases residuales);
- espectrometría por fluorescencia X (pérdidas de zinc);
- microanálisis (homogeneidad de composición, distribución de los constituyentes y segregación en los dominios de granos);
- espectrometría Mossbauer (coeficientes de difusión de los elementos, magnetización de los sub-retículos);
- difracción neutrónica del espectro del cual son detectores de la estoquiometría y permiten determinar la estructura reticular, así como el grado de inversión de ferrita [25];
- micrografía (medidas de granulación y porosidad);
- medidas eléctricas (μ , μ Q, h/μ^2).

6.2 Condiciones para obtener una ferrita ferrosa estoquiométrica

La composición deseada se alcanza durante la etapa constante del recocido. Los parámetros más influyentes para una duración determinada de dicha etapa, son esencialmente la temperatura y la composición de la atmósfera.

Se obtendrá el mismo contenido de hierro ferroso a diferentes temperaturas, siempre que se respete la regla de fase establecida por J. M. Blank [20] y revisada por E. D. Macklen [21] que se muestra en la figura 8.

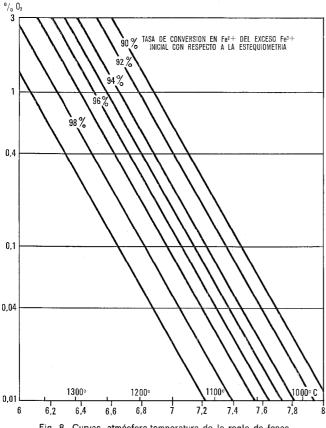


Fig. 8 Curvas, atmósfera-temperatura de la regla de fases (según E. D. Macklen [21]).

$$\log P_{02} \sim k \frac{1}{T^{\circ}K} + k'.$$

Siendo k y k' constantes para un contenido de hierro ferroso determinado.

En la misma curva
$$P_{02}\left(rac{1}{T^{\circ}K}
ight)$$
 las dimensiones medias

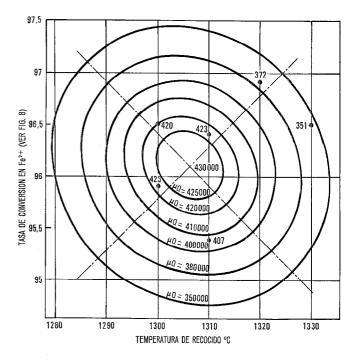
de los cristales, y por tanto la permeabilidad inicial son mayores a medida que aumenta la temperatura de estado constante. Por otra parte el factor de calidad μQ presenta un valor óptimo, pues a baja temperatura la permeabilidad es baja y la resistividad importante, mientras que a temperaturas elevadas, el crecimiento del tamaño del cristal incrementa considerablemente las pérdidas de Foucault. Este óptimo se puede buscar fijando arbitrariamente una duración del estado constante compatible con el uso de los hornos continuos industriales.

En la figura 9 aparecen los resultados de este análisis que cubre un número importante de experimentos. Hay que hacer notar que son sustancialmente elípticas las curvas de igual μQ en función de la temperatura de recocido y de la tasa de conversión del exceso de $\mathrm{Fe_2O_3}$ inicial en hierro ferroso según se deduce de las curvas representativas de la regla de fase (Fig. 8).

6.3 Estudio de la microestructura

La realización de una composición química correcta no permite por si sola, la obtención de ferritas de pérdidas reducidas. Es aconsejable, además, que la microestructura sea regular y que la porosidad esté distribuída en los dominios de grano. La velocidad de crecimiento del cristal y de la densidad depende esencialmente de los siguientes parámetros:

 velocidad de subida de temperatura y atmósfera correspondiente;



VALORES EXPERIMENTALES

Fig. 9 Curvas de igual μQ .

- temperatura, atmósfera y duración del estado constante;
- velocidad de descenso de la temperatura (la atmósfera de esta etapa está impuesta por las condiciones de estoquiometría del estado constante.

A una elevación rápida de temperatura, corresponde un crecimiento rápido del cristal que contiene una parte de porosidad. De ésto resulta una densidad baja y pérdidas por histéresis elevadas. Se adopta generalmente una elevación de temperatura de 100°/hora como compromiso entre una duración razonable de ciclo y una densidad correcta. La duración del estado constante viene dictada por los siguientes requisitos:

- 1. tiempo máximo disponible,
- 2. densidad mínima a alcanzar,
- 3. tamaño de los cristales compatibles con una permeabilidad suficiente y pérdidas reducidas.

En ausencia de un crecimiento discontinuo originado por impurezas tales como sílice, el tamaño medio de los cristales d, viene dado por la fórmula siguiente

$$d^2 \sim At \exp{-\frac{Q}{RT}}$$

en la que Q es la energia de activación de migración de los dominios de cristal,

R la constante de los gases perfectos,

- t duración del estado constante,
- A factor que depende de la presión parcial de oxígeno [22].

Además durante la mayor parte del estado constante los poros quedan interconectados y la porosidad P definida por:

$$P = 1 - \frac{\text{densidad real}}{\text{densidad teórica}}$$

varía en función de $t^{-1/2}$ como se puede demostrar de acuerdo con la velocidad de aumento de densidad.

$$\frac{\mathrm{d}P}{\mathrm{d}t} = -\frac{BD}{d^3T}$$

[23]

B es una constante

D es el coeficiente de difusión de los intersticios.

La figura 10 muestra la confirmación experimental de estos resultados.

En la práctica la optimización de las condiciones de recocido durante el estado constante estará determinada por los procesos siguientes:

- 1. la necesidad de alcanzar una composición determinada obliga a seguir una curva particular de las de la figura 8. A cada punto de esta curva $P(O_2) = f(T)$ le corresponde una duración de estado constante determinada para conseguir el tamaño de cristal deseado;
- 2. entre el conjunto de posibilidades se escogerá el punto de trabajo que conduzca a la mayor densidad final.

El conjunto de estas condiciones, fija los valores de las tres variables principales del estado constante $(t, T, \sqrt[6]{O_2})$.

6.4 Homogeneidad en la composición de la ferrita obtenida6.4.1 Homogeneidad en la distribución de hierro ferroso

La presión parcial de oxígeno durante el enfriamiento debe variar según la regla de las fases a fin de mantener

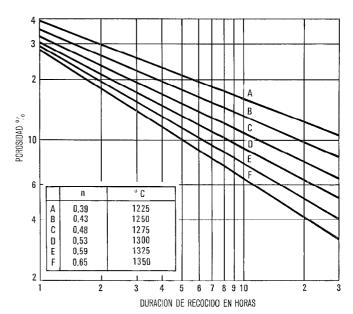


Fig. 10 Relación entre la porosidad y la duración del recocido para una tasa de hierro ferroso $P=k\left(\frac{1}{t}\right)^n$

el estado de equilibrio alcanzado en el estado constante.

Esto requiere el conseguir y medir de forma precisa, contenidos de oxígeno que son muy débiles a temperaturas inferiores a 1100°. Hasta hace pocos años no se tenían aparatos para dosificar oxígeno que proporcionaran un control satisfactorio. Para evitar una reoxidación excesiva la mejor solución consistía en enfriar rápidamente las piezas después del recocido. Este método presenta sin embargo el inconveniente de dar origen a contracciones considerables que originan grietas y una disminución de la permeabilidad del material. El uso de nuevos métodos de control en la dosificación de oxígeno hasta temperaturas de 700° facilita el mantener la estoquiometría de las piezas y ha permitido el suavizar las condiciones de enfriamiento. Los resultados obtenidos con este proceso muestran una distribución homogénea de hierro ferroso aún en la superficie de las piezas.

6.4.2 Homogeneidad en la distribución de zinc

La realización de elementos de alta permeabilidad ($\mu > 5000$) exige temperaturas de recocido relativamente elevadas ($> 1300^\circ$) durante un tiempo largo y a presiones de oxígeno reducidas. Estas condiciones favorecen la volatilización del zinc en la superficie [11]. Un análisis detallado por espectrometria de fluorescencia X y microanalizador de sonda electrónica ha mostrado que los perfiles de la concentración de zinc en la vecindad de la superficie sigue la ley:

$$\frac{c-c_1}{c_0-c_1}=\Theta\left(\frac{l}{2\sqrt{Dt}}\right)$$

donde Θ es la función error $=\frac{2}{\sqrt{\pi}}\int\limits_{\sqrt{2}}^{0}{\rm e}^{-v^2}\,dv$

- c es la concentración a distancia x de la superficie,
- c_0 es la concentración inicial,
- c_1 es la concentración límite en superficie,

- t la duración del estado constante,
- D el coeficiente de difusión del ión que controla el proceso de pérdida de zinc.

$$u=\frac{l}{2\sqrt{Dt}}.$$

Es posible por lo tanto, calcular la cantidad de zinc evaporado en función de la duración de la temperatura, y de la atmósfera del estado constante. Las pérdidas observadas son tanto más elevadas cuanto menor es el contenido de oxígeno y más elevada la temperatura. Esta volatización crea localmente, en la vecindad de la superficie una concentración de intersticios más abundante. de donde resultan tensiones superficiales que dan origen a una disminución importante de la permeabilidad [10]. Además, no es posible obtener la misma tasa de oxidación en el interior que en la superficie, ni aun modificando la presión parcial de oxígeno. Flood y Hill [24] han mostrado, en efecto, que la relación del número de iones férricos al número de iones ferrosos depende del número de interticios y de la presión parcial de oxígeno. Las medidas espectrométricas realizadas, muestran el aumento del contenido de Fe2+ en la vecindad de la superficie, de acuerdo con sus resultados.

Por lo tanto la superficie presenta una conductividad mayor que el interior de las muestras lo que supone una reducción apreciable del factor de calidad.

Para remediar esta deterioración superficial de las características eléctricas, el proceso más simple consiste en eliminar dicha zona superficial por abrasión. Desgraciadamente este proceso es dificil de aplicar en el caso de núcleos de forma compleja. De hecho es preferible eliminar las pérdidas de zinc mediante modificaciones en el transcurso del tiempo de la composición de la atmósfera del estado constante de recocido. Un recocido inicial en oxígeno o en aire permite el desarrollo de la microestructura deseada y al mismo tiempo evita la evaporación de zinc. El final del recocido se desarrollará finalmente, de acuerdo con la regla de fases para obtener el contenido deseado de FeO.

La tabla 10 permite la comparación de las propiedades eléctricas obtenidas con los mismos núcleos sinterizados preparados, por una parte, en un horno discontinuo en el laboratorio y por otra en las condiciones más próximas a las industriales. También se dan en la tabla 10 las pro-

piedades de los núcleos preparados anteriormente para mostrar la mejora conseguida. Es posible adaptar el valor del coeficiente por modificaciones previamente determinadas de la concentración de ión ferroso y de la relación manganeso/zinc sin afectar a los otros cuatro parámetros fundamentales. La tolerancia en TF depende de la uniformidad de temperatura y de las condiciones atmosféricas en el horno industrial.

7. Conclusiones

- a) Se han examinado con detalle todas las etapas importantes del proceso de fabricación de ferritas, empleando las mejores técnicas analíticas disponibles. Se han expuesto criterios por los cuales se ha demostrada que los parámetros del proceso pueden ser optimizados, en función no solo de las medidas físicas, sino también de las propiedades eléctricas del producto final.
- b) Se ha demostrado la facilidad para cambiar una materia prima por otra con un ajuste adecuado de los parámetros del proceso, al mismo tiempo que se mantiene el producto final dentro de una especificación de calidad controlada. Esta facilidad proporciona al cliente una seguridad de que el suministro a más largo plazo está garantizado aún en el caso de faltar la materia prima empleada.
- c) Se ha demostrado también la mejora en las propiedades eléctricas dependientes de la optimización de la homogeneidad en las nuevas etapas de fabricación.
- d) Se ha visto la condición óptima del prefitado del polvo en función de los parámetros físicos, junto con la facilidad para ajustar los parámetros del proceso a diferentes condiciones de materia prima.

Se han estudiado programas óptimos de recocido de lo que resultan unas propiedades eléctricas mejoradas.

f) La comparación de la línea 1 de la tabla 11 con los objetivos de la tabla 1, demuestra que se ha conseguido un avance significativo hacia los mejores objetivos, particularmente con respecto a μQ , h/μ^2 y D. F.

Reconocimientos

Los resultados presentados anteriormente son el fruto de una estrecha colaboración con los talleres de fabricación de S.T.C. (Harlow), Inglaterra y S.E.S.A. Madrid, España.

Tabla 10

Ejemplo de características	$\mu_i \begin{cases} 100 \text{ KHz.} \\ 5 \text{ gauss} \\ 23 ^{\circ}\text{C} \end{cases}$	$\mu Q \begin{cases} 100 \text{ KHz.} \\ 5 \text{ gauss} \\ 23 \text{ °C} \end{cases}$	$\frac{b}{\mu^2}$ · 106	$TF \cdot 10^{6} \begin{cases} 1 \text{ KHz.} \\ 0.5 \text{ mA.} \\ 23 - 55 \text{ °C} \end{cases}$	$DF \cdot 10^6 \begin{cases} 23 \text{ °C} \\ 1 \text{ KHz.} \\ 3-300 \text{ mn.} \end{cases}$	Densidad
Características obtenidas en LCE	2300	440.000	300	0,75	0,4	4,7
Características obtenidas en fabricación	2250	400.000	450	0,70	1,61	4,7
Características anteriormente obtenidas en fabricación	2000	250.000	800	1,20	3,0	4,3

Fabricación de ferritas

Tabla 11

Ejemplo de características	$\mu_i \begin{cases} 100 \text{ KHz.} \\ 0.5 \text{ mT.} \\ 23 ^{\circ}\text{C} \end{cases}$	$\mu Q \begin{cases} 100 \text{ KHz.} \\ 0.5 \text{ mT.} \\ 23 \text{ °C} \end{cases}$	$\frac{h}{\mu^2}$ · 106	<i>TF</i> · 10 ⁶ 1 KHz. 0,5 mA. 23 – 55°	<i>DF</i> · 10 ⁶ 23 °C 1 KHz.
Características nominales IEC para material tipo C	2250 ± 20 %	250.000	1000	1± 0,5	4
Características obtenidas en nuestro laboratorio	2300	430.000	309	0,75	0,5
Características obtenidas en fabricación	2260	400.000	437	0,69	1,61

Los autores expresan su gratitud a los miembros de estas factorias por su espíritu de cooperación. Por otro lado, los aspectos científicos de este trabajo se han obtenido con la ayuda de diferentes equipos de investigación de Universidades (Laboratorio de magnetismo CNRS Bellevue, Francia — Laboratorio de Espectrometría física de la Universidad de Grenoble y Edwart Zintl Institute Darmstadt, Alemania Federal) a los que quedan sinceramente agradecidos los autores.

Bibliografia

- [1] C. S. Brown: Proceedings of the British Ceramic Society, no 2, Dic. 1964,
- [1] C. S. Brown: Proceedings of the British Ceramic Society, no 2, Dic. 1964, págs. 55—72.
 [2] Y. Lescroel y A. Pierrot: Câbles et Transmission, no 33, 1960.
 [3] D. Swallow y A. K. Jordan: Proc. of the British Ceramic Soc., no 2, Dic. 1964, págs. 1—17.
 [4] J. W. Proske: Thesis Pennsylvania State University, 1964.
 [5] Y. Shichijo: Trans. J. I. M., vol. 2, 1961, págs. 204—210.
 [6] C. Guillaud: P. I. E. E., vol. 104.B, sup. 5, 1957, págs. 165—178.

- [7] T. Akashi: NEC Research and Development, no 8, Oct. 1966, págs. 89-
- [8] E. Röss y E. Moser: E. Für Angew. Phys., vol. 13 (1961) 5, págs. 279—282.
 [9] M. A. Strivens: I.E.E. conf. on Magnetic Materials, Londres, Sept. 1967.
 [10] M. Paulus y C. Guillaud: Bull. Soc. Chimique de France, 1965, págs.
- 1175—1185.
 [11] A. Beer y J. Schwarz: I.E.E.E. Transact. on Magnetics, vol. Mag. 2, no 3, Sept. 1966, págs. 470—472.
 [12] P. Paulus: Physica Status Solidii, vol. 2, págs. 1325—1341 (1962), [13] C. Guillaud, B. Zega y G. Villers: Comptes Rendus à l'Académie des Sciences 242, no 19, págs. 2312—2315 (1956).
 [14] G. Chol y F. Damay: Bulletín de la Société française de Céramique, no 75, Abril-Junio, 1967, págs. 61—77.
 [15] G. Chol, Y. Gros y J. C. Pebay-Peyrouls: Mat. Research Bulletín, vol. 2, 1967, págs. 753—764.
 [16] K. R. Poole: Proceedings of the British Ceramic Society, no 3, Sept. 1965, págs. 43—48.

- [10] K. H. Poole: Proceedings of the British Ceramic Society, n° 3, Sept. 1965, págs. 43—48.
 [17] G. Chol, F. Damay: Journal de Microscopie, en imprenta.
 [18] E. D. Macklen y P. Johns: Proc. of the British Soc., n° 3, Sept. 1965, págs. 223—227.
- [19] Wilde: Optimum seeking methods, Prentice Hall 1964.

- [20] J. M. Blank: Journal of Applied Physics, vol. 32, 1961, pág. 3785.
 [21] E. D. Macklen: Journal of Applied Physics, vol. 36, 1965, pág. 1022.
 [22] M. Paulus: Physica Status Solidii, vol. 2, 1962, págs. 1181—1194.
- [23] R. L. Coble y T. K. Gupta: Sintering and related phenomena Gordon and Breach, 1967, págs. 423—441; Editor: Ruczynski y Ca.
 [24] H. Flood y D. G. Hill: Z. Elektrochem., 1957, vol. 61, 1, págs. 18—24.
 [25] U. König: Angew. Physik, vol. 22, pág. 103 (1966).

Gérard Chol nació en París en Febrero de 1940, y recibió la licenciatura y un grado de ingeniería de la École Supérieure de Physique et de Chimie Industrielles de París. Tomó parte en trabajos de investigación concerniente a la detección de la radiación infrarroja en el Laboratorio de Paris y se unió en 1963 al Laboratoire Central de Télécommunications.

Ahora es jefe del grupo de magnetismo del Laboratoire Central de l'Éclairage.

Es miembro de la Société Française de Physique y de la British Ceramic Society.

Françoise Damay nació en París en Octubre de 1936 y recibió el grado de ingeniería de la École Polytechnique Féminine, ingresando en el Laboratoire Central de Télécommunications en 1958. Participó en estudios físicos relativos a materiales de semiconductores y laser. Ahora trabaja en el grupo de magnetismo del Laboratoire Central de l'Eclairage.

Jean-Pierre Auradon nació en París en Septiembre de 1935. Recibió el grado de ingeniería de la École Supérieure de Physique et de Chimie Industrielle en 1961. Se incorporó al Laboratoire Central de Telécommunications en 1963 donde trabaja en investigación en la física de películas magnéticas delgadas para memorias rápidas. Ahora está en el grupo de magnetismo del Laboratoire Central de l'Eclairage.

Es miembro de la Société Française de Microscopie Électro-

Encapsulación de componentes con materiales plásticos

F. J. WHITBY
Standard Telephones and Cables Limited, Londres
W. E. SIMPSON
K. A. PETTICAN

Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow

1. Introducción

Normalmente la encapsulación de los componentes es necesaria para protegerlos frente a los agentes del medio ambiente, tales como la humedad, el calor, los hongos, etc. y frente al deterioro mecánico general, incluyendo las vibraciones.

El empleo de materiales plásticos para la encapsulación ha sido el resultado de la creciente complejidad de los modernos equipos electrónicos y de la fuerte competencia existente en esta industria, que ha hecho necesaria la investigación de todos los medios posibles para reducir el coste de la amplia gama de componentes que actualmente se necesita. Inicialmente la encapsulación con plásticos fué introducida para productos de muy bajo precio y duración limitada, pero a la luz de la experiencia ganada en estas aplicaciones y con una valoración más completa de las propiedades que se consiguen con los materiales y técnicas de aplicación, se ha hecho patente que la encapsulación con plásticos puede ser adecuada para aplicaciones más críticas.

Durante muchos años se ha considerado que la protección de los componentes frente a la humedad requería el empleo de cajas metálicas hermeticamente cerradas. Esta encapsulación si se efectua de forma apropiada, es realmente hermética pero de hecho las diferentes especificaciones nacionales y militares que definen el comportamiento requerido para dichos componentes eléctricos no piden generalmente un cierre hermético absoluto.

Estas especificaciones exigen la protección de las características eléctricas esenciales de los componentes, durante un período determinado de días de exposición a una humedad relativa y temperatura especificadas.

Tales requisitos para los medios de encapsulación permiten el empleo de sistema de resinas orgánicas, tales como los poliesteres, los de resinas alcídicas, epoxídicas y siliconas que se emplean simultáneamente como defensa frente a la humedad y para incrementar la resistencia mecánica de los componentes. Por lo general los sis-

temas de resinas, más caros, proporcionan el mayor grado de protección contra la humedad y existe una gran variedad de medios para aplicar el encapsulante al componente, tal como se describen y se discuten más adelante en este trabajo. Los sistemas de resinas proporcionan, generalmente, costes de encapsulación más baratos que los que pueden obtenerse con cierres herméticos.

Para decidir cual es el proceso y material más adecuado para la encapsulación de un componente particular, los factores más importantes que deben tenerse en cuenta son los siguientes:

- a) volumen de la producción,
- b) cantidad de capital que puede invertirse en el equipo,
- c) coste aceptable de la encapsulación,
- d) grado necesario de protección contra la humedad; ésto determina con frecuencia el espesor del encapsulante,
 - e) protección mecánica necesaria,
- f) amplitud del intervalo de temperaturas de servicio, incluyendo la resistencia para grandes variaciones de temperatura (de bajo cero a elevada),
- g) características eléctricas que se requieren del encapsulante.
- h) posible acción del encapsulante sobre el componente, por ejemplo, las debidas a las recíprocas reacciones químicas o a tensiones introducidas durante la polimerización y también, o solamente, las debidas a variaciones térmicas,
 - i) necesidades de disipación de calor.

La variedad de materiales y procesos de que hoy se dispone se reseñan en las siguientes secciones.

2. Materiales

Teniendo en cuenta el amplio número de las técnicas que se utilizan en la actualidad para la encapsulación y protección de componentes (vease la sección siguiente), en la tabla 1 se relacionan los materiales resinosos más importantes que se usan para esta finalidad, junto con la

Tabla 1

Tipo de resina	Resina líquida	Resina sólida	Goma líquida	Compuesto de moldeo*	Polvo	Solución para recubrimiento	Compuesto esponjoso
Epoxídica	+	+		+	+	+	+
Poliester	+			+			
Silicona			+	+		+	+
Poliuretano	+		+				+
Alcídica				+			
Termoplástica, por ejemplo, polipropileno				+	+		
Masas fundidas calientes		+					

^{*} Comprenden los compuestos granulares para moldeo por transferencia y también los compuestos de consistencia pastosa.

indicación de los principales estados físicos en que se puede disponer de ellos.

A continuación se comentan brevemente las características más importantes de estos diversos tipos de resinas.

2.1 Epoxídicas

Las resinas epoxídicas utilizadas más corrientemente son los productos de condensación de la epiclorhidrina y el difenilolpropano (bisfenol A), pero en la actualidad y generalmente para aplicaciones especiales se dispone en el comercio de resinas basadas en diepóxidos cicloalifáticos, epoxynovolacas, poliolefinas epoxidadas, etc.

Las resinas derivadas del bisfenol A se pueden presentar en forma sólida o líquida y pueden endurecer "curar" dentro de un amplio intervalo de condiciones de temperatura y tiempo utilizando diversos agentes de curado o endurecedores tales como: las aminas alifáticas, las aminas aromáticas, poliamidas y anhídridos de ácido. Se pueden modificar mediante la adición de plastificantes, diluyentes reactivos, flexibilizadores, agentes de relleno, etc., proporcionando, de esta forma, un grupo de materiales extraordinariamente versatil.

Las resinas epoxídicas se caracterizan por su reducida contracción de curado, buenas propiedades adherentes, baja absorción y transmisión de agua y buenas propiedades mecánicas y eléctricas.

2.2 Poliesteres

Los poliesteres fueron las primeras resinas de colada que se emplearon con amplitud para el encapsulado de componentes. Son resinas líquidas que contienen un poliester no saturado y un monómero reactivo y se convierten en forma sólida, usualmente, por medio de agentes de curado que son peróxidos orgánicos, con o sin aceleradores. La composición de la resina puede variarse para conferir una serie de grados de flexibilidad o rigidez a los productos "curados" y también pueden incorporarse agentes de relleno.

Aunque generalmente tienen buenas propiedades mecánicas y eléctricas, los poliesteres tienen el inconveniente de una gran contracción de curado, lo que conduce, con frecuencia, a dificultades por agrietamiento de las piezas coladas y es, probablemente, un factor importante entre los responsables de que sus propiedades adhesivas, comparadas con las resinas epoxídicas, sean aparentamente inferiores. Son, sin embargo, resinas relativamente baratas.

2.3 Siliconas

Las resinas siliconas, que se basan en estructuras de cadenas con eslabones de átomos de silicio y óxigeno, tienen mayor resistencia al calor que los otros encapsulantes relacionados en la tabla 1. Generalmente son adecuadas para temperaturas de servicio continuado de hasta 250 °C, tienen buenas propiedades eléctricas y de resistencia a la humedad y a las temperaturas bajas, y son casi las únicas que, junto a los tipos rígidos ofrecen una variedad de recubrimientos y compuestos para encapsulación de tipos parecidos al caucho. Continuan siendo sin embargo materiales caros.

- Los compuestos típicos incluyen:
- Cauchos siliconas de dos componentes, de vulcanización a la temperatura ambiente, en una gama de viscosidades.
- Cauchos de un solo componente, de curado a la temperatura ordinaria, por reacción con la humedad ambiente.
- Cauchos transparentes de dos componentes, de curado a temperatura ambiente o elevada.
- Geles dieléctricos de dos componentes.
- Siliconas exentas de disolventes que se transforman por curado en productos duros y tenaces.
- Barnices de siliconas, incluyendo las variedades de alta pureza, para recubrimiento de elementos semiconductores.

2.4 Poliuretanos

La reacción de los isocianatos con poliesteres, polieteres, polioles, etc., cuidadosamente seleccionados, proporcionan compuestos para colada y para recubrimientos que se transforman, por curado a temperatura ambiente o elevada, en sólidos de tipos parecidos al caucho. La reacción puede efectuarse de una sola vez por el mismo usuario o puede emplearse un sistema prepolimerizado, en el que los reactivos han reaccionado parcialmente antes de su utilización y el curado se efectua en presencia de un catalizador o producto que aumente la extensión de las cadenas.

Las resinas pueden formularse dentro de una amplia gama de durezas y proporcionan una valiosa combinación de flexibilidad y resistencia al choque o impacto (elevado poder de amortiguamiento mecánico), con buenas propiedades eléctricas. Los cauchos líquidos de poliuretanos pueden mezclarse y hacerse co-reaccionar con las resinas epoxídicas líquidas comunicando a estos materiales flexibilidad y resistencia al impacto.

2.5 Compuestos de moldeo

Los compuestos de moldeo por transferencia para encapsulación de componentes se basan generalmente en resinas epoxídicas o siliconas con relleno, bien de polvo de minerales o de fibra de vidrio. De los poliesteres no saturados, denominados también resinas alcídicas que incluyen el ftalato de diatilo o resina DAP se dispone también como compuestos para moldeo por transferencia en forma granular; además pueden ser preparados con catalizadores y agentes de relleno adecuados en forma de pastas o masillas que pueden ser aplicadas a los componentes mediante métodos de baja presión. Se ha reseñado el moldeo por inyección de las resinas DAP con relleno de fibra de vidrio mediante la técnica de boquilla fria y molde caliente. El recubrimiento de componentes con materiales termoplásticos, tales como el polipropileno mediante moldeo por inyección requieren técnicas especiales para evitar causar daños al componente.

2.6 Espumas (resinas expandidas)

Las resinas expandidas proporcionan encapsulantes de peso ligero y bajo coste y se preparan por los dos métodos principales siguientes:

- Desprendimiento de un gas como producto resultante de la reacción química que forma la resina; de esta manera se preparan las espumas rígidas y flexibles de poliuretano.
- Desprendimiento de un gas a partir de productos que se añaden a las resinas: las espumas de resinas epoxídicas y de siliconas son típicas de esta clase.

Se preparan compuestos de baja densidad (o espumas sintácticas) incorporando rellenos de baja densidad tales como microesferas de resinas fenólicas o de vidrio a una resina adecuada.

2.7 Productos calientes fundidos

Se incluyen también los productos calientes fundidos basados en ceras o resinas termoplásticas especiales tales como la etil-celulosa o el acetato butirato de celulosa, por mencionar todas las resinas si bien no se emplean con mucha amplitud en la encapsulación de componentes.

2.8 Compuestos inorgánicos

El funcionamiento de equipos electrónicos a temparaturas superiores a unos 300 °C ha hecho necesario el desarrollo de encapsulantes inorgánicos basados, por ejemplo, en dispersiones de vidrio de bajo punto de fusión o cementos del tipo de ligantes y rellenos inorgánicos. Estos materiales presentan aun problemas en su manejo y existen ciertas deficiencias en sus propiedades cuando se hallan en su estado final de "curado".

3. Técnicas

Como será facil comprender se dispone de una amplia variedad de procesos para la encapsulación de los componentes con materiales plásticos; a continuación se relacionan los principales.

- Técnicas de colada (moldeo, envasado, sellado o precintado, etc.)
- Recubrimiento por inmersión en composiciones de resinas líquidas sin disolventes.
- Recubrimiento con materiales pulverulentos mediante la técnica de lecho fluidizado.
- Recubrimiento con disoluciones.
- Técnica de moldeo en caja con resinas preformadas, por ejemplo el sistema E-PAK de CIBA.
- Moldeo por transferencia.
- Moldeo en estado pastoso.
- Moldeo por inyección.

No es posible dentro del alcance de este artículo considerar en detalle todos estos diversos procedimientos, pero a continuación se hace un análisis crítico de sus características más importantes. La decisión final del método a seguir para un componente particular dependerá de los factores reseñados anteriormente.

3.1 Técnicas de colada

Estas técnicas son particularmente apropiadas cuando la producción comprende cantidades pequeñas o moderadamente grandes de una amplia variedad de componentes. Este volumen de producción se puede lograr con un equipo sencillo y relativamente barato, pero puede dar lugar a problemas de manejo y conducir a una falta de uniformidad de los productos.

Para la producción en gran escala la técnica puede mecanizarse mediante el empleo de equipos de medida, mezcla, distribución y colada, automáticos.

Los moldes pueden prepararse con diversos materiales que abarcan desde los plásticos baratos y los cauchos de siliconas a los metálicos más caros. La elección definitiva dependerá mucho de la producción que sea necesaria.

La colada es el proceso principal para el envasado en latas, en cajas moldeadas, etc., para el sellado de terminales y para la impregnación de bobinas de hilo fino ó de piezas de formas complicadas. La calidad de la protección obtenida varía desde la mínima hasta la necesaria para cumplir los requisitos más severos para la encapsulación con materiales plásticos. Se dispone de una amplia gama de resinas para colada. Sin embargo, el manejo de ciertas resinas, endurecedores, agentes de relleno, etc., puede acarrear peligros de toxicidad que requieren la adopción y provisión de equipos de protección adecuados.

3.2 Recubrimientos por inmersión

Esta técnica requiere equipos de trabajo sencillos y poco costosos (no se necesitan moldes) y al proceso puede adaptarse la automación.

Es adecuado para aplicar solamente capas relativamente delgadas del encapsulante pero se puede aumentar el espesor por inmersiones repetidas. Los recubrimientos protectores son por lo general solamente apropiados para exposición a condiciones de humedad poco severas.

Quedan aun por resolver problemas en cuanto a la formulación de compuestos, para recubrimiento por inmersión que presenten las óptimas propiedades de fluencia convenientes para el recubrimiento de los componentes, (la reproductibilidad de los sistemas tixotrópicos puede encerrar aún dificultades).

3.3 Recubrimiento con productos en polvo (lecho fluidizado)

Esta técnica puede proporcionar un recubrimiento de buen espesor en una sola inmersión, incluso sobre formas complejas, sin que se produzca virtualmente ningún desperdicio de material y sin que sean necesarios disolventes ni resinas líquidas. El equipo necesario puede variar desde equipos de fluidización sencillos hasta máquinas automáticas que tienen incorporados dispositivos de limpieza por ultrasonido, calefacción por inducción, cuba de inmersión en lecho fluidizado y estufa de curado. No se necesitan moldes aunque sí protecciones cuando se desean dejar zonas sin recubrir. Este recubrimiento es de dificil aplicación a componentes pequeños que presentan poca capacidad calorífica, si bien estos componentes pueden precalentarse por inducción.

En la actualidad se dispone de una amplia gama de productos en polvo que incluye a materiales termoestables, tales como las resinas epoxídicas y termoplásticos como el polietileno, nylon y el acetato butirato de celulosa, aunque normalmente se prefieren las resinas epoxídicas. Las temperaturas de aplicación tienden a ser demasiado elevadas para muchos componentes (120° á 200 °C para

las resinas epoxídicas; generalmente por encima de los 200 °C para los termoplásticos). Esta técnica es adecuada para componentes que requieran una capa relativamente delgada de encapsulante.

3.4 Recubrimiento con soluciones

El empleo de este método en la protección de componentes es limitado. En general solamente es apropiado para la aplicación de recubrimientos finos debido a las limitaciones que impone la presencia de un disolvente. Ejemplos típicos de este método son los barnices de siliconas para inmersión e impregnación y los cementos de siliconas para recubrimiento de resistencias. Otras aplicaciones posibles son el pre-recubrimiento de dispositivos, por ejemplo, con una capa resiliente antes de la encapsulación mediante técnicas convencionales.

3.5 Preformas de resinas (técnica de moldeo en caja)(Sistema E-PAK de Ciba)

Esta técnica emplea cajas o manguitos de plástico, moldeados, y pastillas de resinas, preformadas, (generalmente resinas epoxídicas sin curar o parcialmente curadas). Solo se necesita una pequeña inversión para la planta, principalmente en dispositivos y hornos y los costes de producción son generalmente reducidos. No es necesario mezclar ni manejar resinas líquidas, endurecedores ni agentes de relleno y no se requiere limpieza de moldes. Tampoco se produce desperdicio de resinas.

Los productos acabados se obtienen continuamente con buena apariencia y con tamaño uniforme. El método tiene aplicación para diversos tipos de protección de componentes, por ejemplo, encapsulación, sellado o precintado, sellado o precintado de terminales y relleno de cajas metálicas. Para aplicaciones específicas se dispone en la actualidad de una serie de pastillas de diversas formulaciones de resinas epoxídicas, (por ejemplo, araldite — E — form). Las pastillas de resinas epoxídicas son sensibles al calor y a la humedad de forma que es necesario un almacenamiento cuidadoso para conseguir una vida razonablemente duradera.

Las cajas y manguitos moldeados, particularmente los de resina termoestable como las epoxídicas y el ftalato de dialilo son relativamente caras y la normalización de los tamaños es esencial.

Las cajas y manguitos de materiales termoplásticos moldeados por inyección son, generalmente, más baratos pero con algunas resinas, como por ejemplo el polipropileno, se presentan algunos problemas de adherencia a la caja.

3.6 Moldeo por transferencia

Esta técnica se adapta facilmente a grandes volúmenes de producción automatizada empleando moldes de varias cavidades. No se requiere el manejo de resinas líquidas, endurecedores, ni agentes de relleno y los peligros de toxicidad son mínimos. Puede confiarse en que los componentes encapsulados presentarán buen aspecto y buena precisión dimensional.

Comercialmente se dispone en la actualidad de una amplia variedad de compuestos para transferencia, epo-

xídicos y de siliconas. También han empezado a usarse los ftalatos de dialilo. Las presiones de transferencia pueden ser hasta de solo 3,5 Kg. por cm², dependiendo del grado del material lo que es ventajoso para componentes delicados. Se pueden alcanzar ciclos de curado rápido del orden de 1—2 minutos.

El proceso comprende una considerable inversión para la instalación de fábrica, prensas de moldeo y moldes de múltiples cavidades. El elevado coste de los moldes restringe, generalmente el proceso a componentes de gran volumen de producción. Con frecuencia, para desarrollar todas las propiedades del encapsulante, es necesario recurrir a tratamientos posteriores de curado.

La protección frente a la humedad que proporciona el moldeo por transferencia se considera aun, que es inferior a la que se logra por colada, debido, probablemente, a la influencia del agente de desmoldeo que se añade. Se produce un desperdicio de material relativamente elevado en forma de bebedero y mazarotas de la cavidad de transferencia (30—40 %)

3.7 Moldeo de pastas

Este proceso ofrece muchas de las ventajas del moldeo por transferencia però con una inversión de capital más reducida; las prensas y moldes son generalmente más sencillos y más económicos (baja presión de moldeo).

Se dispone comercialmente de pastas de poliesteres, de resinas alcídicas y epoxídicas si bien muchas de ellas no son adecuadas para la encapsulación de componentes. Con las resinas alcídicas y los poliesteres se logran rápidos ciclos de curado pero las pastas de resinas epoxídicas actuales polimerizan con más lentitud que las empleadas en el moldeo por transferencia y tienen menor vida útil.

La protección frente a la humedad es generalmente inferior a la que se obtiene con las mejores técnicas de colada. Este proceso es un método de encapsulación potencial barato, cuando se utilizan pastas de resinas alcídicas o de poliester, para un elevado volumen de producción de componentes que requieran moderada protección frente a la humedad.

3.8 Moldeo por inyección

Hasta el momento actual es pequeña la experiencia acumulada en el empleo de esta técnica para la encapsulación de componentes. Los factores que la hacen atractiva comprenden el posible empleo de encapsulantes termoplásticos baratos junto con rápidos ciclos de moldeo.

Probablemente son necesarias técnicas especiales de moldeo para disminuir a un mínimo el efecto que sobre los componentes ejercen las elevadas presiones de inyección utilizadas.

Las elevadas contracciones térmicas y la pobre adherencia a los alambres que forman los terminales pueden afectar adversamente a la protección frente a la humedad.

Perfeccionamientos recientes son las máquinas de inyección de termoestables por usillos y las de torpedo frio; ambas utilizan cilindros de inyección y boquillas relativamente frias y moldes calientes.

4. Aplicaciones

Vamos a considerar con algún detalle dos aspectos prácticos de la encapsulación de componentes.

- a) el desarrollo y aplicaciones de las resinas para colada LOEX (baja dilatación),
- b) investigación sobre la encapsulación de condensadores de mica plateada.

4.1 Resinas para colada LOEX

El trabajo que STL ha realizado sobre la encapsulación de componentes ha estado particularmente ligado al desarrollo de mejores compuestos para colada basados en resinas epoxídicas, con materiales de relleno. Se ha demostrado que estos compuestos tienen ciertas ventajas sobre los materiales de que se dispone comercialmente.

Para los sistemas a base de resinas epoxídicas se requieren las siguientes propiedades favorables a su utilización.

- a) baja viscosidad inicial para facilitar el manejo, particularmente el desgasificado, y la incorporación de una elevada carga de agente de relleno,
- b) una razonable vida útil (pot life) a temperaturas de hasta 80 $^{\circ}$ C,
- c) rápida gelificación a la temperatura de curado que permite la rápida utilización de los moldes,
- d) temperaturas de curado que no excedan los límites superiores establecidos para los componentes,
- e) un desprendimiento exotérmico de calor durante el curado que no sea excesivo,
 - f) baja toxicidad.

Al desarrollar estos compuestos se ha prestado una atención particular a las siguientes exigencias de los productos una vez polimerizados.

- a) control de la dilatación térmica mediante el empleo de elevadas proporciones de carga de productos de relleno cuidadosamente seleccionados. Esta propiedad puede ser ajustada con suficiente aproximación a la de los materiales que corrientemente se emplean en la fabricación de componentes (véase la fig. 1) para permitir variaciones de temperatura relativamente grandes sin que se introduzcan tensiones significativas bien sea en los componentes o en los encapsulantes,
- b) reducción de la contracción de curado con objeto de reducir al mínimo las tensiones internas y evitar que la contracción de las resinas haga que se separen de las paredes de las cajas donde se encuentran alojadas. Esto también se logra mediante el empleo de elevadas cargas de agentes de relleno.
- c) baja absorción de humedad mediante la incorporación de agentes de relleno seleccionados y tratados cuidadosamente y la presencia de productos hidrófobos aditivos,
- d) baja permeabilidad al vapor de agua mediante los mismos procedimientos que para reducir la absorción de humedad. Con las resinas epoxídicas hemos encontrado que la absorción y la permeabilidad responden de una forma semejante a los cambios introducidos en la composición,
- e) elevada temperatura de deformación (HDT high deflection temperature) particularmente, donde es impor-

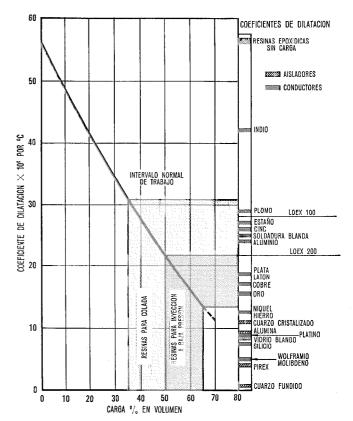


Fig. 1 Resinas de colada con dilatación térmica equilibrada.

tante la estabilidad de las propiedades del encapsulante a temperaturas elevadas,

- f) buena estabilidad térmica. El sistema básico de resinas LOEX se caracteriza por una elevada HDT y estabilidad térmica,
- g) incrementada conductividad calorífica para aquellas aplicaciones donde es importante la disipación de calor en componentes encapsulados, particularmente con tendencia a la miniaturización. Esto se logra mediante la incorporación de elevadas proporciones de productos de relleno seleccionados.

Conviene hacer resaltar que normalmente no se puede alcanzar, con una sola composición, el grado óptimo de todas las propiedades mencionadas y para el empleo de uso general se han normalizado las dos composiciones siguientes:

- LOEX 200 para aplicaciones que requieren un mínimo de dilatación térmica y una elevada HDT.
- LOEX 100 para aplicaciones que requieren un mínimo de absorción y transmisión de humedad, pero en las que puede aceptarse algún sacrificio en la dilatación térmica y en la HDT.

Las propiedades detalladas de estas dos resinas se dan en la tabla 2.

Se encuentra en período de desarrollo otra composición, para aplicaciones que requieran una conductividad calorífica máxima; en este trabajo, se ha llegado a la fase de alcanzar un aumento de conductividad calorífica de 9 veces la de la resina sin agente de relleno.

En la tabla 3 se indican algunas aplicaciones típicas que requieren propiedades especiales del encapsulante.

Tabla 2

	LOEX 200	LOEX 100
Temperatura de deformación (ASTM D 648)	137 °C	70 °C
Densidad	1,74 g/cm ³	1,76 g/cm ³
Dilatacion térmica lineal (ASTM D 696)	22×10⁻⁴/°C	27—29×10 ⁻⁶ /°C
Contracción de curado	aprox. 1 %	aprox. 1 %
Conductividad calorífica	0,0013 cal/cm s °C	aprox. 0,0011 cal/cm s °C
Absorción de agua (BS 2782 método 502 F)		
24 horas de inmersión	6 mg	2 mg
1 semana de inmersión	13 mg	5 mg
13 semanas de inmersión	24 mg	17 mg
Transmisión del vapor de agua (método de la copa Patra, discos de 1 mm. de espesor 40 °C 90 % R. H.)	0,63×10° g/cm h mmHg	0,17×10 ⁻⁸ g/cm h mmHg
Resistencia a la flexión (BS 2782, método 304B)	1.050 Kg/cm ²	1.110 Kg/cm ²
Módulo de flexión (BS 2782, método 304 B)	1,12×10 ⁵ Kg/cm ²	1,20×10 ⁵ Kg/cm ²
Resistencia dieléctrica (BS 2782, método 201 G)	aprox. 1,2 \times 10 ⁴ V/mm. en el intervalo de temperatura de 20 á 150 $^{\circ}$ C	aprox. $1\times10^4\mathrm{V/mm}$. en el intervalo de temperatura de 20 á 150 $^{\circ}\mathrm{C}$
Constante dieléctrica 1 Mc/s (BS 2067) 80 Mc/s	4,31 4,23	4,00 4,04
Factor de potencia 1 Mc/s	0,0075	0,0033
(BS 2067) 80 Mc/s	0,0085	0,0044
Resistencia de aislamiento (BS 2782, método 204 A)	> 2 $ imes$ 10 ¹³ ohms	$>$ 2 \times 10 ¹³ ohms
Resistencia específica (BS 2783, método 202 A)	$> 10^{15}$ ohm cm	$> 10^{15}$ ohm cm

4.2 Encapsulación de condensadores de mica plateada

Presentamos a continuación el resultado de los ensayos efectuados con condensadores de mica plateada encapsulados con diversas resinas epoxídicas para colada, especialmente formuladas, con recubrimiento de resinas epoxídicas en lecho fluidizado, mediante moldeo por compresión con pastas alcídicas y por moldeo por transferencia con polvo de resinas epoxídicas.

En el caso de condensadores de mica el recubrimiento de resinas es muy delgado (0,7 á 1,27 mm.) y se desea alcanzar uno de los siguientes niveles de protección:

Nº de días de exposición a 90 % de		
humedad relativa (H. R.) y 40 °C	21	56
Máximo de variación de capacitancia		
(%) tolerado	0,5	0,5
Máximo ángulo de pérdida, tan δ		
tolerado	0,0029	0,0029
Mínima resistencia de aislamiento		
Mohms (125 V)	1.0×10^{4}	2.5×10^{4}

Debe notarse que el requerimiento para la resistencia de aislamiento despues de 56 días de exposición al calor húmedo es más exigente que lo recomendado en el caso de 21 días de exposición.

4.2.1 Unidades coladas

Los resultados que se indican en la tabla 4 se refieren a condensadores de mica encapsulados por colada con diversos sistemas de resinas epoxídicas utilizando para la colada moldes en dos piezas para materiales termoplásticos. Con condensadores, los primeros signos de fallo, debidos a la penetración de la humedad, se han observado en forma de una caida de la resistencia de aislamiento. Una exposición prolongada se traduce en un empeoramiento del ángulo de pérdidas y en cambios significativos de la capacitancia.

Los resultados para un sistema sencillo de resinas con un anhidrido como agente de curado (resina 1 de la tabla 4), muestra que no puede proporcionar protección contra la humedad ni, incluso, durante un período de 21 días debido al poco espesor de resina que se permite para este tipo de condensadores.

La adición de un producto líquido especial, repelente del agua, proporciona una notable mejora (sistema de resina nº 2) si bien no todas las unidades ensayadas resisten los 21 días de exposición.

La adición de un agente de relleno inerte e impermeable a la resina nº 2 no hizo variar en forma apreciable sus propiedades de protección contra la humedad (resina nº 3).

La adición a la resina nº 2 de un agente de relleno absorbente de agua proporcionó una resistencia contra la humedad de 56 días debido probablemente a la absorción de agua por el agente de relleno antes de que pudiera difundirse a través de la resina hasta el condensador (resina nº 4).

El comportamiento de un sistema de resinas con carga, también puede mejorar considerablemente, mediante la adición de un agente químico que asegure un completo mojado del agente de relleno por la resina (resina nº 5). Este tratamiento garantiza, que la difusión de la humedad a través de la resina no puede encontrar un facil camino de difusión a lo largo de la superficie, defectuosamente mojada, del agente de relleno.

4.2.2 Unidades moldeadas

La encapsulación por moldeo a presión ofrece un procedimiento de fabricación rápido, con un coste reducido de mano de obra y un aspecto del componente muy atractivo, comparado con las unidades encapsuladas por colada. Por consiguiente se han recogido datos para deter-

Tabla 3

Componente	Características o requisitos especiales	Resinas empleadas
Condensador de mica plateada	Resistencia máxima a la humedad para alcanzar el grado H 6 de la DEF 5011.	LOEX 100
Circuitos de lámina delgada	Protección contra la humedad y contra desperfectos mecánicos; además se requieren resinas de baja dilatación.	LOEX 100
Diodo tunel de microondas	La protección mecánica de la unión fragil requiere resina de baja dilatación para reducir al mínimo el efecto de ciclos térmicos; también una buena protección contra la humedad.	LOEX 200
Diodos de silicio para alta tensión	Buenas características de descarga eléctrica de ruptura en disposi- tivos pequeños. Mantenimiento de la elevada tensión inversa bajo condiciones de humedad.	LOEX 200 con un contenido reducido en agentes de relleno.
Bases coladas de antena para aviones y satélites	Resistencia a ciclos térmicos por ej. —40 °C á ± 70 °C, en piezas coladas con importantes inserts metálicos, que requieren equilibrar los coeficientes de dilatación. También resistencia a la radiación en el caso de antenas para satélites.	LOEX 200
Cabezas de registro de Ferrodot	Requiere equilibrar la dilatación de la resina para la impregnación de los alambres finos en el ensamble de las bobinas sin que se produzca ningún daño mecánico debido a las contracciones térmicas o de polimerización.	LOEX 200

Tabla 4 - Resultados de la exposición durante largo tiempo al vapor de agua de condensadores de mica plateada (220—250 pF.) encapsulados por colada con resinas epoxídicas

	% de	fallos	Resistencia media de aislamiento (M Ω)		
Sistema de resinas	Después de 21 días	Después de 56 días	Después de 21 días	Después de 56 días	
1. Resina epoxídica sin carga (endurecedor anhídrido)	100	_	< 1,0 × 10 ⁴	< 0,5 × 10 ⁴	
 Resina epoxídica sin carga más agente líquido de adición repelente del agua (endurecedor amina) 	20	100	$3,9 \times 10^4$	< 2,5 × 10 ⁴	
 Sistema de resina como en 2 mas 200 pcr* de agente de relleno 	17	100	3.2×10^4	< 2,5 × 10 ⁴	
 Resina polimerizada con un anhidrido conteniendo un aditivo resistente al agua, 340 por de agente de relleno y humectante de la superficie del mismo. (LOEX-100) 	0	0	> 5,7 × 10 ⁶	1,96 × 10 ⁶	
* pcr = partes por cien de resina					

minar la protección contra la humedad que proporciona este tipo de encapsulación, teniendo en cuenta que los materiales para moldeo han de llevar incorporados agentes que faciliten el desmoldeo de las piezas, los que pueden, quizás, disminuir la adherencia de las resinas a los alambres que constituyen los terminales de los componentes. Esta falta de adherencia puede proporcionar caminos débiles por donde la humedad tenga acceso a los componentes.

Los datos que se reunen en la tabla 5 se refieren a condensadores de mica encapsulados con dos pastas alcídicas, de moldeo, comerciales. La pasta A, cumple esencialmente, los cuatro días de protección y casi la mitad de las unidades sobrepasan los 21 días de exposición; repitiendo incluso el ensayo, resultó imposible proteger más de la mitad de los componentes durante 21 días. Los ensayos efectuados con una solución de un colorante, penetrante, muestran que el fallo es debido a

la entrada de la humedad entre la resina y el alambre del terminal; ésto puede ocurrir debido a la relativamente elevada contracción de estas resinas durante su polimerización. En el caso de la pasta B, el comportamiento, menos satisfactorio, es debido a la presencia de las fibras de vidrio contenidas en la pasta, que si no han sido bien mojadas por la resina, proporcionan un fácil camino para la penetración del vapor de agua.

Un proceso de encapsulación más elaborado, pero más caro, consiste en el recubrimiento de los componentes con resinas epoxídicas de moldeo por transferencia. En este caso la contracción de polimerización es menor que la de las pastas alcídicas y, como puede verse en la tabla 6, los 21 días de protección se alcanzan facilmente con una amplia variedad de compuestos HYSOL para moldeo por transferencia. Sin embargo ninguno llega a alcanzar los 56 días de protección con el limitado espesor de resina que permiten estos condensadores. El fallo en

Tabla 5 - Resultados obtenidos al someter, durante largo tiempo, al calor húmedo los condensadores de mica plateada (4000—4300 pF) encapsulados por compresión con compuestos alcídicos de moldeo

Pastas alcídicas comerciales	l Parámetros inicialos		Después c	le 4 días ca	lor húmedo	Después de 21 días calor húmedo		
	Angulo de pérdida	Resistencia aislamiento ΜΩ	Cambio de capacidad %	Angulo de pérdida	Resistencia aislamiento ΜΩ	Cambio de capacidad %	Angulo de pérdida	Resistencia aislamiento M Ω
Pasta "A"	1,0° 0,6° 1,0° 0,7° 1,1° 0,7° 0,8° 1,3° 0,6°	6.9×10^{5} 6.2×10^{5} 4.5×10^{5} 5.7×10^{5} 8.3×10^{5} 8.3×10^{5} 7.4×10^{5} 8.9×10^{5} 6.9×10^{5}	0,0 + 0,9 < + 0,1 < + 0,1 + 0,12 < + 0,1 < + 0,1 + 0,19	1,3' 25,0' 1,2' 0,9' 1,2' 0,9' 1,0' 1,3' 3,7'	$\begin{array}{c} 4,0 \times 10^{5} \\ 5,0 \times 10^{2} \\ 2,5 \times 10^{5} \\ 3,1 \times 10^{5} \\ 3,1 \times 10^{5} \\ 3,1 \times 10^{5} \\ 4,0 \times 10^{5} \\ 3,1 \times 10^{5} \\ 2,5 \times 10^{3} \end{array}$	+ 1,4 + 7,7 + 1,2 + 0,14 + 0,22 + 0,14 <+ 0,1 + 0,14 + 5,4	30,2' >47,0' 28,8' 1,1' 3,0' 1,1' 1,5' 3,4' 47,0'	<pre><12,5 <12,5 2,8 × 10² 3,1 × 10⁵ 1,8 × 10⁴ 1,2 × 10⁵ 5,0 × 10⁴ 1,7 × 10⁴ 52</pre>
Pasta "B"	1,1' 0,5' 0,7' 0,4' 1,8' 1,1' 0,8'	$4,3 \times 10^{5}$ $4,5 \times 10^{5}$ $4,6 \times 10^{5}$ $5,0 \times 10^{5}$ $5,0 \times 10^{5}$ $4,5 \times 10^{5}$ $4,5 \times 10^{5}$	+ 0,19 + 0,30 + 1,2 + 3,5 + 1,43 + 1,75 + 2,75	4,3' 6,0' 33' > 47' 34' > 47' > 47'	2,1 × 10 ³ 3,1 × 10 ⁵ 1,25× 10 ² <12,5 1,8 × 10 ² 40 31	 + 4,2 	>47' — — — —	45 — — — — —
Valores límites según DEF 5132 y 5011	_	_	0,5 % cambio máx.	10' max.	1,0 × 10 ⁴ mínimo	0,5 % cambio máx.	10′ máx.	1,0 × 10 ⁴ mínimo

Tabla 6 - Resultados obtenidos al someter, durante largo tiempo, al calor húmedo los condensadores de mica plateada (50 pF) encapsulados con diversos compuestos epoxídicos Hysol mediante moldeo por transferencia

	Valores inicia		iales	Des	pués de 2	1 días	Des	Después de 56 días		
Designación de la resina Hysol	Capaci- tancia	Angulo de pérdida	Resistencia de aislamiento (M Ω)	Cambio de capacidad (%)	Angulo de pérdida	Resistencia de aislamiento (M Ω)	Cambio de capacidad %	Angulo de pérdida	Resistencia de aislamiento (M Ω)	
MG 4-01	51,28 52,07 51,52 51,70 51,70	1,8′ 2,4′ 2,1′ 1,8′ 2,1′	$> 6 \times 10^{6}$ $> 6 \times 10^{6}$ $> 6 \times 10^{6}$ $> 6 \times 10^{6}$ $> 6 \times 10^{6}$	+ 0,23 + 0,17 + 0,27 + 0,15 + 0,29	2,1′ 2,65′ 2,1′ 1,8′ 2,54′	$\begin{array}{c c} 9,4 \times 10^{5} \\ 3,0 \times 10^{6} \\ 6,0 \times 10^{6} \\ 5,0 \times 10^{6} \\ > 6,0 \times 10^{6} \end{array}$	+ 0,70 + 0,38 + 0,70 + 0,93 + 0,68	7,8′ 8,3′ 4,8′ 7,6′ 4,0′	1,3 × 10 ³ 2,0 × 10 ³ 1,0 × 10 ⁴ 3,5 × 10 ³ 1,25× 10 ⁴	
MG 5F	51,84 51,33 51,13 52,06 51,25	2,36′ 1,36′ 2,04′ 2,00′ 1,78′	> 6 × 10 ⁶ > 6 × 10 ⁶ > 6 × 10 ⁶ > 6 × 10 ⁶ > 6 × 10 ⁶	+ 0,04 + 0,64 + 0,29 - 0,12 + 0,23	3,3′ 2,3′ 2,75′ 2,85′ 3,1′	$\begin{array}{c c} > 6.0 \times 10^{6} \\ > 6.0 \times 10^{6} \\ 40 \\ 6.0 \times 10^{6} \\ > 6.0 \times 10^{6} \\ > 6.0 \times 10^{6} \end{array}$	+ 1,7 + 1,4 + 1,0 + 0,61 + 1,0	13,8′ 9,1′ 8,7′ 8,8′ 9,1′	$\begin{array}{c ccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	
MG 6	51,78 51,34 51,81 50,79 51,55	2,06′ 1,88′ 1,86′ 1,63′ 1,60′	$> 6 \times 10^6$ > 6×10^6 > 6×10^6 > 6×10^6 > 6×10^6	0,04 + 0,20 0,08 + 0,10 + 0,19	3,07′ 2,44′ 2,44′ 2,1′ 2,3′	$\begin{array}{c} 4,3 \times 10^{6} \\ > 6,0 \times 10^{6} \end{array}$	+ 0,62 + 0,62 + 0,44 + 0,73 + 0,83	8,0′ 3,5′ 4,4′ 3,9′ 5,2′	5,7 × 10 ³ 4,6 × 10 ⁴ 1,8 × 10 ⁴ 2,1 × 10 ⁴ 1,1 × 10 ⁴	
XMG 4-D 976	51,48 51,78 52,18 51,52 51,56	1,59′ 1,60′ 1,97′ 2,14′ 1,54′	> 6 × 10 ⁶ > 6 × 10 ⁶ > 6 × 10 ⁶ > 6 × 10 ⁶ > 6 × 10 ⁶	0,00 0,04 0,04 0,12 + 0,43	1,8' 2,0' 2,5' 2,65' 2,1'	> 6,0 × 10 ⁶ 4,3 × 10 ⁶ 5,0 × 10 ⁶ 4,0 × 10 ⁶ > 6,0 × 10 ⁶	+ 0,35 + 0,10 + 0,27 + 1,5 + 0,25	4,1′ 5,1′ 6,0′ 3,0 3,7′	1,1 × 10 ⁴ 7,3 × 10 ³ 1,95× 10 ³ 85 1,4 × 10 ⁴	
Límites de aceptación según DEF 5011 y 5132				0,5 % cambio máximo	10′ máx.	1,0 × 10 ⁴ mínimo	0,5 % cambio máximo	10′ máx.	2,5 × 10 ⁴ mínimo	

lograr el plazo de protección de 56 días es debido, probablemente, a la presencia en estas resinas de un agente de desmoldeo.

4.2.3 Recubrimientos en lecho fluidizado

Donde se requiere un grado menor de protección contra la humedad la técnica sencilla de recubrimiento de los componentes en lecho fluidizado con una resina epoxídica en polvo, puede proporcionar un método de fabricación atractivo. Por su misma naturaleza el recubrimiento tiende a ser poroso y no constituye, por consiguiente, una barrera muy eficaz para la humedad.

Los resultados de la tabla 7 muestran el grado de protección que proporcionan varios espesores diferentes de resina. Incluso el espesor más pequeño de los utilizados (0,5 mm.) proporciona una protección contra la humedad de 4 días que es todo lo que se requiere para este particular tipo de componente.

Tabla 7 - Resultados obtenidos al someter durante largo tiempo, al calor húmedo, los condensadores de mica plateada (800 pF) encapsulados con resinas epoxídicas mediante el proceso de lecho fluidizado

Espesor de	Parámetro	os iniciales	Parámetros al cabo de 4 días		
la resina en milímetros	Tan δ	Corriente de fuga (µA)	Tan δ	Corriente de fuga (µA)	
0,5	0,0001	0,00028	0,0001	0,00154	
	0,0002	0,00024	0,0000	0,00147	
	0,0007	0,00031	0,0008	0,00297	
	0,0001	0,00029	0,0003	0,00155	
	0,0000	0,00033	0,0010	0,02446	
	0,0005	0,00028	0,0006	0,00085	
0,75	0,0002	0,00030	0,0002	0,00027	
	0,0000	0,00032	0,0001	0,00040	
	0,0000	0,00027	0,0000	0,00043	
	0,0002	0,00030	0,0002	0,00045	
	0,0001	0,00029	0,0001	0,00033	
	0,0003	0,00027	0,0003	0,00045	
1	0,0001	0,00033	0,0000	0,00118	
	0,0001	0,00032	0,0001	0,00040	
	0,0001	0,00042	0,0001	0,00052	
	0,0001	0,00025	0,0001	0,00026	
	0,0001	0,00029	0,0002	0,00275	
	0,0001	0,00026	0,0002	0,00030	
Valores límites según DEF 5011 y 5132	_		0,0029	0,0120	

5. Perspectivas futuras

El rápido crecimiento del empleo de los plásticos para la encapsulación de componentes es debido en gran parte a una combinación de factores económicos y técnicos. La encapsulación con plásticos es economicamente muy atractiva en comparación con el envasado con cierre hermétido, y los avances realizados durante los últimos años en las resinas y en los procesos de encapsulación han extendido en la actualidad el ámbito de aplicación al campo de los componentes de alta calidad.

Es de prever que la principal tendencia futura se dirigirá hacia procesos de encapsulación baratos (incluyendo materiales) que puedan adaptarse a un elevado volumen de producción automática. Probablemente se podrán desarrollar procesos del tipo de inmersión que cumplan estos requisitos en el caso de componentes de bajo precio para los que se pida una protección mínima. Para los componentes de alta calidad, que tienen exigencias de protección más estrictas, las técnicas de moldeo (por ejemplo, transferencia, inyección, moldeo con pastas) parecen muy prometedores, y ofrecen buenas perspectivas de cumplir las condiciones de coste y productividad. Quedan sin embargo, todavía sin resolver ciertos problemas importantes antes de que estos procesos de moldeo puedan rendir toda su eficacia. Las técnicas por colada, empleando composiciones especialmente formuladas de resinas líquidas, probablemente mantendrán, todavía, su actual posición cuando sea necesaria una protección máxima, o cuando deban cumplirse condiciones o requisitos especiales, y se está realizando un considerable progreso en la adaptación de estas técnicas a grandes volúmenes de producción. En el campo de las resinas para encapsulación se preve una creciente demanda de materiales más estables al calor que puedan resistir temperaturas de servicio del orden de 200-250 °C.

W. E. Simpson nació en Cheshire, Inglaterra, en 1917; obtuvo el "First Class Honours Degree" de química en 1940, en la Universidad de Londres.

Después de haber trabajado en desarrollo de materiales plásticos en la Fairy Aviation Company y después en Micanita y Aislantes, ingresó en Standard Telecommunication Laboratories.

Desde entonces es responsable del laboratorio de plásticos, relacionado principalmente con nuevos desarrollos y nuevas aplicaciones en cables y componentes.

Es miembro asociado del Royal Institute of Chemistry y del Plastics Institute.

K. A. Pettican nació en Londres en 1932.

Después de haber servido en las unidades de radar de la Royal Air Force, obtuvo el "Higher National Certificate" de química y de técnica de aparatos de medición y electrónica.

En 1963 ingresó en Standard Telecommunication Laboratories para trabajar en encapsulado plástico de componentes; culminando en los sistemas LOEX y prosigue sus trabajos en este asunto.

Mr. Pettican es miembro del Plastics Institute.

F. J. Whitby nació en 1926. Realizó sus estudios en la Universidad de Bristol donde obtuvo en 1945 el "First class Honours B.S. Degree" de química y después en 1948 el "Ph. D. Degree".

En el mismo año entró en el Laboratorio de estudios de química de la Monsanto Chemicals Ltd., donde a partir de 1963, se ocupó de estudios básicos referentes a los procesos de oxidación catalítica de hidrocarburos en las fases vapor y líquida. Promovido a jefe de grupo y después de departamento, se encargó de investigaciones básicas y puesta a punto de los procesos en fase sólida y de emulsión.

En 1963 ingresó en la división de condensadores de Standard Telephones and Cables de Paington, como jefe de la sección de materiales. Fué responsable de su control, de la puesta a punto de los procesos químicos, de la utilización de nuevos materiales en la fabricación de condensadores y particularmente de la aplicación de técnicas de automatización en la encapsulación de componentes.

Mr. Whitby ha publicado cuatro obras técnicas y ha obtenido ocho patentes en la Monsanto Ltd. y dos en STC.

Valoración de la sonoridad de aparatos telefónicos de abonado por métodos subjetivos y objetivos

W. D. CRAGG

Standard Telecommunication Laboratoires Limited, Londres

1. Introducción

En un número anterior de esta revista (Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43, No. 1, págs. 85—89), se ha tratado de las correcciones que hay que aplicar en las valoraciones de los aparatos de abonado con el OREM-A cuya respuesta está dentro de la banda de frecuencia de trabajo de 200 á 4000 Hz., así pueden igualarse las valoraciones del NOSFER y OREM-A cuando se tienen en cuenta las diferencias en el cero de referencia. Ahora en este artículo se tratarán otros dos aspectos, el efecto en la valoración, del ancho de banda, y la altura del aparato sobre el nivel del mar.

2. Efecto del ancho de banda en la valoración de sonoridad

Cuando un aparato de abonado tiene una parte de su respuesta fuera de la banda de 200 á 4000 Hz. la contribución a la sonoridad desde esta parte inferior a 200 Hz. y superior a 4000 Hz. no está incluída en la valoración del OREM-A. Es necesario un método que establezca las correcciones para todos los aparatos de abonado, tal que permita estimar las contribuciones a la sonoridad de estas partes de la respuesta que son exteriores al ancho de banda de un aparato de medida objetivo.

También puede considerarse otro aspecto de la valoración del equivalente de referencia. La valoración de sonoridad de un aparato es la fijación de su eficacia electroacústica con respecto a un sistema fundamental de referencia cuya sensibilidad es conocida, del tal modo que cuando existe un nivel de voz de valor medio, pueda calcularse la salida eléctrica. Esta información es necesaria al planificar la red telefónica nacional, para que un abonado pueda tener un nivel de señal satisfactorio, así como para que ninguna parte de la red esté sobrecargada eléctricamente.

La recomendación G 223 del CCITT, dá límites para los niveles de potencia máximos, que pueden permitirse, en un punto de "referencia de transmisión" principalmente, cuando se multiplan los canales de audio y se limita la banda en el margen de 300 á 3400 Hz. Para estar seguro de que estos importantes límites no serán rebasados, el planificador necesita conocer la potencia que suministrará a la línea el aparato dentro de esta banda y la eficacia en sonoridad en el extremo receptor dentro de esta banda.

Pueden mencionarse tres anchos de banda, de 100 á 8000 Hz. para NOSFER, 200 á 4000 para OREM-A y 300 á 3400 Hz. para circuitos telefónicos en multiplex. Evidentemente sería muy útil tener un método para trasladar la valoración de sonoridad efectuada con una de estas bandas en otra apropiada para otra banda cualquiera.

En la recommendación de ISO R 532 se describen dos métodos de calcular la sonoridad, si se conoce la respuesta de frecuencia del aparato de abonado, cualquiera de estos métodos puede utilizarse para estimar la con-

tribución a la sonoridad de aquellas partes del borde de la respuesta, que se salen fuera de la banda más estrecha pero que están dentro de la banda más ancha. La sonoridad básica se mide, bien objetivamente, o subjetivamente, y el método de estimación se emplea solamente para agregar o restar una corrección de sonoridad relativamente pequeña.

Los métodos A y B de ISO, R532, se basan en el trabajo de S. S. Stevens y E. Zwicker, y se han aplicado a muchas formas de ruido por Urbanek [2], que muestra que una señal con una banda ancha de espectro suave es el tipo de ruido que da mejor concordancia entre los dos métodos. Una señal telefónica de palabra cae dentro del margen de esta definición y se espera que cualquiera de los métodos B ó A podría emplearse con una concordancia mejor que \pm 0,5 db. entre ellas, y con una determinación subjetiva.

Cuando se emplea el método A del ISO R532, el procedimiento para calcular la diferencia de sonoridad entre dos canales de ancho de banda diferente es como sigue:

- a) La entrada a todos los sistemas se toma como el promedio de las voces de varón y de hembra que hablan, con el nivel normal de conversación. El espectro de voz es entonces el de la figura 1 basado en los muchos espectros medidos que se dan en [1].
- b) Se supone una curva de respuesta ideal para un aparato de abonado de referencia y se preparará una red de plantillas de contribución a la sonoridad parcial de tal modo que puedan evaluarse con rapidez los cambios en sonoridad debidos a la separación desde la condición ideal. Puesto que la respuesta en alta frecuencia del aparato de abonado contribuye muy poco a la sonoridad total y puesto que diferencias muy amplias en la eficacia electroacústica por encima de 1500 Hz. tienen un efecto relativamente pequeño en la sonoridad, se supone un valor medio de respuesta para todos los aparatos por encima de 1500 Hz., elevándose en 5 db. desde 1500 á 3000 Hz. y con corte a 3500 Hz. Por debajo de 1500 Hz. se supone idealmente plana hasta 100 Hz. (fig. 2).
- c) El nivel de presión acústica recibida en un volumen de oido de 6 cm³ se supone que es el nivel preferido de escucha de 85 dbr* que corresponde a un nivel de presión acústica de 75 dbr. aproximadamente para la banda de 1/3 de octava de sonoridad máxima.
- d) Se obtienen entonces las sonoridades de otras bandas de 1/3 de octava partiendo de una curva que es la suma del espectro medio de palabra y una respuesta ideal de aparato de abonado, (voz más transductor en la figura 1) igualando el cero de la escala relativa en db. de la figura 1 a 75 dbr.
- e) Los cálculos de sonoridad total para el aparato de abonado ideal siguen la rutina del método $\cal A$ del ISO R 532.

^{*} nivel de presión acústica referido al umbral de audición de 0,0002 dinas/cm².

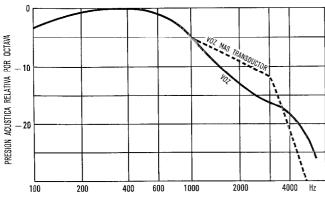


Fig. 1 Espectro de la palabra

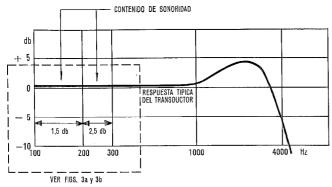


Fig. 2 Contribución del conjunto de las frecuencias bajas a la intensidad sonora

- f) Se repiten los cálculos de sonoridad para una serie de curvas de respuesta degradadas desde la ideal tomando varios niveles de sensibilidad y varias frecuencias de corte de banda. Partiendo de estos resultados, se pueden establecer los diagramas seccionados tales como las figuras 3a y 3b que muestran las contribuciones a la sonoridad de las pequeñas áreas de energía de la palabra.
- g) La curva de respuesta de un aparato de abonado en pruebas se traza en papel milimetrado y superpuestas la figura 3a o figura 3b, ajustando las curvas a la igualdad para 500 Hz. El cambio de la sonoridad se obtiene totalizando los elementos de sonoridad que están por debajo de la curva de respuesta del aparato de abonado y entre las ordenadas de frecuencia adecuadas.

A partir de estos diagramas podemos estimar al aumento de sonoridad que puede esperarse cuando la banda de medida se extiende por debajo de 200 Hz, dando una corrección para las valoraciones del OREM-A; inversamente, la disminución de sonoridad que se presenta cuando se limita la banda en 300 Hz. para usarla al corregir los equivalentes de referencia del NOSFER con condiciones telefónicas de banda limitada.

Ejemplos de correcciones máximas de sonoridad debidas a variación de este corte bajo son:

- a) 1,5 db, cuando el OREM-A se extiende hasta 100 Hz,
- b) -2.5 db. cuando el OREM-A se restringe con corte en 300 Hz.
- c) -4 db. cuando el equivalente de referencia del NOSFER se corta en 300 Hz.

Cuando se aplica la limitación de banda de 300 á 3400 Hz. a un aparato de abonado con una respuesta

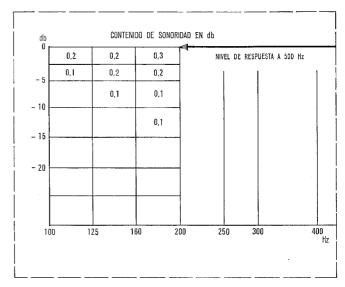
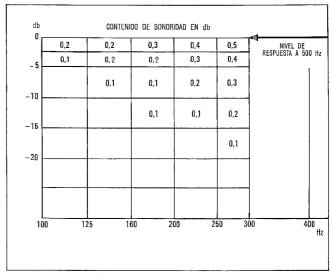


Fig. 3 a) Contribución a la intensidad sonora global de la banda 100—200 Hz.



b) Contribución a la intensidad sonora global de la banda 100-300 Hz.

que se extiende no sólo hasta 100 Hz. sino también hasta 6000 Hz. es posible una diferencia máxima de 6 db. entre el NOSFER y una valoración de banda limitada. Esto es representativo de la máxima desviación del NOSFER desde una valoración práctica, para un canal de banda limitada entre 300 y 3400 Hz.

3. Calibrados del SETED derivados del SFERT y NOSFER

El SETED es un patrón de trabajo, de acuerdo con la recomendación P42 del CCITT y se describe en el libro rojo, volumen 5, págs. 58—62.

El equipo original SETED se calibró con el SFERT en 1953 (ver [4]) y desde aquella fecha ha permanecido en el laboratorio del CCITT en Ginebra. El pasado año se ha recomprobado objetivamente su ganancia electroacústica y se encontró en exacta concordancia con su prueba original. Cuando se volvió a medir subjetivamente con el NOSFER en 1966, se notaron algunos diferencias importantes del calibrado original con el SFERT que se muestran en la tabla 1.

Tabla 1 Equivalente de referencia del SETED en db. (con filtro de paso de banda en circuito)

Extremo	transmisor	Extremo receptor		
1953	1966	1953	1966	
3,3 más sonoro que SFERT	0,1 más sonoro que NOSFER	1,1 más sonoro que SFERT	2,8 más sonoro que NOSFER	

Para el calibrado de un patrón de trabajo se hacen muchas determinaciones y un 95 % de límite de confianza por la limitación de operadores del equipo de pruebas podría ser aproximadamente 0,5 db. en comparación con un límite externo de confianza de 0,8 á 1,0 db.

Como también se nota que las diferencias entre los calibrados de 1953 y 1966 para los extremos de transmisión y recepción están en sentidos opuestos (un cambio de -3.1 db. para transmisión y +1.7 db. para recepción) la asignación de 2+1 db. para límite de confianza deja una desviación de 2,8 db., (4,8 menos 2 db.) que no se ha tenido en cuenta.

Esta evidencia proporciona algunos elementos dudosos acerca de la equivalencia exacta de las valoraciones del NOSFER y SFERT.

Efecto de la altura sobre el nivel del mar en el equivalente de referencia

4.1 Equivalentes de referencia subjetivos

El NOSFER y el SFERT se definen como enlaces electroacústicos aire-aire que conectan una persona que habla con otra distante que escucha. Cuando cambia la presión atmosférica debido a la altura, cambiará la eficacia electroacústica de cada enlace en la cadena. Se escoge como ejemplo una altura de 2000 m. (6600 pies) porque da un efecto que no puede ignorarse, puesto que es una altura a la cual viven varios millones de la población mundial. El receptor telefónico en cualqier sistema, producirá una presión acústica en el oido reducida 2 db. comparada con el mismo receptor al nivel del mar para el mismo nivel de señal eléctrica.

Esto se deduce simplemente de la ecuación de los gases:

pv = constante (para temperatura constante)

$$p\delta v + v\delta p = 0$$

$$\frac{\delta v}{v} + \frac{\delta p}{p} = 0.$$

Si p representa la presión atmosférica ambiente y v el volumen de la cavidad del oido, un cambio de volumen v, producido por el movimiento del diafragma del receptor telefónico, causará un cambio de la presión p en

el oido, y la relación $\frac{\delta p}{p}$ permanecerá constante.

El sonido producido por la voz humana cuando se hace por la laringe un esfuerzo muscular constante, sufrirá también una reducción en la presión. Si se compara el nivel de presión acústica de la palabra, cuando el que habla está a la presión ambiente correspondiente al nivel del mar, y a 10.000 m. (33000 pies) de altura, se encontraría que cae 10 db. aproximadamente, que es muy próxi-

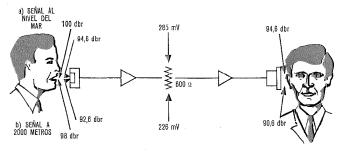


Fig. 4 Nivel de señal en la cadena del SFERT.

mo al cambio esperado si la voz fuera producida por una simple máquina mecanoacústica [3]. Si el esfuerzo muscular utilizado para producir un flujo de aire desde los pulmones y modularlo por la laringe es el mismo al nivel del mar y a 10.000 m. (33000 pies) entonces la presión acústica resultante será proporcional a la densidad del aire y 10 db. más baja para la altura mayor.

En las figuras 4a y 4b se muestran los diagramas de niveles para la cadena del SFERT con alturas de cero y 2.000 m. (6600 pies). Cuando el que habla hace un esfuerzo constante para la palabra, el que escucha recibirá un nivel de señal en su oido 4 db. más bajo a 2.000 m. (6600 pies) porque la boca produce una presión acústica 2 db. menor y el aire en la cavidad del oido es 2 db. menos eficaz como acoplador entre el receptor y el tímpano del oido.

Cuando por otra parte, se compara un teléfono de abonado con el SFERT, estando ambos al nivel del mar y después a 2.000 m. (6600 pies) se obtendrán los mismos equivalentes de referencia en ambas localidades. Esto está motivado porque los dos sistemas cambian sus sensibilidades en la misma cantidad y la diferencia relativa no varía. (Ver apéndice para mayor detalle). Así que el concepto de equivalente de referencia no es una base segura, de la cual deducir los niveles absolutos en una red telefónica, a menos que se introduzcan algunas correcciones en relación con la altura.

Para el propósito de planificación de la red telefónica, la característica más importante de un aparato de abonado es su salida eléctrica producida por un nivel normal de la voz del que habla. Es corriente deducir esta información, del equivalente de referencia, como se expresa por las fórmulas aplicadas al terminal de transmisión y de recepción.

 $V = -t + C_t$ para el extremo transmisor y

 $V=-r+C_r$ para el extremo receptor

donde V es el volumen medio en la línea o la potencia eléctrica en dbm $\mathbf{0}$.

t el equivalente de referencia en transmisión en db,

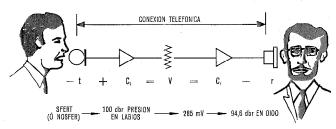


Fig. 5 Analogía entre el SFERT y una conexión telefónica.

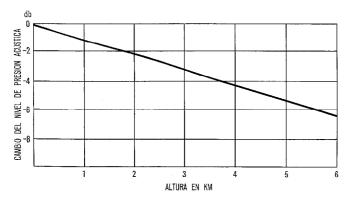


Fig. 6 Variaciones de la presión acústica con la altura.

r el equivalente de referencia en recepción en db, C_t y C_r son constantes (en db).

Estas ecuaciones se derivan de la analogía entre una conexión telefónica como la de la figura 6, con el SFERT de la figura 4a. Unicamente pueden unirse los equivalentes de referencia t y r, con un nivel absoluto de potencia V, suponiendo tácitamente la misma presión de los labios en la figura 6 que en la figura 4a.

De este modo, los niveles medios de voz y de escucha se relacionan con el nivel de señal en línea, cuando se desprecian los efectos de la altura.

Para hacer aplicables universalmente estas sencillas relaciones, deben modificarse las constantes C_t y C_r por un término relacionado con la altura donde,

$$V = -t + (C_t - C_a)$$
 y $V = -r + (C_r - C_a)$.

donde C_a es el término obtenido de la figura 6 por la altura del que habla sobre el nivel del mar o bien del que escucha.

4.2 Sistemas objetivos de equivalente de referencia

Cuando se utilizan equipos de medida objetiva a cualquier altura se obtienen las mismas magnitudes de diferencia. Por ejemplo si un sistema OBDM se calibrara al nivel del mar y luego se llevase a 2.000 m. (6600 pies) sin ajustar los circuitos, la boca artificial produciría una presión acústica 2 db. más baja y el aparato de medida leería + 2 db. para un equipo de prueba con valoración de emisión cero en el OBDM. También para pruebas en el extremo receptor, el aparato de medida leería + 2 db. para un aparato con valoración de recepción cero. El equipo OREM mostrará la misma desviación en el extremo receptor, pero su boca artificial reaccionará de un modo diferente, puesto que la salida de sonido se mantiene constante por un servo. La eficacia reducida a 2.000 m. (6600 pies) se contrarrestará por una elevación en la entrada eléctrica. La excursión del diafragma aumentada, por consiguiente, puede ser indeseable si aumenta también la distorsión no lineal y ésto puede ser un factor de limitación a las bajas frecuencias.

Los aparatos OREM y OBDM podían hacerse para dar resultados a 2.000 m. (6600 pies) que mantuvieran la relación correcta con el NOSFER (o SFERT) si el cero en el aparato de medida se hiciera corresponder con 226 mV.

(o 285 mV. menos 2 db.) y la presión acústica producida por la boca se ajustase a 2 db. por debajo del valor especificado al nivel del mar.

Esta forma modificada de calibrado es también consistente con el principio de hacer estos equipos objetivos réplicas del SFERT, el cual a 2.000 m. (6600 pies), toma los niveles mostrados en la figura 4b.

Los pasos para el procedimiento de modificación de calibrado para el equipo OREM son entonces (para equivalentes de referencia de transmisión y recepción):

- a) calibrar el micrófono como se indica en el manual, utilizando una corrección indicada en la presión para el pistónfono que incluye un cambio con la altura,
- b) calibrar el nivel de presión acústica en la cara del micrófono en la montura de la réplica del SFERT para que sea menos de 10,75 dinas/cm.² (94,6 dbr.) en la cantidad mostrada en la figura 6 por la altura del equipo,
- c) mover el cero del medidor del equivalente de referencia para corresponder con 285 mV. reducidos por el factor de corrección de la figura 6,
- d) la señal eléctrica inyectada en la línea para el equivalente de referencia de recepción permanece aún en 285 mV.

Con esta modificación del calibrado, las valoraciones serán las mismas que las que se obtienen en el mismo tipo de equipo al nivel del mar y corresponderá a los equipos de referencia subjetivos cuando se aplican las correcciones discutidas en la ref. [4] (Comunicaciones Eléctricas, volumen 43, Nº. 1). Cuando se utiliza como base para la planificación de redes, tienen que usarse correcciones de altura C_a como las que se han descrito anteriormente.

5. Conclusión

Se ha mostrado, como puede utilizarse un método de calcular la sonoridad de las señales de palabra de diferentes anchuras de banda, para convertir el equivalente de referencia del sistema que se trate al equivalente de cualquier otro sistema.

Hay dos aplicaciones importantes de esta técnica, una facilitar que las valoraciones de sonoridad dadas por el sistema objetivo OREM-A, sean puestas en estrecha concordancia con un sistema subjetivo tal como el NOSFER; y la segunda deducir de las valoraciones bien del NOSFER o del OREM-A una valoración práctica apropiada a un sistema telefónico limitado al ancho de banda de 300 á 3400 Hz. La valoración práctica puede ser tanto como, 6 db. menos sonoridad, que la valoración del NOSFER.

Utilizando el SETED como un enlace estable entre el SFERT (que ya no está en uso) y el NOSFER, ha sido posible obtener una comparación entre las valoraciones del antiguo SFERT y del moderno NOSFER. Puede verse que hay una probabilidad de que las valoraciones en el extremo transmisor y en el extremo receptor del SFERT y del NOSFER se diferencien en sentido opuesto en cantidades del orden de 2 ± 1 db.

Se ha señalado que a una presión atmosférica reducida, la voz humana y un receptor telefónico acoplado a un oido trabajan ambos con una eficacia reducida. De ésto resulta que un sistema telefónico a 2.000 m. (6600 pies) es 4 db.

menos eficaz como sistema de transmisión voz a oido que el mismo sistema al nivel del mar.

Otros resultados del efecto de altura son:

- un cambio en los procedimientos de calibrado de los sistemas objetivos de valoración, tales como el OBDM y el OREM,
- la necesidad de corregir las sensibilidades de los sistemas de referencia al nivel del mar tales como el NOSFER y el SFERT cuando se establecen a alturas mayores que 500 m. (1650 pies),
- la necesidad de agregar un factor de corrección de altura cuando se utilizan los equivalentes de referencia como una base para la planificación de redes.

Apéndice

Efecto de la reducción de la presión atmosférica sobre los sistemas electroacústicos

a) Transductores

Cuando se aplica al diafragma de un transductor una fuerza dada, la amplitud de sus novimientos es inversamente proporcional a la impedancia mecánica vista por el diafragma; para todos los tipos de transductores existentes, esta impedancia está determinada esencialmente bien por la elasticidad mecánica, o por la resistencia acústica, que no dependen de la presión atmosférica ni la una ni la otra entre 1/50 y 50 atmósferas.

Los micrófonos electroacústicos (de condensador), están controlados por la elasticidad, que es debida casi enteramente a las propiedades mecánicas de un diafragma tenso. La variación de la sensibilidad debe ser inferior a 0,2 db. cuando la presión pasa de 760 á 300 mm. de mercurio, lo que corresponde al cambio desde el nivel del mar a una altura de 7000 metros.

Los transductores electromagnéticos (armadura basculante, armadura en anillo, etc.) están controlados esencialmente por la elasticidad mecánica, así como por cierta elasticidad negativa de origen magnético, y no están afectados por las variaciones de la presión atmosférica.

Los transductores dinámicos, o de bobina móvil, están controlados por resistencia acústica. La resistencia acústica es proporcional a la viscosidad del aire, que no depende ni de su presión ni de su densidad entre 1/50 y 50 atmósferas.

Los micrófonos de carbón, están controlados por la tensión mecánica del diafragma y la compresión de los granulos de carbón.

En general, las sensibilidades de los transductores telefónicos varían muy poco hasta una altura de 5000 metros, puesto que la parte esencial de su impedancia de carga, no depende de la presión atmosférica. La respuesta en frecuencia de algunos transductores se corrige a las frecuencias elevadas por resonadores acústicos, pero como la masa y la elasticidad de los elementos acústicos, varían en la misma forma, la frecuencia de los resonadores permanece constante; solo una variación de la impedancia característica del resonador, con respecto a la impedancia mecánica de carga, puede reducir la importancia de la corrección. Puede esperarse que la curva de respuesta medida a grandes alturas difiera de la curva obtenida al nivel del mar para las frecuencias más altas del espectro reproducido, pero el efecto sobre la intensidad sonora de la señal de la palabra no debe pasar de 0.2 db.

b) Voz y oido

Pueden asimilarse los órganos vocales a una máquina neumática mecánica en la que se modula un flujo de aire por las vibraciones de la laringe. Si el esfuerzo muscular en los pulmones y la laringe son constantes, la presión acústica producida es proporcional aproximadamente a la densidad del aire o a la presión atmosférica. El nivel de la presión acústica de la voz varía con la altura según la curva de la figura 6 [3].

La sensibilidad del oido humano no depende de la presión atmosférica, pero la presión acústica producida en el aire comprendido entre el receptor telefónico y la cabeza disminuye al mismo tiempo que la presión atmósferica según la curva de la figura 6.

Referencias

- [1] Espectro de voz.
- [1] Espectio de voz. a) Dunn y White: Journal of the Acoustical Society of America, Enero de 1950
- b) K. Braun: Fernmelde-Technische Zeitschrift N° 10, 1952.
- c) Beranek: Acoustic Measurements, Wiley 1949.
- d) H. W. Rudmose et al.: Journal of the Acoustical Society of America, Julio 1948, págs. 503—512.
- [2] G. Urbanek: Rechnerischer Lautstärkevergleich künstlicher Geräusche, Acústica Vol. 17, No 6, 1966.
 [3] K. C. Clark et al.: Effects of High Altitude on Speech Journal of the
- [3] K. C. Clark et al.: Effects of High Altitude on Speech Journal of t Acoustical Society of America, Noviembre 1948, págs. 776—786.
- [4] W. D. Cragg: Resultados comparativos en la valoración de la sonoridad de los aparatos telefónicos de abonado por métodos subjetivos y objetivos empleando los sistemas SFERT, NOSFER y OREM-A. Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43, No 1, págs. 85—89.

W. D. Cragg nació el 3 de Noviembre de 1912, en Dewsbury, Inglaterra. Se graduó en la Universidad de Cambridge en ciencias mecánicas, en 1935. Se incorporó a Standard Telephones & Cables en 1938 trabajando en diseño y medidas electroacústicas, particularmente en transductores de alta calidad y acústica de locales. En 1962 fué trasladado a Standard Telecommunication Laboratories incluyendo en su trabajo, electroacústica y métodos de medida de aparatos de abonado.

Sistema telefónico móvil para 1 ó 2 canales de radio

J. L. STEPAN

ITT Telecommunications, Milán, Tennessee, U.S.A.

1. Sistema telefónico móvil

La versión mejorada del sistema telefónico móvil (IMTS) permite el establecimiento de comunicaciones vía radio, entre aparatos telefónicos instalados en unidades móviles y los abonados de una red telefónica convencional, a través de una estación terminal fija. El Bell System completó en 1962 la definición y el diseño del llamado sistema MJ, que permitía al abonado móvil establecer y mantener una conversación en la misma forma que los abonados fijos convencionales.

En la segunda mitad de 1963 en Harrisburg, Pennsylvania, se llevó a cabo una instalación experimental con un equipo terminal de radio y conmutación de ITT y un equipo móvil de abonado, Motorola. Un año más tarde, en Charleston, Virginia del Oeste, se puso en servicio el primer sistema de producción en serie industrial. Ambos equipos eran de gran capacidad, el último con 480 abonados móviles y 11 canales de radio.

ITT desarrolló un sistema de pequeña capacidad, adaptado a las necesidades de las compañías telefónicas independientes, poniéndolo en servicio por primera vez a principios de 1965, en Ritchie, Virginia del Oeste. Más tarde, en el verano del mismo año, y por acuerdo con la Compañía Bell, inauguró un terminal de conmutación para dos canales en Dover, Delaware, compatible con el sistema MJ de Bell.

2. Frecuencias de canal y de señalización

La tabla 1 muestra las frecuencias de radio asignadas a 11 canales con comunicación en ambos sentidos, en una estación terminal.

Tabla 1 - Asignación de canales en el terminal

Designantia del segol	Frecuencia	a en MHz.	
Designación del canal	Transmisión	Recepción	
. JL	152,51	157,77	
YL	152,54	157,80	
JP	152,57	157,83	
ΥP	152,60	157,86	
Ϋ́J	152,63	157,89	
YK	152,66	157,92	
JS	152,69	157,95	
YS	152,72	157,98	
YR	152,75	158,01	
JK	152,78	158,04	
JR	152.81	158,07	

Como se ve, la separación entre canales adyacentes es de 30 KHz, tanto en los canales de transmisión como de recepción, mientras la separación entre las bandas de transmisión y recepción es de 5,26 MHz.

Las frecuencias audio de señalización transmitidas por las estaciones de base y móvil están representadas en la tabla 2.

Las frecuencias audio de señalización seleccionadas se encuentran dentro del margen normal admitido por los

equipos telefónicos en uso, siendo por tanto compatible con los medios de transmisión comunes en telefonía.

Tabla 2 - Frecuencias de señalización

Estación emisora	Frecuencia en Hz.	Designación	Función
Base Base Base Base Móvil	600 1500 1800 2000 1336 1633	$egin{array}{c} & & - & & \ & f_{ m s} & & \ & f_{ m i} & & \ & f_{ m d} & & \ & f_{ m e} & & \end{array}$	Operación manual Operación manual Tonalidad de toma Tonalidad de disponibilidad Desconectar Conectar
Móvil	2150	f _g	Guarda

3. Plan de numeración

En los primeros pasos del desarrollo de sistemas telefónicos móviles se acordó que en cada área telefónica solamente se reservarían 10 000 números de guía para abonados móviles. Esta limitación simplificó el terminal de conmutación ya que entonces cualquier abonado móvil quedaba identificado por 7 cifras, las tres primeras correspondientes al código de área y las 4 últimas al número de la estación dentro del área. Esta restricción implicaba la existencia en cada área telefónica, de cierto tipo de elemento de gobierno central, que asignase un número a cada instalación móvil.

Sin embargo, cada aparato móvil se identifica realmente por un número normal de 10 cifras, 3 correspondientes al código del área, 3 al código de la central de distrito, y los cuatro últimos, al número de la estación. Este esquema de numeración permite que cualquier abonado de América del Norte pueda seleccionar un abonado móvil como si se tratara de un abonado fijo residencial. Las cifras correspondientes a la central son absorbidas en la central interurbana y descargadas por el terminal de conmutación del sistema móvil.

Condiciones de interconexión del terminal de conmutación

El terminal de conmutación juega un papel predominante en la conexión entre un abonado móvil y uno convencional. En lo que respecta a la frontera con los sistemas de conmutación que integran la red telefónica nacional, el terminal presenta un aspecto único, habiendo sido diseñado como un elemento suplementario que se añade a la central telefónica sin llegar a integrarse ni afectar a su lógica interna. Esta particularidad permite su incorporación a cualquier tipo de central. Más adelante se aclarará esta característica mediante un ejemplo particular.

Cuando un abonado convencional marca el código correspondiente a un aparato móvil, el equipo de la central actúa de manera que, mediante un órgano conectador normal, envía finalmente corriente de llamada hacia un par de hilos que, al menos en lo que a esta función se refiere, podrían corresponder a una línea convencional.

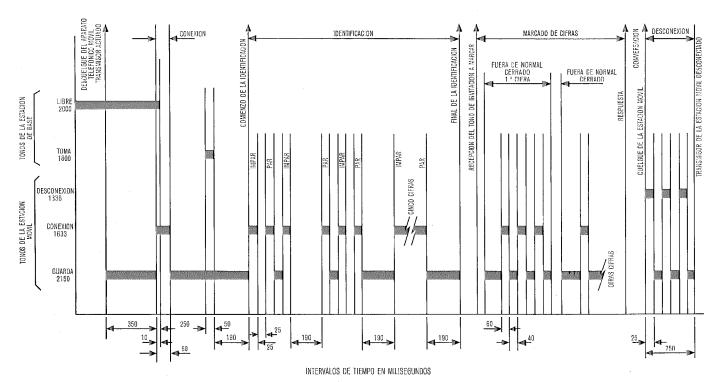


Fig. 1 Secuencia de las señales de tono del abonado móvil a la estación base.

Los dos hilos desembocan en un circuito de línea especial situado en el terminal móvil, que detecta la corriente de llamada, sin interrumpirla ni enviar respuesta alguna. El terminal se apercibe de la presencia de la llamada, identifica el móvil por la identidad del circuito de línea activado, pone en funcionamiento el transmisor, llama al aparato móvil y pasa a posición de espera. El abonado que llama está recibiendo entretanto lo que interpreta como un tono de llamada. Cuando el abonado llamado contesta, descolgando el auricular, el que llama lo reconoce por cesar el tono de llamada y escuchar, asimismo, los chasquidos y ruidos característicos que se producen a la respuesta de un abonado normal.

En una disposición a 4 hilos, el terminal de conmutación está relacionado con el transmisor y el receptor de radio. Al transmisor, suministra:

- a) Modulación en frecuencia vocal, mantenida a un nivel de audio constante por la acción de un circuito VOGAD* situado en el terminal (salida máxima del terminal, 1 db. respecto a 1 milivatio).
- b) una corriente continua, en simplex, para conmutar el transmisor a una de las cuatro posiciones siguientes: desconectado, potencia reducida, potencia normal y conversor de prueba conectado;
- c) una corriente continua, enviada en bucle cerrado desde el transmisor, para indicar si se encuentra en funcionamiento (menos de 3,2 miliamperios, transmisor desconectado; más de 4,9 miliamperios, transmisor conectado). El circuito en bucle deberá tener una impedancia de 3500 ohmios para que el generador de corriente de línea funcione correctamente.

- El terminal se relaciona con el receptor:
- a) recibiendo de éste la salida de audio;
- b) el receptor envía una corriente continua proporcional a la relación señal/ruido del propio receptor.
- El terminal admite conexiones en puente opcionales para su adaptación a líneas con impedancias de 150, 600 y 1350 ohmios.

5. Tonos de señalización durante la llamada

Las figuras 1 y 2 representan las secuencias de señalización seguidas en el establecimiento de una llamada, desde una estación móvil y una estación de base. El terminal de conmutación genera un bit de paridad del código de identidad de la estación móvil. Como se ve en la figura 1, el móvil envía el tono de guarda (2150 Hz. $f_{\rm g}$) después de cada impulso de orden par, independientemente de como estén dispuestos en la transmisión. El terminal, al recibir la frecuencia $f_{\rm g}$, comprueba si ha recibido un número par de impulsos, verificando así si se ha perdido algún impulso, tal vez por un desvanecimiento de la transmisión, etc.

6. Terminal de conmutación

6.1 Diseño mecánico

El terminal de conmutación del tipo más pequeño, va dispuesto en un solo bastidor de 2740 mm. de altura, 770 mm. de anchura y 350 mm. de profundidad. El equipo, a excepción del panel de prueba, va protegido por unas cubiertas fácilmente desmontables.

El terminal de conmutación del tipo mayor va alojado en dos bastidores de 2740 mm. de altura, 1410 mm. de anchura y 350 mm. de profundidad.

 $^{^{\}circ}$ "Voice Operated Gain Adjusting Device", circuito de ajuste de ganancia controlado por la voz.

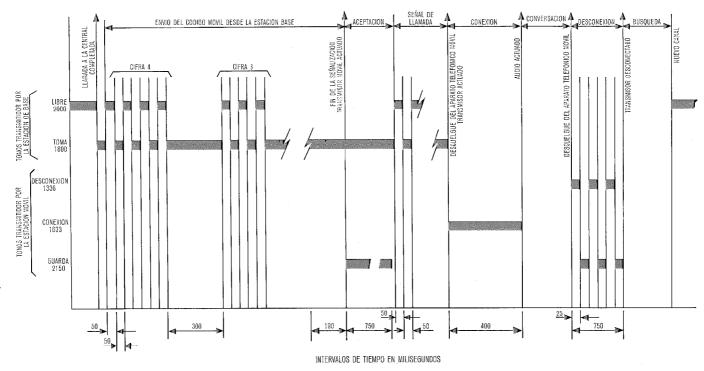


Fig. 2 Secuencia de las señales de tono de la estación base al abonado móvil.

La unidad más pequeña tiene capacidad para un radiocanal y 5 líneas. Las 5 líneas admiten, cada una, hasta 10 abonados compartidos. La unitad está organizada además de manera que puede ampliarse con facilidad hasta su capacidad máxima, es decir, 2 radiocanales, con opción a uno o dos transmisores por canal, 5 receptores por canal y 60 líneas, la mitad de las cuales admite hasta 5 abonados compartidos cada una, y 10 la otra mitad. El número máximo de estaciones móviles se limita a 120 debido a restricciones impuestas por el órgano traductor; la capacidad final en número de líneas es, por tanto, muy superior a la que el traductor puede manejar.

El sistema es fundamentalmente de naturaleza electromecánica, empleando relés telefónicos del tipo 4000, con conexiones soldadas tanto en las bobinas como en los resortes. La parte electrónica es de estado sólido, montada sobre tarjetas de circuito impreso. Las tarjetas van provistas de conectores de contactos recubiertos de oro, enchufables en cuadros de 2 niveles que constituyen un panel de canal.

6.2 Diseño eléctrico

6.2.1 Consideraciones generales

Puesto que los lectores en su mayor parte están familiarizados con la técnica de transmisión entre móviles y el sistema IMTS en general, conceptos tales como identificación automática de la estación de base, tratamiento de las frecuencias vocales y búsqueda automática de un canal disponible, no serán tratados en este apartado.

Desde el punto de vista de la flexibilidad en la conmutación, hay que destacar tres características en un terminal:

a) el tratamiento automático de las llamadas reverti-

das, es decir, llamadas a otras estaciones móviles, en unidades de un canal;

- b) las líneas compartidas provistas de circuitos que admiten sistemas de corrientes de llamada superpuestas, armónicos, decimonónicos, sincronos y codificados;
- c) la provisión de un circuito auxiliar que proporciona corte y derivación para la adaptación de dispositivos de identificación automática del abonado que llama. Esta característica permite a las compañías telefónicas independientes la adaptación de las estaciones móviles a los equipos de tarificación interurbana automática, facilitando, además, la numeración directa a distancia en centrales no atendidas de pequeña capacidad.

6.2.2 Llamada de una estación móvil a la estación de base

El proceso de una llamada se sigue con facilidad en el diagrama de bloques de una estación de base, representado en la figura 3.

Cuando se efectúa un descuelgue en una estación móvil para iniciar una llamada, el transmisor correspondiente se pone en funcionamiento enviando la frecuencia f_g durante 350 milisegundos. Esta frecuencia puede ser recibida por los receptores de más de una estación de base, representados en la parte inferior de la figura. En el lapso de tiempo en que está presente, el receptor con mejor relación señal/ruido captura la llamada por la acción del circuito selector de receptor situado en el panel de canal.

A continuación, y después de una serie de señales de supervisión (ver Fig. 1), la estación móvil envía automáticamente sus 7 cifras de identidad. La identidad consiste en una serie de tonos de corriente alterna (20 im-

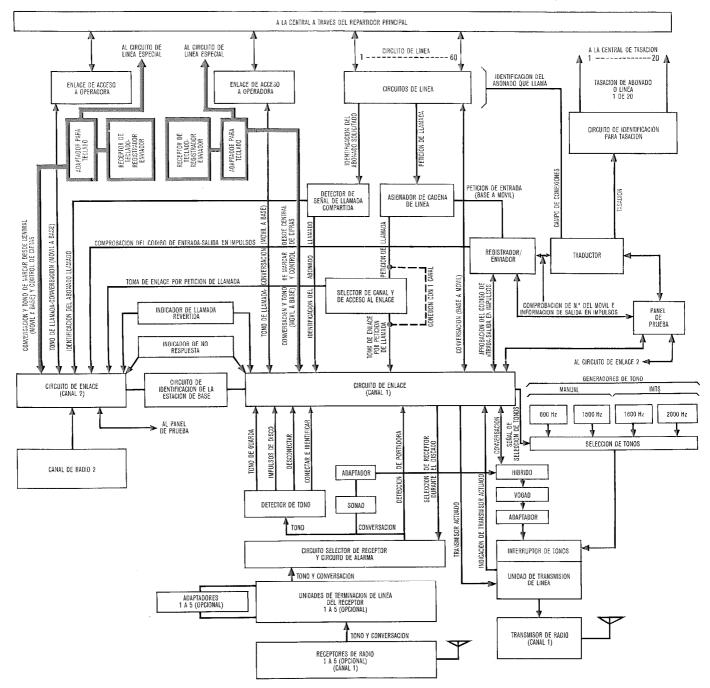


Fig. 3 Diagrama de bloques de la estación base. — El equipo para señalización por teclado está en la parte superior izquierda.

pulsos por segundo), que son transformados en impulsos de corriente continua en el detector de tonos, pasan después por el circuito de enlace y son, finalmente, almacenados en el enviador del registrador.

El registrador es un circuito con entrada en serie, que produce una salida al recibir la última cifra. Cuenta el número de impulsos de cada cifra mediante un grupo de relés denominado tren contador. Una vez completada una cifra y detectados los 190 milisegundos de reposo entre cifras, el tren contador transfiere su contenido en código 2 entre 5, a una unidad de memoria de 5 bits denominada tanque de almacenamiento. Las salidas de los tanques están dispuestas en código decimal. Los

tanques de almacenamiento son cuatro, interviniendo en la comprobación de las 7 cifras de identidad.

Por consiguiente, tres de los tanques de almacenamiento precisan, además, de una memoria, un circuito de comprobación y una secuencia de prueba y descarga.

Una vez recibidos los 3 primeros dígitos de identidad, el registrador solicita la intervención del traductor para determinar si la estación móvil que llama pertenece a la estación base o requiere un tratamiento especial. El traductor es único en su función. El circuito consta de bloques independientes que mediante la inserción de cuatro pequeños discos metálicos permiten programar el número de identidad de cada una de las estaciones móviles. Los

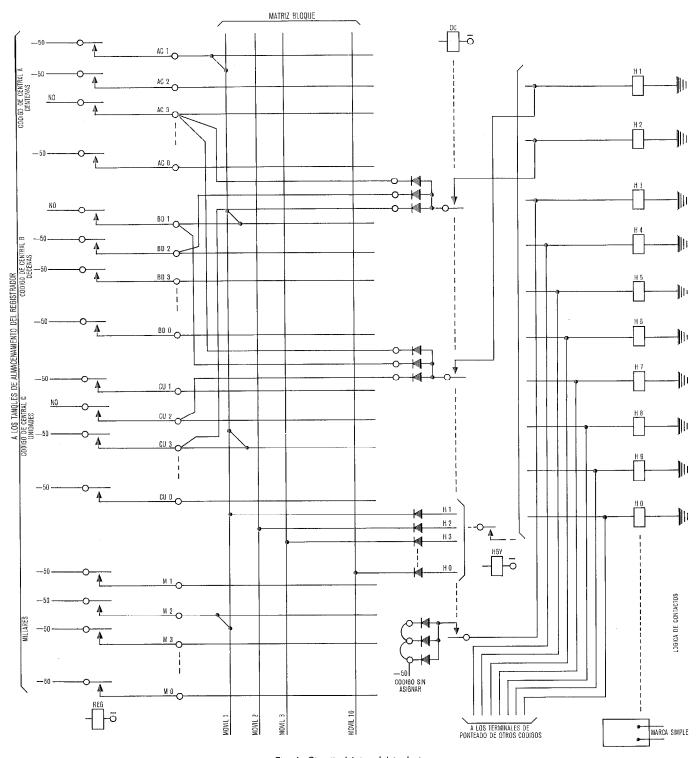


Fig. 4 Circuito básico del traductor.

bloques consisten en matrices de puntos de cruce encapsuladas en una sustancia plástica negra (10 por 30 entradas), pudiendo establecerse una conexión entre una cualquiera de las 10 barras verticales y una de las 30 barras horizontales simplemente por la inserción de un pequeño disco de cortocircuito. La figura 4 representa una versión esquemática del traductor. Según se van recibiendo las 3 primeras cifras, (código del área), los tanques de almacenamiento del registrador retiran la ten-

sión de batería central de una de las barras de salida en cada grupo de números, en función de la cifra almacenada. En el ejemplo de la figura, la ausencia de batería en las décadas de códigos A, B y C, indica que el código de área recibido es 312 y que se trata de un código admitido. Al final de las 3 primeras cifras, el relé REG del registrador se actúa, alimentando en paralelo la matriz del traductor y conectando los tanques de almacenamiento a la matriz.

Los discos metálicos de la matriz no intervienen aún en este punto. En el ejemplo, los únicos hilos sin potencial de batería son AC3, BD1 y CU2. El relé de comprobación del código de central (OC) se actúa entonces. Hay que notar que, debido a la forma particular en que están realizadas las conexiones en el campo de terminales, no habrá ausencia de bateria más que en la barra H1. Esto es, los tres conductores AC3, BD1 y CU2, conectados en serie con el relé H1 a través de unos diodos rectificadores, no transmiten ningún potencial, mientras que todos los demás relés H reciben potencial por alguno de los hilos en serie. El relé H2 por ejemplo, se actúa por BD2 y CU3. Al actuarse el relé OC, el relé H1 será el único de los relés "H" complementarios de la parte de la derecha que no se actuará. Este complemento envía entonces una marca indicando que hay un solo relé en reposo (no actuado), lo que es correcto y, en consecuencia, el proceso de la llamada sigue adelante. Si el número recibido hubiera sido 313, el relé H1 se hubiera actuado, ya que existiría un potencial en CU2 y habría batería en todos los conductores de las barras H. Una señal de "todos los relés actuados" sería entonces transmitida, aplicándose un tratamiento especial a la llamada.

Suponiendo que la estación móvil hubiera enviado un código correspondiente al área local, el traductor lo indicaría con una condición especial, ordenando al registrador el vaciado de los tres tanques de almacenamiento. Cuando el registrador haya recibido las 4 cifras de identidad siguientes, que definen el código de una estación de abonado dentro del área local, envía nuevamente las marcas adecuadas al traductor para determinar si se trata de una estación móvil local o requiere un tratamiento especial. El procedimiento es similar al seguido para comprobar el código de área, con la diferencia de que ahora es el relé HGY a través de los discos de metal, el que cursa las marcas a las barras verticales y a los complementos de los relés H. El reposo de uno de los relés H indica nuevamente la presencia de un número programado. Suponiendo que la estación móvil solicitada sea local, el registrador vacía de nuevo los tanques de almacenamiento y se dispone a examinar las cifras enviadas por el abonado móvil.

Al recibir las cifras que definen el abonado llamado y con objeto de obtener los datos necesarios para procesar la llamada, el registrador realiza dos manipulaciones simultáneas. En primer lugar, toma un circuito de la central de conmutación no mencionado, repitiendo sobre el las cifras recibidas del abonado. Después, almacena las cifras en los registros adecuados para tratarlas con el programa del traductor.

Cuando el abonado móvil ha terminado de marcar las tres primeras cifras, el registrador y el traductor comprueban si están programadas, igual que si se tratara de comprobar la identidad de la estación móvil. Si lo están, la llamada puede tratarse de tres modos distintos, dependiendo de las cifras marcadas:

- a) llamada local normal o servicio sin tasación,
- b) llamada de móvil á móvil,
- c) llamada a través de una operadora.

El traductor, al analizar las tres primeras cifras, y siempre que el número esté programado, es capaz de determinar si el número marcado por el abonado corresponde a un código de área o a una central. En consecuencia, si la llamada está dirigida a la propia central, el terminal continuará almacenando y comprobando las restantes cifras. Si por el contrario, lo está a otra área o central, las restantes cifras no presentan interés más que a la central distante, ignorándolas por completo. En el primer caso, el traductor reconoce que la llamada es interna a la central y continua analizando las cifras para ver si está dirigida a otra estación móvil o a un abonado fijo.

Si lo es a un abonado local fijo, la central habrá recibido ya las cifras necesarias. El abonado móvil escuchará entonces la tonalidad de llamada u ocupación. En el caso de estar dirigida a otra estación móvil, caben todavía dos alternativas:

- a) el abonado móvil que llama escucha un mensaje grabado que le indica que el destinatario es una estación móvil y que debe presionar la tecla M (manual) ó P (compartido). En cualquier caso, la portadora del móvil resulta suprimida, señalando a la central terminal que debe vaciar en forma de impulsos el número almacenado en el registrador. El abonado móvil escuchará entonces, el envío de los impulsos, el tono de llamada consecuente y la respuesta del abonado solicitado. Los abonados harán uso a continuación del funcionamiento manual o del de pulsar para hablar;
- b) la estación móvil que llama escucha un tono característico en lugar del mensaje grabado, que indica que la llamada es revertible y debe pasar a funcionamiento manual.

Si una estación móvil restringida o no perteneciente a la central accede al terminal, el traductor lo reconoce al tratar su identidad en la forma descrita anteriormente. La condición de "todos actuados" en los complementos de los relés H da lugar a que el terminal produzca una cifra en forma de impulsos (normalmente O) o tres cifras (por ejemplo, 112) dependiendo del conexionado en puente opcional y de las exigencias del equipo de conmutación de la central terminal.

Las llamadas de la estación base a estaciones móviles se procesan sin más complicación y como, por otra parte, la técnica fundamental se describió antes al hablar de la interconexión del sistema, no se tratará este tipo de llamadas. Se ha preferido describir la llamada de una estación móvil a la estación base, ya que este proceso incorpora al sistema una nueva característica, la selección por teclado.

7. Sistema reducido de 1 ó 2 canales

Con la denominación MJ (S), como ya se mencionó antes, se ha desarrollado un sistema reducido, por acuerdo con el Bell System.

El aspecto externo de este sistema es semejante a la unidad desarrollada para las compañías telefónicas independientes pero, va, sin embargo, alojado en bastidores de 3350 mm. Su capacidad es de dos canales, admitiendo dos transmisores por canal como la versión

independiente. La tabla 3 presenta las principales diferencias entre ambas unidades.

Tabla 3 - Diferencia entre los dos sistemas

	MJ (S)	Independiente
Número de líneas	90 móviles	60 líneas (120 móviles)
Líneas compartidas	No	Si
Detección de señal de llamada	Frecuencia simple solo	Detector de Ilamada compartida
Llamada revertible automática	No	Si
Prueba del trans- misor por control remoto	Si	No
Número de recep- tores por canal	8	5

8. Sistema de selección por teclado

En el diseño de este sistema deben considerarse tres aspectos fundamentales:

- a) por razones de economía y para facilitar el ajuste en el punto de utilización, el terminal de teclado debe constituir una unidad suplementaria que se añada directamente a la unidad normal;
- b) la existencia de dos sistemas básicos. El primero adecuado a centrales de sistemas de conmutación orientados a la selección por teclado, es decir, a los sistemas más modernos; el segundo, para centrales que pueden recibir solamente impulsos de disco;
- c) la necesidad de instalar en la estación móvil una nueva cabeza de control equipada con el mecanismo de teclado.

Las secciones marcadas con línea gruesa en la parte izquierda de la figura 3 corresponden al equipo de teclado a añadir. Este equipo, como se indicará más adelante, va dispuesto entre el circuito de enlace y el circuito de línea de la central. El circuito adaptador de teclado está constituído por relés, entrando en funcionamiento cuando cesan las señales de identidad del móvil, para controlar las señales de audio y los impulsos de corriente continua sobre la línea. Si la señalización es del tipo de multifrecuencia y el receptor realiza la detección, este mismo circuito responde indicando las cifras que están siendo enviadas. Si la primera señal corresponde a un impulso de disco, el adaptador reacciona desconectando el receptor de la línea, continuando entonces el proceso de la llamada como en el caso de selección normal por disco.

Puesto que el terminal tiene la facultad de realizar ciertas operaciones lógicas por medio del traductor, los dígitos indicados por el receptor de teclado se envían hacia el registrador a través del circuito de enlace para su almacenamiento y traducción.

Las tonalidades enviadas por la estación móvil lo son también simultáneamente a la central para intervenir en el proceso de la llamada cuando la central está preparada para recibir señales de selección de teclado. Si este no es el caso, el receptor marcará un segundo circuito registrador — enviador al mismo tiempo que un registra-

dor en el terminal. Este segundo circuito registrador — enviador convierte las cifras marcadas por el receptor en impulsos de disco y gobierna el funcionamiento del equipo de la central.

La mayor parte de los fabricantes de sistemas telefónicos han introducido en el mercado, o están a punto de hacerlo, unidades de recepción y conversión para señales de teclado, con la función de adaptar las centrales convencionales existentes a la señalización de selección por teclado; esta unidad no representa, por tanto, una novedad más para las compañías telefónicas.

La tabla 4 representa las frecuencias utilizadas en la señalización por teclado, pudiendo apreciarse una incompatibilidad rotunda entre el tono de desconexión (1336 Hz.) y las cifras 2, 5, 8 y 0.

Tabla 4 - Frecuencias de llamada por teclado

Cifra	Combinación de frecuencias en Hz.
1	697 y 1209
2	697 y 1336
3	697 y 1477
4	770 y 1209
5	770 y 1336
6	770 y 1477
7	852 y 1209
8	852 y 1336
9	852 y 1477
0	941 y 1336

En el curso de las primeras investigaciones se comprobó que al enviar una de esas cuatro cifras (2, 5, 8 y 0), la unidad de canal detectaba la señal de 1336 Hz. como señal de desconexión y se daba por terminada la llamada. Para soslayar este inconveniente se introdujeron dos cambios fundamentales:

- a) en funcionamiento normal, las tonalidades de frecuencia más elevada se envían con un nivel de salida mayor que el de las frecuencias inferiores (697, 770, 852 y 941 Hz.). Es necesario, ya que el bucle de línea de abonado típico atenúa más las frecuencias elevadas que las inferiores. Las instalaciones móviles, por el contrario, no responden a este hecho, por lo que todas las tonalidades deben ajustarse al mismo nivel;
- b) las tonalidades manual y automática originales, transmitidas por los aparatos móviles, llegan normalmente al limitador del transmisor móvil a un nivel muy elevado para mejorar la relación señal/ruido. Se juzgó necesario adoptar esta precaución en los sistemas de detección de una sola frecuencia. Sin embargo, las tonalidades producidas por un aparato de teclado llegan al transmisor a un nivel inferior al límite. Como consecuencia del bajo nivel de los productos de intermodulación, del relativamente bajo nivel de las señales, de la gran sensibilidad del receptor de teclado y la elevada confiabilidad del sistema de dos tonalidades, los detectores de la versión mejorada del sistema telefónico móvil no detectan la combinación pero sí lo hacen los receptores de teclado.

En el verano de 1966 se puso en servicio en un área metropolitana, un sistema de teclado experimental con excelentes resultados. Se llevaron a cabo medidas de desvanecimiento y de alcance. La única crítica generali-

zada afectaba a la cabeza de control, demasiado voluminosa y poco armónica con el estilo moderno de los paneles de instrumentos de los automóviles de hoy en día. Actualmente, está en estudio una nueva presentación de dicha cabeza.

9. Conclusión

El programa de la versión mejorada del sistema móvil telefónico da una cierta impresión de lujo por lo que las compañías telefónicas adoptan una postura reservada al considerar las posibilidades de inversión en un proyecto de esta índole. Sin embargo, una vez instalado, el sistema es ciertamente rentable y significa un incremento de los servicios ofrecidos por la industria telefónica.

Las compañías telefónicas independientes de dimensión media, consideran un lujo la selección por teclado y miran con excepticismo su aplicación a los sistemas móviles. Los fabricantes, por tanto, deben intentar abrir un mercado para los aparatos móviles con selección por teclado ofreciendo un sistema que exija una inversión inicial mínima. Los programas de investigación y desarrollo deberán controlarse cuidadosamente, utilizando al máximo diseños y equipos ya existentes. A este respecto, los primeros sistemas de teclado utilizarán sin duda, unidades convencionales de selección por disco, a las que

se incorporarán las unidades de adaptación y conversión adecuadas.

El terminal de base no precisará de modificaciones importantes y, en particular, el equipo de conmutación admite ya sin dificultad la selección por teclado. Las modificaciones de mayor relieve afectarán a las unidades móviles y, especialmente, a la cabeza de control. Puede afirmarse, realmente, que hasta tanto estas unidades no se produzcan en grandes cantidades, las estaciones móviles con selección por teclado se mantendrán en el terreno de lo factible sin pasar a convertirse en una realidad de aplicación práctica.

J. L. Stepan nació en Hamilton, Canadá en 1931. Recibió el grado B. Sc. en ingeniería eléctrica (opción comunicaciones) de la Queen's University, Kingston, Canadá en 1958.

Después de su graduación trabajó en Automatic Electric (Canadá) Limited y Northern Electric Company Limited. En 1962 se incorporó a ITT Telecommunications donde ha trabajado como ingeniero de proyectos en sistemas telefónicos móviles perfeccionados, terminales especiales de conmutación para radioteléfonos en un sistema rápido de tránsito, y para identificador electrónico automático de números telefónicos.

Es miembro de la Asociación de Ingenieros profesionales para la provincia de Ontario, Canadá.

Filtros de guiaondas de acoplamiento directo con dobletes de varillas*

S. W. CONNING Standard Telephones and Cables Pty. Ltd., Sydney, Australia

1. Introducción

Los filtros paso banda de guiaondas están constituídos, ordinariamente, por una cadena de cavidades resonantes formadas por pares de susceptancias en paralelo separadas aproximadamente media longitud de onda en el guiaondas. En el filtro de acoplamiento directo, cada susceptancia, salvo las de los extremos, es común a las dos cavidades adyacentes y su magnitud determina el acoplamiento entre ellas, mientras que en los filtros de acoplamiento en cuarto de onda, las cavidades están separadas mediante secciones de acoplamiento de longitud aproximada a un cuarto (o tres cuartos) de longitud de onda

En el pasado, la técnica se ha inclinado por el filtro de acoplamiento en cuarto de onda, ya que las susceptancias son más pequeñas y, por tanto, menos críticas que las utilizadas en los filtros de acoplamiento directo. Las susceptancias se han realizado mediante iris inductivos, varillas sencillas [1] o conjuntos de varias [2]; Craven y Lewin [3] han demostrado que un conjunto de varillas, igualmente espaciadas reduce al mínimo la interacción de modos de orden superior entre resonadores adyacentes, lo que permite el uso de secciones de acoplamiento en cuarto de onda en lugar de secciones de tres cuartos de onda que eran necesarias anteriormente.

Sin embargo, resulta preferible el filtro de acoplamiento debido a su menor tamaño, siempre que se disponga de un diseño mecánico satisfactorio. El uso de iris simétricos, cuya susceptancia varía rápidamente con la anchura de la abertura, implica unas tolerancias de fabricación muy severas, mientras que las varillas deben tener diámetros excesivamente grandes para dar los valores de susceptancias requeridos. Los conjuntos de múltiples varillas se han encontrado satisfactorios pero los resultados teóricos [3], [4] y experimentales [5] disponibles, para la susceptancia de los dobletes de varillas no cubren el margen de valores necesarios para los diseños típicos de pequeña anchura de banda, haciéndose necesario el uso de conjuntos de 4 ó 5 varillas en los que los diámetros de las varillas son tan pequeños que aumentan las pérdidas del filtro de manera notable e implican dificultades de fabricación.

Por consiguiente, se han deducido nuevas expresiones para la susceptancia de los dobletes de varillas, con suficiente exactitud en todo el margen de diámetros necesarios para filtros de anchura de banda de 0,2% o mayor. Se dan dos fórmulas alternativas, en perfecto acuerdo entre ambas y también con los resultados anteriores, para el margen de pequeñas susceptancias.

Puesto que la igual separación no proporciona ventaja alguna en un filtro de acoplamiento directo, se ha adoptado una separación entre varillas de, aproximadamente,

* Artículo publicado en Proceedings I. R. E. E. Australia, Agosto de 1967, págs. 269—273.

la mitad de la anchura del guiaondas; ésto da diámetros de las varillas relativamente grandes para los cuales las pérdidas son más pequeñas que las de los iris delgados simétricos. Para conseguir características óptimas, puede realizarse un ajuste fino del acoplamiento mediante pequeños tornillos, colocados en posición central entre cada par de varillas; ésto puede proporcionar una compensación de las variaciones en la fabricación, y su correcto ajuste no presenta grandes dificultades con tal de utilizar un método de ajuste por barrido de frecuencia.

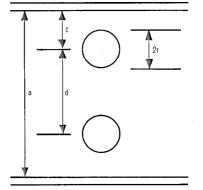
2. Susceptancia de un doblete de varillas

Para diámetros pequeños, el método más adecuado para calcular la susceptancia de un doblete de varillas es el del promedio de las condiciones en los límites, en el cual el campo eléctrico en el guiaondas se desarrolla en una serie infinita de modos ortogonales y la expresión resultante se hace nula en dos o más posiciones alrededor de la periferia de cada varilla. Para separaciones arbitrarias de varilla, el resultado más preciso de este tipo que disponemos, es el de Gruenberg [6], cuya expresión para la reactancia, con la notación de la figura 1 es:

$$-X\frac{\lambda_g}{a} = 1 + \frac{1}{4}\operatorname{cosec}^2\left(\frac{\pi c}{a}\right) \left\{ \ln\left(\frac{\pi r}{2a}\right) + \ln\cot\frac{\pi c}{a} - \left(\frac{2,8a}{\lambda}\right)^2 \sum_{m=3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{m^2} \left(\frac{\pi r}{a} + \frac{1}{m}\right) \left(1 + \frac{1,5}{m^2}\right) \operatorname{sen}^2\left(\frac{m\pi c}{a}\right) \exp\left(\frac{-m\pi r}{a}\right) \right\}$$
 (1)

donde λ y λ_g son las longitudes de onda en el espacio libre y en el guiaondas. Este resultado es razonablemente exacto para r/a < 0.05, y puede mejorarse teniendo en cuenta los elementos serie de la red en T equivalente [7], pero lleva a una susceptancia infinita para r/a próximo a 0.1.

El método que describiremos es semiempírico, puesto que no se hace evaluación detallada alguna de la configuración del campo en las proximidades de las varillas. Suponemos primeramente sustituídas las varillas redon-



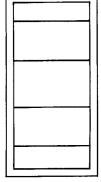


Fig. 1 Dobletes de varillas del guiaondas.

das por equivalentes cuadradas, cuyos lados t vienen dados por [8]:

$$t = 4r \left[E(k) - k^2 K(k) \right] = 1,6944r$$

$$(k = k' = 1/\sqrt{2})$$
(2)

donde E y K son integrales elípticas completas de módulo k. Las varillas cuadradas se suponen ahora equivalentes al iris grueso mostrado en la figura 2a, con abertura

$$w = d - 1.6944r \tag{3}$$

ésto supone despreciar el acoplamiento en el espacio que queda entre las varillas y las paredes laterales del guiaondas, lo que está evidentemente justificado para varillas grandes y bien separadas, ya que el campo transversal se anula en las paredes laterales, mientras que el error cometido para varillas pequeñas queda reducido mediante un artificio que se explicará más adelante.

La susceptancia de un iris delgado de abertura w viene dado, aproximadamente, por [9]:

$$\frac{B}{Y_0} = -\left(\frac{\lambda_g}{a}\right)\cot^2\left(\frac{\pi w}{2a}\right) \tag{4}$$

y la atenuación introducida por una susceptancia en paralelo es:

$$L = 10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{B}{2Y_0} \right)^2 \right] db$$

$$= \frac{1}{2} \ln \left[1 + \left(\frac{B}{2Y_0} \right)^2 \right] \qquad \text{Nepers}$$
(5a)

$$\simeq \ln \left| \frac{B}{2Y_0} \right|$$
 N (5b)

que en nuestro caso se convierte en

$$L_1 \simeq \ln \left[\left(\frac{\lambda_g}{2a} \right) \cot^2 \left(\frac{\pi \omega}{2a} \right) \right]$$
 N (6)

Un iris grueso introduce una atenuación adicional [9]:

$$L_{2} = \left(\frac{27,3 t}{\omega}\right) \left[1 - \left(\frac{2 \omega}{\lambda}\right)^{2}\right]^{\frac{1}{2}} \quad db$$

$$= \left(\frac{\pi t}{\omega}\right) \left[1 - \left(\frac{2 \omega}{\lambda}\right)^{2}\right]^{\frac{1}{2}} \quad N$$

$$\approx \frac{\pi t}{\omega} \quad N \quad (7)$$

si $\omega \ll \lambda$, de manera que la atenuación total es

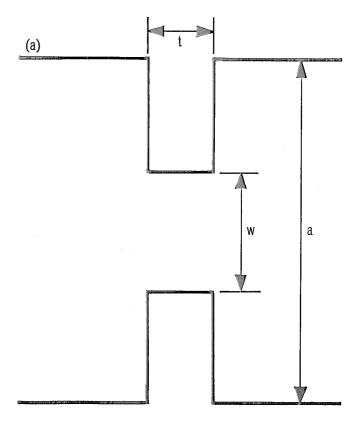
$$L = \left(\frac{\pi t}{\omega}\right) + \ln\left[\left(\frac{\lambda_g}{2a}\right) \cot^2\left(\frac{\pi \omega}{2a}\right)\right] \, N \tag{8}$$

y según la ecuación (5a) ésto es equivalente a una susceptancia en paralelo

$$\frac{B}{Y_0} = -2 \left(e^{2L} - 1\right)^{\frac{1}{2}}$$

$$= -2 \left\{ \left(\frac{\lambda_g}{2a}\right)^2 \exp\left(\frac{2\pi t}{w}\right) \cot^4\left(\frac{\pi w}{2a}\right) - 1 \right\}^{\frac{1}{2}} \tag{9}$$

donde t y w vienen dados por las ecuaciones (2) y (3). Podemos observar que si $\lambda_g=2a$, valor típico, y si el espacio d entre centros de las varillas es 1/2 a, caso límite de radio de la varilla cero, la estructura de la figura 2 a se convierte en un iris delgado de abertura 1/2 a, que tiene, según la ecuación (4), una susceptancia normalizada de valor 2. La ecuación (9), sin embargo, da correctamente B=0 para este caso, ya que la aproximación



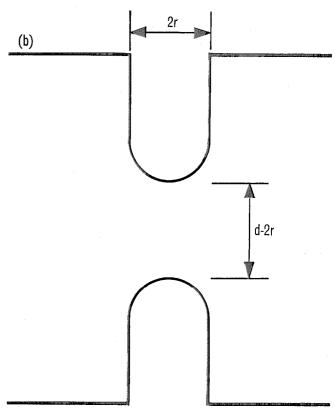


Fig. 2 Iris grueso equivalente a un doblete de varillas.

 $(5 \, b)$ se ha utilizado para deducir la atenuación L_1 , y la expresión exacta $(5 \, b)$ para la ecuación (9), cuya precisión mejora, de este modo, para pequeños radios de la varilla.

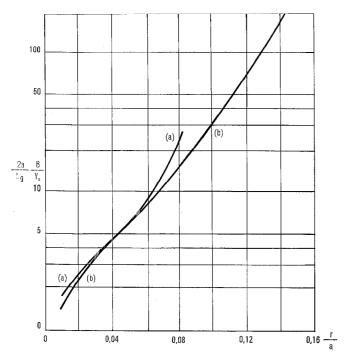


Fig. 3 Susceptancia normalizada de dobletes de varillas para (a) según la fórmula de Gruenberg y (b) según la ecuación (9).

En la figura 3 se compara, para d/a=1/2, la ecuación (9) con el resultado de Gruenberg: puede verse que hay perfecta coincidencia para 0.02 < r/a < 0.05, lo que justifica que hayamos despreciado el acoplamiento en los espacios laterales. La ecuación (9) no es válida para varillas igualmente espaciadas (d/a=1/3), en cuyo caso los espacios laterales suponen casi la mitad del acoplamiento. Este caso y el de conjuntos de más de dos varillas, puede tratarse considerándolos como una combinación de tres o más iris gruesos, sumando sus contribuciones separadas al acoplamiento e introduciendo un factor empírico para representar la interacción entre ellos.

Para varillas grandes se obtiene una fórmula más precisa calculando la atenuación de un iris grueso con caras opuestas cilíndricas, como se indica en la figura 2 (b). Tomando el eje z a lo largo del guía, con el origen en el plano de simetria del obstáculo, la anchura de la abertura, expresada como función de z es d-2 (r^2-z^2) $\frac{1}{2}$ y la atenuación es:

$$L_{2} = 2\pi \int_{0}^{r} \frac{dz}{d - 2(r^{2} - z^{2})^{\frac{1}{2}}}$$

$$= 2\pi r \int_{0}^{\pi/2} \frac{\cos \Theta d\Theta}{d - 2r \cos \Theta}$$

$$= \frac{2\pi d}{(d^{2} - 4r^{2})^{\frac{1}{2}}} \tan^{-1} \left(\frac{d + 2r}{d - 2r}\right)^{\frac{1}{2}} - \frac{\pi^{2}}{2}$$
(10)

Como en la ecuación (8), es necesario introducir un término $\cot^4(\pi w/2a)$, donde ahora w se elige empiricamente para obtener la máxima coincidencia con el resultado de Gruenberg en su margen de aplicabilidad. Esto conduce a la fórmula:

$$\frac{B}{Y_0} = -2 \left\{ \left(\frac{\lambda_g}{2a} \right)^2 \exp \left[\frac{4\pi d}{(d^2 - 4r^2)^{\frac{1}{2}}} \tan^{-1} \left(\frac{d + 2r}{d - 2r} \right)^{\frac{1}{2}} - \frac{1}{2} \pi^2 \right] \cot^4 \left(\frac{\pi w}{2a} \right) - 1 \right\}^{\frac{1}{2}}$$
(11)

donde w = d - 1.3 r

Cuando d = a/2, la diferencia entre la ecuación (11) y la ecuación (9), más sencilla, es muy pequeña, para valores de $r/a \ll 0.15$, como puede deducirse de la tabla 1. Para valores mayores de r/a, cuya necesidad, por otra parte, es muy improbable en filtros, se utilizará la ecuación (11).

Tabla 1 - Comparación de las dos fórmulas de susceptancia.

r/a	- B/Y ₀ según ecuación (9)	$-B/Y_0$ según ecuación (11)
0,02	2,38	2,34
0,04	4,61	4,52
0,06	8,30	8,09
0,08	15,36	14,96
0,10	30,6	29,7
0,12	68,1	66,5
0,14	177,8	177,6
0,16	584,7	621,3
0,18	2723	3399

El circuito completo equivalente del doblete de varillas es una susceptancia en paralelo entre dos secciones de líneas de transmisión. Una expresión para las longitudes I de estas secciones de línea es:

$$\frac{l}{a} = -\frac{4\pi r^2 \operatorname{sen}^2 (\pi c/a)}{a^2 \left(1 - \frac{r^2}{4c^2}\right) \left(1 + \frac{11\pi^2 r^2}{6a^2}\right)}$$

donde no se tiene en cuenta la interacción entre varillas pero que en la práctica es suficientemente exacta. La longitud de cada resonador del filtro, medida entre centros de varillas, debe exceder al valor dado por la fórmula de diseño normal para filtros con iris delgado [10] en la suma de longitudes para los dobletes de varilla de los extremos. En la práctica debe hacerse un aumento adicional de 0,41 mm. (0,015 pulgadas) y se dispondrá un tornillo para sintonizar cada resonador.

3. Resultados experimentales y conclusiones

La medida exacta de grandes susceptancias en un guiaondas, es un proceso dificil y laborioso [5], por lo que se decidió comprobar los resultados de la sección precedente, construyendo un filtro completo basado en dicha teoria.

Se fabricó un filtro de cinco resonadores en un guiaondas tipo 14 de 34.8×15.8 mm. $(1,420 \times 0,644$ pulgadas) con una frecuencia de diseño de 6,05 GHz. Se fijó como objetivo obtener un filtro paso banda con características Chebyshev, con una relación de onda estacionaria no superior a 1,04 en una banda de 27,5 MHz. y con una anchura de banda de 40 MHz. á 3 db. Los valores de susceptancia requeridos se calcularon en la forma usual [5], [10] y vienen dados en la tabla 2; las varillas se hicieron algo mayores que los tamaños calculados para tener en cuenta los efectos de los errores en la fabricación, en sus diámetros y posiciones, y para permitir

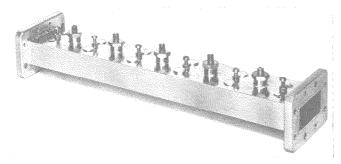


Fig. 4 Filtro de guiaondas directamente acoplado de cinco resonadores.

sintonizar el filtro en un determinado margen de frecuencias manteniendo constante la anchura de banda.

Se eligió una separación entre varillas de a/2 y entre cada par de varillas se colocó un pequeño tornillo para reducir las susceptancias al valor requerido, así como un tornillo de sintonia en el centro de cada unidad. El filtro se muestra en la figura 4. Con una penetración de 3,17 mm. (1/8 de pulgada) los tornillos de sintonia fina reducen las susceptancias aproximadamente en 10 %.

Tabla 2 - Parámetros para el filtro de guiaondas.

k	g_k	$B_{k, k+1}/Y_0$	$2r_{k, k+1}$ calculado in.	$2r_{k, k+1}$ actual in.
0	0,0144	6,21	0,140	0,151
1	0,5848	57,21	0,318	0,331
2	1,169	87,57	0,344	0,359
3	1,369	87,57	0,344	0,359
4	1,169	57,21	0,318	0,331
5	0,5848	6,21	0,140	0,151
6	0,0144	,	,	, .

El ajuste se realizó utilizando un generador de señal con barrido de frecuencia y un indicador de impedancia con la carta de Smith (Dielectric Products Eng. Co.); partiendo de todos los resonadores desintonizados, se sintonizaron los cuatro primeros sucesivamente para un desplazamiento de 180° del indicador de frecuencia central en la pantalla y el quinto resonador para la mejor adaptación, colocando en el extremo del filtro una terminación de bajo coeficiente de onda estacionaria, siendo este procedimiento equivalente a la conocida técnica utilizada en la línea ranurada del cuarto de onda desplazado del mínimo. La alineación final se realizó mediante el adecuado ajuste de los tornillos de sintonia fina del acoplamiento y reajustando la sintonia para obtener el característico modelo de Chebyshev de cuatro bucles, mostrado en la figura 5.

Los resultados de pruebas subsiguientes realizadas punto a punto del coeficiente de onda estacionaria (mediante la línea ranurada) y de las pérdidas de inserción, mostrados en las figuras 6 y 7, están en buena concordancia con las características calculadas. La pérdida de inserción del filtro en el centro de la banda de paso es de 0,8 db; el Q teórico sin carga (para plata) es de 10000, que da una pérdida teórica de 0,45 db, pero, puesto que la pérdida del guiaondas plateado es típicamente 50 %

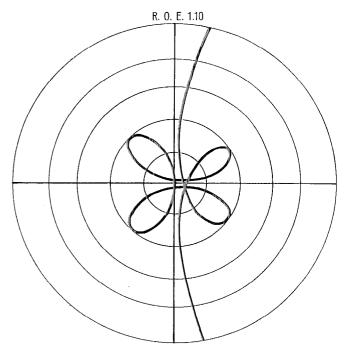


Fig. 5 Representación de la impedancia de un filtro Chebyshev de 5 resonadores.

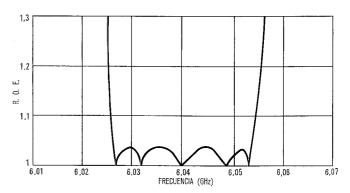


Fig. 6 Relación de onda estacionaria medida y calculada del filtro (la curva continua es la R. O. E. calculada).

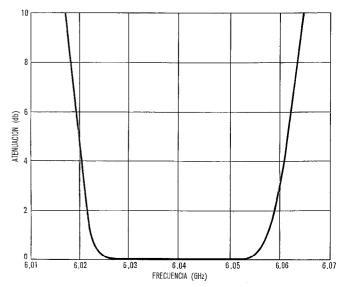


Fig. 7 Pérdida de inserción relativa del filtro, medida y calculada.

superior al valor teórico [11], la pérdida debida a los dobletes de varillas y a los tornillos de sintonía es, probablemente, de solo 0,1 db, aproximadamente.

Un error al taladrar el guiaondas que hizo el espacio entre un par de varillas 0,355 mm. (0,014 pulgadas) mayor que el nominal, dió una oportunidad para comprobar la exactitud de las ecuaciones (9) y (11). El filtro se ajustó sin tornillo de sintonia fina para este doblete de varillas. Puesto que, según la figura 7, la anchura de banda del filtro era 3 % inferior al valor diseñado, las susceptancias centrales se hicieron realmente 90,2. Los cálculos basados en las ecuaciones (9) y (11), tomando el valor medido del espacio d entre varillas, dan, respectivamente, 92,8 y 93,0, de manera que el error en la fórmula es aproximadamente de 3 % en la susceptancia o solamente 0,0178 mm. (0,0007 pulgadas) en el radio de la varilla. Se obtuvieron resultados dentro del 2 % de los valores calculados, al hacer una medida de comprobación de las susceptancias extremas, con los resonadores interiores desintonizados y los tornillos de sintonía fina quitados.

Las fórmulas que se han obtenido para la susceptancia de los dobletes de varillas en guiaondas proporcionan una base para el diseño de filtros de acoplamiento directo utilizando dobletes de varillas. Estos filtros tienen las ventajas de ser más sencillos y baratos de construir que los filtros análogos con iris inductivos simétricos usuales y de menor tamaño que los filtros de acoplamiento en cuarto de onda. La concordancia entre las dos fórmulas para radios de las varillas, hasta 0,16 a, indica que son adecuadas para el cálculo de filtros con anchuras de banda hasta 0,2 %.

Agradecimiento

El autor desea agradecer a la dirección de Standard Telephones and Cables Pty. Ltd. el permiso para la publicación de este artículo.

Referencias

[1] W. W. Mumford: Maximally-Flat Filters in Waveguide, Bell Syst. Tech.

J., Vol. 27, No 4, Octubre 1943, pág. 684. [2] J. C. Simon y G. Broussaud: Les filtres passe-bande en hyperfréquence, Annales de Radioélectricité, Vol. 8, No 1, Enero 1953, pág. 3.

[3] G. Craven y L. Lewin: Design of Microwave Filters with Quarter-Wave Coupling, Proc. IEE, Vol. 103 B, No 8, Marzo 1956, pág. 173. [4] A. M. Model: Diffraction of the H_{10} Mode by Multipost Iris consisting

of n evenly Spaced Posts, Telecommunication and Radio Engineering, Vol. 18, Pt. 2, No 4, 1963, pág. 10.

[5] K. B. Whiting: Design of Microwave Filters with Multiple Post Suscep-

tances, Proc. IRE (Australia), Vol. 24, No 8, Agosto 1963, pág. 623. [6] H. Gruenberg: Symmetrically Placed Inductive Posts in Rectangular Waveguide, Canadian Journal of Physics, Vol. 30, No 3, Mayo 1952, pág.

[7] J. R. Turner, D. Merlo y F. A. W. Lovett: Development of Waveguide Fil-Post Office Engineering Department Research Report 20398, Londres, Mayo

[8] N. Marcuvitz (Ed): Waveguide Handbook, McGraw-Hill, New York, 1951, capítulo 5.

[9] A. F. Harvey: Microwave Engineering, Academic Press, Londres, 1963,

[10] G. L. Matthael, L. Young y E. M. T. Jones: Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures, McGraw-Hill, New York, 1964, capítulo 8.

[11] R. D. Lending: New Criteria for Microwave Component Surfaces, Proc. National Electronics Conference, Chicago, 11, 1955, pág. 391.

S. W. Conning nació en Portsmouth, Inglaterra, en 1923. Recibió el grado "B. Sc." en 1945 y el grado "M. Sc." en matemáticas en 1952 en la Universidad de Londres.

Hasta 1949 trabajó en el desarrollo de equipos de radar y rayos infrarrojos en el Admiralty Signal and Radar Establishment y después estuvo empleado en el Ministry of Power en Londres.

En 1954 ingresó en la División de Radio y Transmisión de Standard Telephones and Cables de Australia, donde se ha dedicado principalmente al desarrollo de microondas.

Mr. Conning es asociado del Institute of Physics y del Australian Institute of Physics y miembro de Institution of Radio and Electronics Engineers de Australia.

Experiencia adquirida de la central experimental de Viena-Zollergasse del tipo HE-60 L

HERMANN EBENBERGER Standard Telephon und Telegraphen, Viena

1. Introducción

La segunda instalación de conmutación telefónica cuasielectrónica del tipo HE-60 L fué puesta en servicio en Viena-Zollergasse (Fig. 1). Su comportamiento debe contemplarse desde tres ángulos distintos:

La organización que explota el equipo, en este caso, la Administración PTT de Austria, requiere de la central experimental de Viena-Zollergasse [1]:

- el cumplimiento de las especificaciones fijadas en el contrato;
- compatibilidad absoluta de la nueva instalación con la red telefónica existente;
- posibilidad de atender el equipo con el personal actual disponible, después de seguir un entrenamiento adecuado;
- las exigencias del servicio y conservación no deben superar en absoluto a las de los modernos sistemas telefónicos en uso;
- la tasa de fallos debe mantenerse por debajo del valor medio más bajo actual, 0,14 fallos por 100 abonados y por mes (sistema de barras cruzadas 48 HK).

El abonado telefónico, que se beneficia de los servicios y facilidades que se le ofrecen. En Austria se incluye el envio inmediato de la señal de llamada después de completarse la selección, en el caso de llamadas locales, correspondiente al establecimiento rápido de la llamada, impulsos periódicos para cómputo de la llamada con tráfico local y la variedad de servicios que hace posible ésto. También se han introducido las siguientes posibilidades:

- selección por teclado, con una elegante solución que permite a los abonados marcar con disco o teclado, sin modificar la central;
- selección abreviada (figura 2).

El fabricante, que se interesa principalmente en observar los resultados derivados de la aplicación intensa de nuevos componentes, tal como los relés de lengüeta

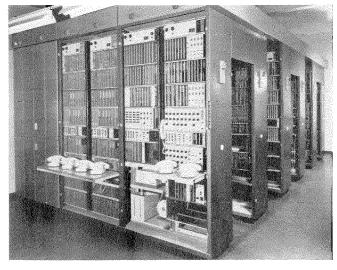


Fig. 1 Central cuasielectrónica experimental de Viena-Zollergasse.

HERKON; los efectos de tráficos telefónicos elevados, en circunstancias nuevas y reales; la reacción de una Administración famosa por la severidad de sus especificaciones; y, finalmente, la conducta de los abonados. La central experimental de Viena-Zollergasse forma parte de una serie de desarrollos de ITT que han trascendido de los laboratorios para ser sometidos a pruebas en condiciones reales.

La relación de las experiencias obtenidas de una central experimental introducida en una red pública debe incluir fundamentalmente una comparación entre las condiciones de funcionamiento esperadas y las realmente encontradas en la práctica a lo largo de un cierto período de tiempo. Se describirán a continuación las características principales de la central experimental HE-60 L, destacando las diferencias más importantes en relación con la instalación de Stuttgart-Blumenstrasse [2]...[8].

2. Condiciones de la central experimental

2.1 Características del sistema

La central experimental de Viena-Zollergasse, lo mismo que la instalación de Stuttgart-Blumenstrasse, tiene las siguientes características fundamentales [1], [9]...[11]:

- sistema cuasielectrónico con registrador; empleo exclusivo de componentes electrónicos y relés de lengüeta de tipo HERKON;
- red de conversación de varias etapas en malla, de división en el espacio y formada por puntos de cruce de cuatro contactos; las etapas individuales no están asociadas rígidamente a las cifras del número de guía de los abonados;
- selección de un camino en la red según el principio del hilo piloto;

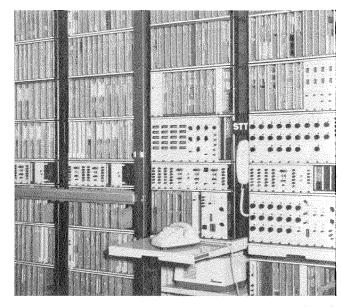


Fig. 2 Aspecto parcial de la central cuasielectrónica experimental; en la parte inferior de la izquierda, unidades de traducción para numeración abreviada; unidades de selección por teclado.

- subdivisión del sistema en grupos, cada uno de los cuales con su propia red de conversación y de control, funciones de control semicentralizadas y marcadores duplicados;
- aplicación de una estrategia de selección de rutas incluso en la red local (segundo intento y rutas alternativas);
- clasificación de las líneas de abonado y de las condiciones de servicio en un traductor de clases de servicio:
- aparatos con selección por teclado o por disco según los deseos del abonado;
- selección por numeración abreviada de abonados con un número de guía de un máximo de 15 cifras, mediante la operación de 2 cifras;
- búsqueda de caminos integrada en el proceso de establecimiento de una llamada;
- formación de grupos de líneas pertenecientes a centralitas sin necesidad de que sean consecutivos; selección directa de las extensiones internas de centralitas privadas;
- registro automático de los datos relativos a las unidades interesadas en una conexión anormal;
- aplicación de la práctica de equipos normalizada de ITT (ISEP); empleo de unidades enchufables y conexiones arrolladas en sustitución de la soldadura convencional.

La central experimental de Viena-Zollergasse posee además otras características que la distinguen de la instalación de Stuttgart, a saber:

- la totalidad de las unidades de tráfico interno, así como de tráfico de entrada y de salida, se combinan en un grupo común;
- una red de conmutación más simplificada, con menos puntos de cruce y que se adapta más fácilmente a las especificaciones de tráfico;
- incorporación de un detector de llamadas que identifica la presencia de llamadas salientes y transmite el número de guía del abonado que llama, a los órganos asociados a los grupos de enlaces de salida especiales (enlaces internacionales), con objeto de permitir el registro de la tarifa a aplicar. La identificación de la línea puede utilizarse también en el caso de llamadas maliciosas o para detectar la presencia de falsas llamadas;
- un método modificado de selección de caminos (la señal de "oferta" proviene del punto de destino de la llamada y la señal de "toma" del punto de origen);
- introducción de un marcador especial para los grupos de líneas pertenecientes a centralitas privadas;
- omisión de los marcadores de etapas centralizadas, función realizada por los circuitos de control descentralizados de las redes de conmutación y por el marcador del grupo central;
- los grupos A se han hecho cargo de las funciones del grupo D (tráfico saliente);
- transferencia de información serie-paralelo en lugar de paralelo, en el marcador, datos y redes de prueba;
- previsión de facilidades de prueba y supervisión en forma más extensa;
- una mayor normalización de las unidades funcionales,

- circuitos básicos y elementos componentes (por ejemplo, no se utilizan más que dos tipos de matrices de conmutación);
- empleo exclusivo de unidades enchufables montadas sobre circuito impreso (excepto las matrices de conmutación);
- alimentación de los circuitos electrónicos a partir de un rectificador por bastidor.

La lista de características quedaría incompleta si no se mencionaran aquellas clases de servicio actualmente disponibles pero que, a petición de la Administración de Austria, no se han incorporado a la central experimental de Viena-Zollergasse [10]:

- cambio automático de la clase del abonado bajo su propio control para tener acceso a ciertos servicios especiales (por ejemplo, servicio de abonado ausente y de respuesta);
- incorporación a clases de servicio especiales bajo el control de un operador;
- restricción del tráfico interurbano por control remoto de un operador, en caso de sobrecarga excesiva de tráfico o averías en el cable;
- restricción de las llamadas salientes de larga distancia mediante un bloqueo eléctrico provisto en el propio aparato del abonado, que mantiene la posibilidad de cursar tráfico de salida local y todo tipo de tráfico de entrada.

2.2 Características del emplazamiento

La central experimental HE-60 L está conectada al grupo de 10.000 líneas Nº 93 del centro de zona Nº 9 de Viena. Puesto que Zollergasse se encuentra próxima a Mariahilferstrasse, uno de los centros de negocios de Viena, la elección del emplazamiento ha permitido someter la instalación a condiciones extremas de tráfico. Las medidas realizadas antes de la instalación de la central pusieron de manifiesto un volumen de tráfico telefónico raras veces encontrado en la práctica: las líneas individuales de abonado presentaban de 290 á 490 erlangs minuto en un período de 12 horas (medido entre las 8 y las 12 horas de tres días laborables), lo que corresponde a un tráfico de 0,4 á 0,7 erlangs por línea.

Con objeto de tener un tráfico suficiente en la fecha de la puesta en servicio, la conexión de los abonados a un grupo de 500 línas de una central del tipo "ZO 93" de barras cruzadas ya existentes, que sigue los principios del sistema HK 48 se inició con mucha anterioridad. El 16 de Marzo de 1966 bastó un minuto para transferir a la central experimental HE-60 L, sin alterar los números de guía, un total de 182 líneas individuales (13 con aparatos de teclado), 39 líneas asociadas a centralitas privadas y 81 líneas compartidas, dando servicio a 196 abonados. El equipo de reserva, suministrado por la administración austriaca, fué retirado cuatro meses después de esta fecha. Durante este período se mantuvo la posibilidad de transferir el tráfico telefónico hacia el equipo convencional, pero en ningún caso hubo necesidad de recurrir a esta alternativa. Por otra parte, el fabricante de la central experimental no solicitó en ningún momento la instalación de un equipo de reserva, ni la provisión de elementos de transferencia.

Las líneas compartidas mencionadas sirven a un máximo de cuatro abonados (fuera de Viena se llega a un máximo de ocho), cada uno con un número de guía distinto, guardándose el secreto de la conversación. Esta práctica y, fundamentalmente, económica solución, ha impuesto la introducción de un equipo adicional en la central HE-60 L; en efecto, debe interpretarse una cifra suplementaria para distinguir entre los abonados de una misma línea compartida. Por otra parte, la selección directa de las extensiones internas de una centralita es normalmente exigida en Austria ya que todas las centralitas, independientemente de su capacidad, disponen de esta posibilidad.

El 1 de Noviembre de 1967 estaban conectadas a la central experimental, de una capacidad de 500 líneas, un total de 182 líneas individuales (25 con selección por teclado, de las cuales 15 con posibilidad de realizar selección abreviada), 57 líneas pertenecientes a centralitas privadas y 91 líneas compartidas sobre 293 abonados. La tabla siguiente muestra los valores de tráfico medidos en un período de 4 semanas (todas las cifras expresadas en erlangs):

No se sobrepasó nunca una pérdida del 1 %, incluso en las horas cargadas.

A continuación se indica brevemente las relaciones entre la central experimental HE-60 L y la red telefónica.

El sistema 48 HK es un sistema de selección de tipo decimal, concentrándose por lo tanto en la tercera etapa el tráfico de entrada dirigido a 1,000 líneas. La capacidad final de la central experimental era de 500 líneas (800 abonados), por lo que el tráfico de entrada debió dividirse entre el dirigido hacia el equipo cuasielectrónico y el dirigido hacia el equipo convencional. Las tres últimas cifras de selección debían, por lo tanto, enviarse desde la tercera etapa de conmutación, a través de los enlaces C de la central HE-60 L, al registrador C donde se almacenan; el marcador direccional puede entonces determinar en cual de los dos grupos de 500 líneas se encuentra el abonado solicitado.

El tráfico de salida hacia el equipo convencional del centro de zona, hacia otros centros de zona de la red

local de Viena, servicios especiales y hacia el centro interurbano de Schillerplatz, pasa a través de los enlaces D al 1º/2º GS y de larga distancia, como se indica en el apéndice. El tráfico dirigido hacia los centros de zona adyacentes, "Krugerstrasse" (Kr 52) y "Neutorgasse" (Ne 63) se cursa por dos grupos de enlaces D especiales, respectivamente, que envían las llamadas al tercer GS de estos centros, que funcionan según el principio de selector de motor 48 M. Los grupos de enlaces, relativamente pequeños, cursan un tráfico elevado, por lo que las llamadas que pudieran perderse se dirigen por el camino normal que actúa como elemento de desbordamiento (1er/2º GS y larga distancia). El empleo de la red local se realiza, de esta forma, con una eficacia elevada.

3. Comportamiento y resultados de la central experimental

El comportamiento de la primera central experimental cuasielectrónica instalada por ITT ha sido ya descrito y discutido con anterioridad en otros artículos [13], [14]. Las observaciones realizadas en la central experimental de Viena se encuentran esencialmente en línea con la experiencia anterior, por lo que solamente se mencionan a continuación los resultados más significativos y las características y servicios introducidos por vez primera.

3.1 Integración en la red de conmutación existente

La Administración austriaca ha exigido que desde el primer instante la central experimental cumpliese todos los requisitos normalmente impuestos a este tipo de instalaciones. Se incluye entre ellos la compatibilidad del sistema con la red pública no habiéndose registrado hasta el momento ninguna dificultad en este punto. Ni la extraordinaria y repentina sobrecarga de tráfico sobrevenida en la fecha de puesta en servicio, ni su distribución irregular y extrema han llegado a superar la capacidad de la central. De la misma forma, los problemas de adaptación de la instalación al tipo particular de líneas compartidas y a la selección directa de las extensiones internas de las centralitas han sido resueltos a completa satisfacción.

Líneas	Valor medio en		Tipo de tráfico			
Lineas	valor medio en	Saliente	Entrante	Total		
Tráfico total ofrecido 335 líneas	todos los días 24 horas	6,0	9,5	15,5		
182 líneas individuales, 63 líneas de centralitas,	Lunes a Viernes, de 8 á 18 horas	19,0	28,0	47,0		
90 líneas compartidas sobre 252 abonados	Horas cargadas	25,0	40,0	65,0		
	todos los días 24 horas	0,018	0,028	0,046		
Por línea	Lunes a Viernes, de 8 á 18 horas	0,057	0,084	0,141		
	Horas cargadas	0,075	0,119	0,194		

La central experimental ha cumplido también, desde el primer instante, los requisitos relativos al encaminamiento de llamadas en segundo intento, en el caso de rutas servidas por pequeños grupos de enlaces de carga elevada y en lo que respecta al rendimiento de los circuitos de enlace C y D o de las unidades que llevan a cabo sus funciones.

3.2 Consideración de algunas características destacadas

Desde el punto de vista práctico, puede afirmarse sin lugar a dudas que el método de diseño aplicado ha dado como resultado una simplificación, mejora y perfeccionamiento de las operaciones telefónicas. Es interesante, sin embargo, analizar algunas de las características desde un ángulo más crítico.

- El encaminamiento de llamadas en la red local ha demostrado constituir una herramienta eficaz para aumentar la economía y la flexibilidad de las operaciones. Es aconsejable la aplicación en el futuro de esta característica a redes locales de mayor dimensión y crecimiento.
- La selección integrada de caminos en la propia red de conversación constituye una característica destacada de los futuros sistemas de conmutación telefónica. La central experimental de Viena forma parte de un centro de zona del tipo de barras cruzadas, teniendo que convivir, por tanto, con el resto del equipo convencional. En consecuencia, se han registrado numerosas faltas e irregularidades detectadas también en el equipo convencional y en las líneas exteriores, por lo que en su mayor parte no tienen más interés que el puramente estadístico.
- La gran flexibilidad del sistema HE-60 L ha quedado demostrada con amplitud al adaptarse con facilidad para realizar la selección directa de las extensiones internas de centralitas privadas, independientemente del número de cifras que las identifica dentro de la centralita, y la selección de abonados de líneas compartidas.
- La visualización de la información que permite identifi-

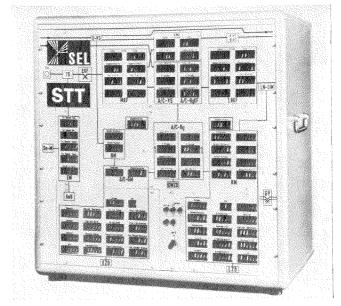


Fig. 3 Panel de la memoria de detección de faltas.

- car las unidades implicadas en una conexión irregular sobre un panel "de visualización de fallos" (Fig. 3) ha significado también un paso adelante, máxime teniendo en cuenta que el método ha sido mejorado y simplificado. Los procedimientos de detección y localización de irregularidades han despertado, en suma, un gran interés por parte de la administración austriaca.
- La identificación del número de guía de las línea que originan llamadas constituye también una característica interesante fuera de Austria. En el caso de tráfico internacional automático, por ejemplo, el número identificado puede transferirse, a través de unos dispositivos adecuados, a una máquina impresora de tickets para su posterior introducción en un proceso de contabilidad automática.
- El método modificado de búsqueda de caminos (principio del hilo piloto) afecta únicamente a la parte de la red de conversación que puede interesar a la conexión que en ese momento se desea establecer. Esto significa una disminución del número de puntos de cruce y del de los circuitos regeneradores de la señal de "oferta".
- La transferencia de información serie-paralelo en el marcador, red de prueba y datos, da lugar no solamente a la disminución de líneas de información sino también a un notable ahorro en el número total de relés.
- Las facilidades de inspeción y supervisión, que intervienen en la detección y localización de una gran diversidad de irregularidades, se han introducido hasta el límite económico justificable en una central experimental. Su incremento y mejora podría justificarse en una futura red de carácter predominantemente cuasielectrónico. Sin embargo, deberán arbitrarse los medios adecuados que permitan la rápida y sencilla interpretación, por parte del personal de conservación, de las informaciones resultantes de las pruebas.

Uno de los objetivos perseguidos con mayor interés durante el desarrollo del sistema HE-60 L ha sido el realizar un sistema que pudiese ser atendido y conservado por el personal cualificado actualmente disponible. En este sentido, la central de Zollergasse ha venido a confirmar la rapidez con que el personal encargado de su supervisión y conservación puede familiarizarse con este tipo de técnica.

Teniendo en cuenta que en un período de 10 años de continuo desarrollo se duplicará el número de abonados telefónicos, lo que llevará consigo la necesidad de incorporar personal con una formación adecuada para atender al servicio y conservación de las instalaciones, los ingenieros de desarrollo no dedican suficiente atención a este problema. El coste de la mano de obra, creciente con la cualificación del personal, y las dificultades mismas de encontrar técnicos con una formación cada vez mejor, parece sin embargo estar en contradicción con uno de los supuestos que han movido a la aplicación del a electrónica a la conmutación telefónica: la reducción del coste de la intervención humana en la producción y servicio de las instalaciones.

El coste del servicio y conservación de la central experimental se sitúa por debajo de los sistemas de barras cruzadas. Hay que destacar un aspecto importante: En las instalaciones del tipo experimental de Zollergasse donde existe un personal fijo para atender las peticiones del cliente (conexión y desconexión de líneas, transferencias, pruebas de los contadores individuales, etc.), o realizar tareas de carácter administrativo, la disminución del nivel de conservación por debajo de un cierto valor no supone un ahorro de mano de obra; muy al contrario, el personal no se familiariza con el equipo con la rapidez debida, siendo incapaz de reaccionar pronto y correctamente cuando se presenta una anomalía. En el futuro deberá tenerse en cuenta este problema, observado ya en la central experimental de Zollergasse.

Debido a que los órganos centralizados de la central (circuitos de control, registradores, red de conmutación, etc.) están calculados para cursar el tráfico de un número de líneas superior al realmente equipado, el análisis de las anomalías registradas no permite llegar a ninguna conclusión realista. No obstante, la tasa de fallos de la instalación de Zollergasse está en línea con la observada, durante un período de tiempo mucho mayor, en la primera instalación de Stuttgart-Blumenstrasse [13]. Realizando una extrapolación, la tasa media de fallos que correspondería a 2,000 líneas sería de 0,13 por 100 líneas y por mes, lo que coincide con el valor encontrado en Stuttgart.

Teniendo en cuenta que todas las anomalías se detectan durante el proceso mismo de establecimiento de las llamadas y que el equipo cursa además un tráfico extraordinariamente elevado, esta tasa de fallos es sorprendentemente buena.

Los abonados a los que se ha dado oportunidad de utilizar aparatos de selección por teclado han reconocido inmediatamente sus ventajas, que, desde el advenimiento de la telefonía automática hace aproximadamente medio siglo, ha constituído tal vez el primer avance tecnológico realizado casi exclusivamente en beneficio del usuario.

El reproche, comúnmente expresado, de porqué el aparato de disco no había sido sustituído anteriormente ha significado un claro índice de la buena acogida y aceptación de los aparatos de selección por teclado. Los abonados a los que se facilitó este servicio, incluso durante un corto espacio de tiempo, expresaron su deseo de conservarlo, mientras que los que en principio se mostraron excépticos se convirtieron después en sus defensores más convencidos. Esto explica el rápido auge alcanzado por este servicio en los Estados Unidos: A finales de 1967, la cifra de aparatos con selección por teclado superaba los 2,5 millones; 1,7 de los cuales fueron instalados en el curso de ese mismo año.

La facilidad de realizar selección abreviada, que por limitaciones impuestas por la tasación de llamadas no puede ofrecerse más que a ciertas clases de abonados, se convertirá, con toda seguridad, en una práctica corriente en los futuros sistemas de conmutación telefónica.

En la búsqueda permanente de soluciones cada vez más económicas y actuales, la central experimental de Viena-Zollergasse representa un significativo paso hacia adelante. La experiencia obtenida del primer sistema cuasielectrónico de ITT ha permitido la introducción de algunas modificaciones en esta instalación. Así también,

al decidir llevar a cabo esta experiencia en la red pública, la Administración austriaca ha contribuído de forma notable al progreso de la técnica telefónica. La aplicación de los principios contenidos en el sistema cuasielectrónico (búsqueda de caminos en la red mediante un hilo piloto, sistema de registradores asociado a los traductores de rutas y subdivisión en grupos con funciones de control semicentralizadas y órganos centrales duplicados) se ha lleavado a cabo cumpliendo las especificaciones usualmente establecidas. El sistema HE-60 L admite asimismo toda la gama de servicios y características especiales ofrecida por los modernos sistemas de conmutación abreviada, cambio de clase de una línea para acceder a ciertos servicios especiales bajo el control del propio abonado o de una operadora, selección de rutas en la red local e identificación de los abonados.

La central experimental de Viena-Zollergasse ha venido a resolver, en suma, un gran número de los problemas con los que hoy en día se enfrenta la conmutación telefónica.

Apéndice

La central experimental cuasielectrónica está emplazada en la red telefónica local de Viena, donde forma parte del noveno grupo de 1.000 líneas del centro de zona "Zo 93". Es interesante destacar las relaciones de tráfico que se plantean con las instalaciones ya existentes. Haciendo caso omiso de las centrales del llamado "Sistema Viena" (desarrollado por G. H. Dietl) que están siendo reemplazadas en la actualidad, los centros de conmutación pertenecen al "sistema 48" austriaco, del que se han realizado tres versiones desde 1949. Las tres versiones se distinguen principalmente por el componente utilizado como elemento de conmutación.

Sistema 48 : Selector cuadrangular (selector 27 de dos movimientos)

Sistema 48 M: Selector Albis o de motor tipo WSW de Wiener Schwachstromwerke (Siemens)

Sistema 48 HK: Selector KS 55 f de barras cruzadas de ITT.

Las restantes componentes, así como la señalización interna (sistema de señalización HK 48) y demás características del servicio permanecen idénticas en las tres versiones.

Las figuras 4 y 5 muestran la relación de la instalación experimental con la red telefónica. En la figura 4 aparece en encaminamiento del tráfico originado en las líneas individuales, líneas pertenecientes a centralitas privadas, con y sin selección por teclado, y las líneas compartidas por cuatro abonados. Las llamadas proceden del equipo HE-60 L y, por los circuitos de enlace D, progresan hacia los circuitos del 1º/2º GS y larga distancia o, por los mismos enlaces D, a la etapa F de la otra parte del grupo de 1.000 líneas. El acceso a los circuitos de enlace D se realiza por la primera rejilla direccional, mientras una segunda rejilla direccional ofrece acceso por otros circuitos de enlace D a los pequeños grupos de enlaces de salida mencionados previamente, que conducen a los circuitos del tercer GS de los centros de zona "Ne 63" y "Kr 52".

La interconexión de los centros de tránsito y el acceso a la red de larga distancia (de carácter predominante-

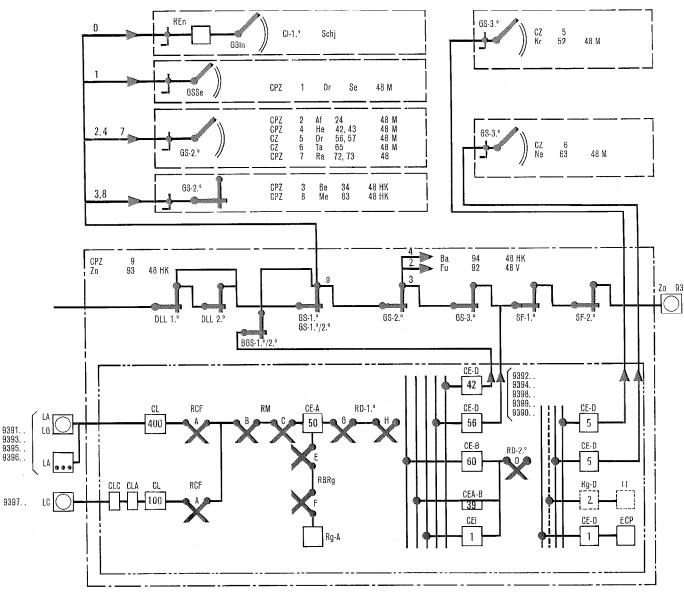


Fig. 4 Tráfico de salida de la central HE-60 L de Viena-Zollergasse (no aparece el tráfico interno).

A, B, C, D, E, F, G, H = Etapas de conmutación Af, Ba, Be, Dr, Fü, He, Kr, Me, Ne, Ra, Ta, Zo Centros de zona	CI	Centro interurbano	LA	Línea de abonado
	CIn	Conexión Interurbana	LC	Línea compartida
	CL	Circuito de línea	LG	Línea de grupo de centralitas
	CLA	Circuito adaptador de línea compartida	Pr	Posición de pruebas
BGS Buscador de grupo selector CE-A Circuito de enlace A CE-B Circuito de enlace B CE-C Circuito de enlace C CE-D Circuito de enlace D CE-D-ES Circuito de enlace D servicios especiales CE-P Circuito de enlace de pruebas CEA-B Circuito de enlace auxiliar B CEI Circuito de enlace de interrupción CES Circuito de servicios especiales	CLC CPr CPZ CT CZ DLL ECP GS GS In GS Se IT	Circuito de línea compartida Circuito de pruebas Central principal de zona Circuito de tasación Central de zona Detector de llamadas Equipo de conexiones de prueba Grupo selector Grupo selector interurbano Grupo selector servicios especiales Impresión de tickets	RB Rg RCF RD REn RM Rg-A Rg-D Schj Se SF	Red de busca de registrador Red de conmutación final Red direccional Red de encaminamiento Red de mezcla Registrador A Registrador C Registrador D Centro interurbano de Viena Servicios especiales Selector final

mente automática, pero con una parte de menor importancia aún manual), así como a los servicios especiales, aparece representada en las diversas direcciones de salida de la central principal de barras cruzadas 9; de la misma manera, se accede desde el segundo GS a los centros locales "Ba 94" y "Fü 92".

El tráfico de llegada procedente del centro interurbano por el segundo GS de larga distancia, de otros centros principales de zona por el 1º ó 1º/2º GS, o del 1º/2º GS/

larga distancia al noveno grupo de 1.000 líneas, se dirige al centro principal de zona 9 de Zollergasse, 2º GS, y llega, junto con el tráfico originado, por el noveno nivel del tercer GS, a los circuitos de enlace C. Una vez analizada la cifra de centenas marcada por el abonado, se decide si la conexión a realizar ha de serlo en el sistema HE-60 L o en el otro grupo de 500 líneas de la central de barras cruzadas. En este caso, se establece una conexión con la etapa de selección de grupo a través de los cir-

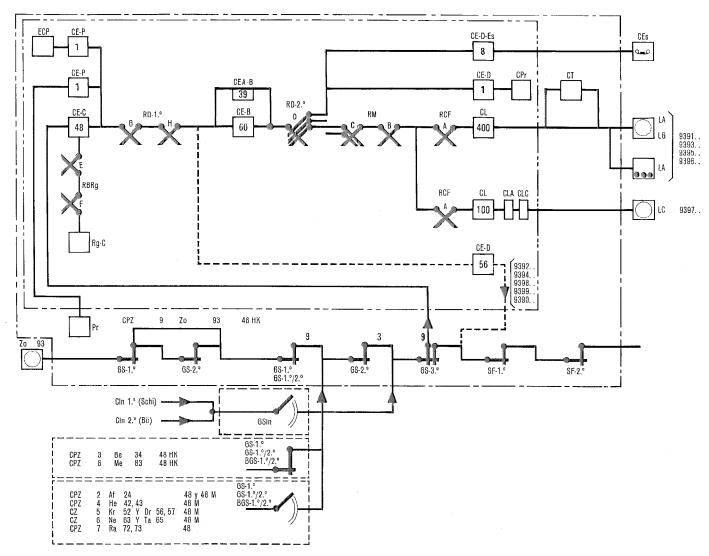


Fig. 5 Tráfico de entrada de la central HE-60L de Viena-Zollergasse (no aparece el tráfico interno).

cuitos de enlace D situados tras de la primera red direccional (Fig. 5).

La figura indica también el acceso de los órganos de conexiones de prueba y la de los circuitos de enlace D especiales.

Referencias

- [1] Themenheft: Elektronische Telephonzentrale, Wien-Zollergasse, STT-TM 13
- [2] H. Schönemeyer: Quasielektronisches Fernsprechamt Elektrowelt 5 (1960),
- págs. 174—175. [3] Themenheft: Quasi-Elektronisches Fernsprech-Vermittlungssystem HE-60,
- [5] Indirenhent: Quasi-Elektronisches Pernsprech-Vermittlungssystem HE-60,
 [5] SEL-Nachr. 11 (1963) 3.
 [4] H. Willrett: Erste Fernsprech-Ortsvermittlungsstelle der DBP mit Ing. DBP 12 (1963) 4, pág. 124.
 [5] Quasi-Electronic Telephone Switching System HE-60 by H. Schönemeyer.
- [6] H. Schönemeyer, H. Siegel: Das quasi-elektronische Fernsprech-Vermitt-
- [0] h. Schönemeyer, H. Siegel: Das quasi-elektronische Fernsprech-Vermittlungssystem HE-60. Ing. DBP 13 (1964) 2, págs. 39—42.
 [7] H. Schönemeyer: Neue Wege in der Vermittlungstechnik. Das quasi-elektronische Vermittlungssystem HE-60, NTZ 18 (1965) 1, págs. 49—52.
 [8] H. Schönemeyer, W. Hackenberg: A quasi-electronic telephone exchange Syst. a. Commun. 2 (1966) 2, págs. 26-35.
- [9] Characteristics and Applications of Reed Contacts by H. Rensch. Electrical Communication 40/3 (1965), págs. 365—397.
- [10] W. Hackenberg: Wien-Zollergasse, eine zweite Versuchsvermittlungsstelle des quasi-elektronischen Fernsprech-Vermittlungssystems HE-60 L. SEL-Nachr. 14 (1966) 4, págs. 177—189.

- [11] H. Haslinger: Der internationale Stand der elektronischen Vermittlungstechnik E und M 83 (1966) 5, págs. 311-340 und erweitert als Techn. Mitt. STT 14 (1967) 23, págs. 3–36. [12] Behavior of Telephone suscribers Using Push-Button Selection by
- O. Baande and L. Gasser, Electrical Communication 42/2 (1967), págs. 236-
- [13] H. Schënemeyer: Quasi-elektronische Fernsprechvermittlungsstelle Stuttgart-Blumenstraße zwei Jahre in Betrieb, NTZ 19 (1966) 6, págs. 331-334. [14] Experiencia adquirida de la central experimental HE-60L de Stuttgart-Blumenstrasse, Comunicaciones Eléctricas 43/1 (1968), págs. 18—23.
 [15] F. Wolfgang: Das Fernsprechwählsystem 48 E und M 78 (1961) 1/2, págs.

41--52

Hermann Ebenberger, nació en 1918 en Zillingdorf, Austria. Curso estudios en la Universidad de Viena, alcanzando el título de doctor en 1952. En 1953 se graduó en ingeniería eléctrica.

El Dr. Ebenberger se incorporó a STT en 1948. En 1951 fué nombrado jefe del laboratorio de desarrollo de receptores de radio. En 1959 alcanzó la categoría de jefe de departamento y en 1960 la de jefe de ingeniería de conmutación telefónica. Finalmente, en 1966, fué nombrado director técnico de la compañía.

El Dr. Ebenberger es miembro de la Sociedad de Ciencias Físicas y Químicas de Viena, de la Federación austriaca de Ingenieros Eléctricos, miembro asociado de la Federación alemana de Ingenieros Eléctricos, así como de la sección alemana del IEEE.

Sistema de intercomunicación ITT-411

E. WIGREN
A. BOGESTAM
Standard Radio & Telefon AB, Barkarby, Suecia

1. Introducción

Los sistemas de intercomunicación de gran capacidad pueden jugar un papel importante en la mejora del rendimiento del trabajo en oficinas, hospitales, escuelas, fábricas y organizaciones similares. Inicialmente, la intercomunicación con altavoces se limitaba a instalaciones de tamaño pequeño y medio diseñadas para facilitar comunicación directa entre un número limitado de personas dentro de un departamento pequeño u organización semejante. Los actuales sistemas automáticos de intercomunicación con altavoces (en inglés PALX, o sea "private automatic loudspeaking exchange") constituyen con frecuencia instalaciones altamente sofisticadas. Además de poder dar servicio a toda la compañía, ofrecen cierto número de facilidades suplementarias que pueden incorporarse al sistema.

Entre las ventajas principales de los sistemas de intercomunicación automáticos con altavoces, pueden mencionarse los siguientes:

- los aparatos con altavoz permiten tener libres las manos, además se estima reducen considerablemente la duración de la conversación. La duración de ésta es de 30 segundos mientras que en una centralita normal es de dos minutos;
- la selección por teclado reduce el tiempo de envio de cifras. Puede incorporarse también la llamada con una sola tecla y la recepción directa de llamadas;

- la mayor parte de las llamadas internas de la compañía son cursadas por el equipo de intercomunicación, quedando libre la centralita para atender mejor el tráfico externo. La rápida introducción del servicio automático interurbano e internacional, así como de la selección directa sobre los abonados de las centralitas en los sistemas telefónicos públicos realza la importancia de eliminar las llamadas internas en las centralitas;
- una amplia gama de aparatos, que incluye aparatos especiales para uso en diversos lugares, al aire libre, etc., permite que el usuario tenga acceso a todas las zonas dentro de un complejo.

2. El sistema de intercomunicación automático

El sistema ITT-411 utiliza conmutación de barras cruzadas a 4 hilos, con amplificadores de frecuencia vocal en el equipo de central y amplificadores microfónicos en los aparatos.

Hay varios tipos de centrales:

a) No ampliables

— 16 líneas

— 32 líneas

b) Ampliables

- de 20 á 100 líneas,

— de 100 á 600 líneas,

- de 100 á 2000 líneas.

(Véanse las figuras 1, 2 y 3)

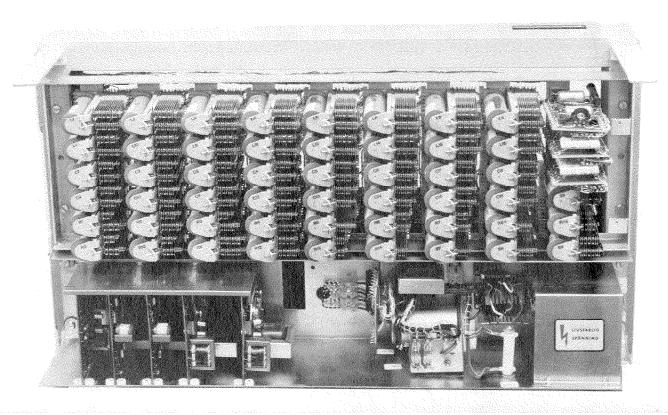


Fig. 1 Central de 16 líneas con un circuito de conexión y con fijación a la pared. Se incluye como característica normal la prioridad de jefe para una extensión.

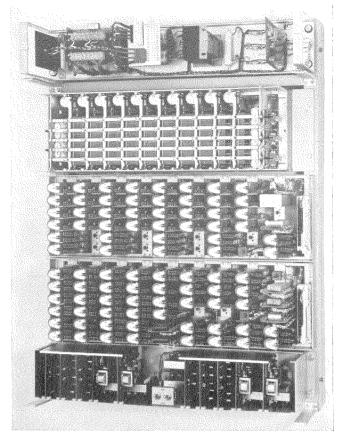


Fig. 2 Central de 32 líneas con dos circuitos de conexión y con fijación a la pared. Incluye como facilidades normales la selección directa sobre 10 extensiones y la prioridad de jefe para una extensión.

Las centrales susceptibles de ampliación pueden incorporar cierto número de características suplementarias, entre las que se cuentan las siguientes:

- selección directa; llamada con una tecla a una extensión cualquiera de un grupo escogido de diez;
- llamada con espera; la llamada a una extensión ocupada espera a que ésta quede libre, estableciéndose entonces automáticamente la conexión;
- transferencia; reencaminamiento de llamadas de un aparato a otro cualquiera dentro de la instalación;
- localización de personal; sistema buscapersonas por medios visuales o por radio. La persona requerida puede contestar desde cualquier aparato principal de la instalación;
- llamada de grupos; búsqueda de la primera extensión libre en un grupo de varias opcionales;
- llamada general con aparatos ordinarios;
- transferencia jefe-secretaria;
- servicio de conferencia;
- altavoces para dirigirse públicamente al personal;
- interconexión a 2 hilos entre diferentes centrales mediante líneas de enlace directo.

3. Aparatos

Existen tres tipos fundamentales de aparatos principales con altavoz y microteléfono, y sin altavoz (Figs. 4, 5 y 6). Hay gran variedad de aparatos diversos como aparatos para exterior con altavoz separado, para montaje en pared, mesa y panel, etc.

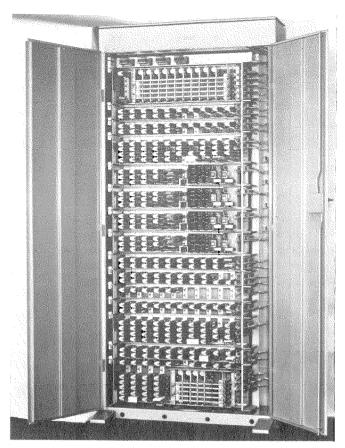


Fig. 3 Central ampliable de 20 á 100 extensiones equipada en armario, con un máximo de seis circuitos de conexión y una completa gama de facilidades.

4. Sistema de señalización

Se emplea selección por teclado a base de impulsos de corriente continua sobre cuatro hilos. Al oprimir la primera tecla se identifica el aparato que llama y el registrador recibe la información numérica. Debe mantenerse pulsada la tecla hasta que el tono de marcar indica que se ha tomado registrador. Después pueden marcarse las restantes cifras en rápida sucesión. El dispositivo de recepción las detecta por caida de relés, lo que permite marcar hasta 8 cifras por segundo.

4.1 Tonalidades

Mediante señales audibles y visuales se indican las llamadas entrantes, ofreciendo así el sistema una discreción total. Estas llamadas pueden contestarse oprimiendo una tecla especial de respuesta, descolgando el microteléfono o sin operación manual alguna en caso de que esté actuada en el aparato la tecla de entrada directa. Los tonos corresponden a los que se usan en los sistemas telefónicos normales, excepto para la transferencia, en que la primera señal de llamada que se oye se compone de dos tonos, que indican que la comunicación puede transferirse.

4.2 Señales visuales

Cada aparato con altavoz está provisto de una lámpara piloto roja que indica que se ha establecido una comunicación. Permanece encendida en todo aparato conectado a otros, en tanto dure esta conexión.

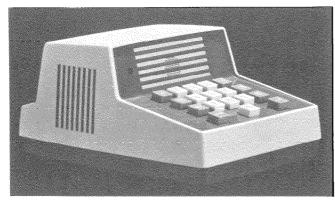


Fig. 4 Aparato con altavoz. El teclado cuenta con seis teclas para facilidades especiales.



Fig. 5 Aparato con altavoz y microteléfono. Excepto por el dispositivo de conmutación del gancho, es idéntico al aparato de la figura 4.



Fig. 6 Aparato sin altavoz. Equipado con una tecla para facilidades suplementarias.

La lámpara centellea si el aparato hace una transferencia o si se encuentra en espera de que se libere la extensión llamada.

4.3 Teclado

El teclado de los aparatos con y sin altavoz ha sido diseñado de forma que se satisfacen las recomendaciones y las normas internacionales para aparatos telefónicos de teclado. Mediante contactos dobles se asegura la confiabilidad del funcionamiento en cada operación. Todos los aparatos principales van equipados también con teclas especiales para facilidades adicionales, que pueden así incorporarse en cualquier momento.

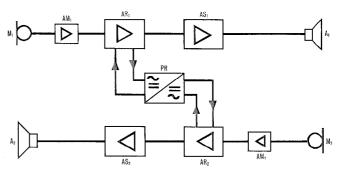


Fig. 7 Sistema de transmisión.

 $A_{1-2} = Altavoces$ $AM_{1-2} = Amplificadores microfónicos$ $AR_{1-2} = Amplificadores reguladores$ $AS_{1-2} = Amplificadores de salida$ $<math>M_{1-2} = Micrófonos$

2 — Amplificadores reguladores PR — Puente de regulación

5. Sistema de transmisión

La figura 7 muestra el diagrama de bloques del sistema de transmisión. El equipo de transmisión con que cuenta el aparato con altavoz consiste en un micrófono, dos altavoces y amplificador microfónico de 3 pasos. Los dos altavoces están conectados en paralelo y la cápsula microfónica, del tipo electromagnético, está colocada a igual distancia de los altavoces. El amplificador microfónico se alimenta desde el circuito de conexión. Los altavoces y el amplificador microfónico presentan una impedancia de 600 ohmios.

Mediante dos conmutadores de 3 posiciones equipados en todas los aparatos con altavoz puede ajustarse la sensibilidad microfónica y el volumen del altavoz según los diversos niveles de ruido ambiente y condiciones de las salas. Los aparatos pueden situarse hasta 2 Km. de la centralita si están conectados a ésta con líneas de diámetro no inferior a 0,5 mm.

Los amplificadores reguladores y de salida se encuentran en el circuito de conexión de la central y están montados en circuito impreso. El amplificador regulador tiene dos canales idénticos y un circuito de regulación, actuado por la voz, que controla la dirección de la conversación. El amplificador de salida tiene una potencia de 2 watios con distorsión del 5 %.

La excitación de un canal de conversación comienza al alcanzar la señal de entrada un nivel por encima del ruido normal ambiente, que corresponde aproximadamente a una presión acústica de 45 db. en el micrófono. A este nivel aumenta la ganancia en el sentido de emisión mientras que disminuye en el sentido de recepción. Se han tomado precauciones para asegurar que la reducción de ganancia en el canal de recepción sea siempre superior al aumento de ganancia en el canal de emisión, es decir que se mantiene siempre por debajo de la unidad la ganancia total en el circuito de transmisión completo, eliminándose así el riesgo de que haya realimentación.

El uso de altavoces puede no dar resultado con niveles de ruido demasiado altos, en cuyo caso se recomienda el empleo de aparatos con microteléfono. Sin embargo, en lugares de vez en cuando ruidosos, puede reemplazarse la conmutación automática de la voz por un control manual, mediante la tecla de conversación.

En las figuras 8 y 9 pueden verse las características de emisión y recepción del sistema. Como indican los

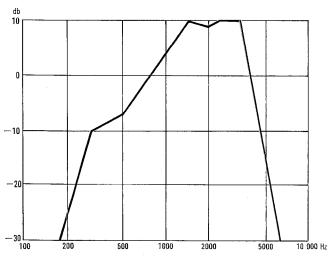
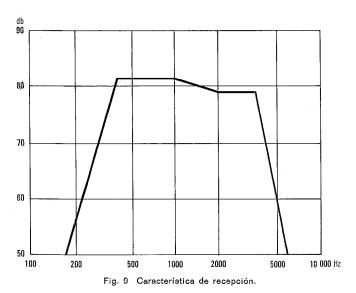


Fig. 8 Característica de emisión.



gráficos, el sistema de transmisión cubre una banda de 300 á 3600 Hz. y la ganancia de emisión aumenta de los 300 a los 1000 Hz. para mejorar la inteligibilidad. Se escogió esta característica de frecuencia, principalmente, para neutralizar el efecto del eco de la sala y del ruido ambiental.

6. Diagrama de enlaces

La figura 10 muestra el diagrama de enlaces de una central de capacidad de 20 á 100 líneas. La identificación de la extensión que llama se realiza en el circuito de línea CL y el marcador M. El marcador busca un circuito de conexión CC libre y conecta éste a la línea que llama a través del buscador B. Al mismo tiempo se conecta el registrador REG al circuito de conexión. Después de recibir todas las cifras y una vez liberada la tecla de la última cifra, se establece inmediatamente la conexión con la extensión llamada mediante el selector final SF.

Los buscadores están constituídos por multiconmutadores de barras cruzadas con 10 selectores y 5 barras horizontales. Cada extensión de 4 hilos se conecta a una posición de barra horizontal en los selectores. Como muestra la figura 11, cada selector (V1 - V2) tiene dos

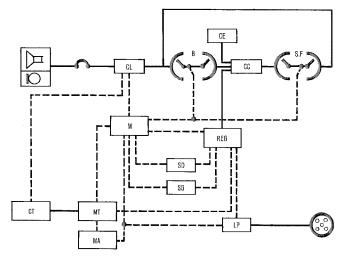


Fig. 10 Diagrama de enlaces de central de 20 á 100 líneas.

= Buscador de linea. $\begin{array}{ll} {\sf MA} &= {\sf Marcador\ auxiliar}. \\ {\sf MT} &= {\sf Marcador\ de\ transferencia}. \end{array}$ = Circuito de conexión. CE CL = Circuito de espera REG = Registrador. = Circuito de línea. SD = Circuito de selección СТ = Circuito de transferencia. directa. SF = Circuito de localización de Selección final. personas. SG Circuito de selección de Marcador.

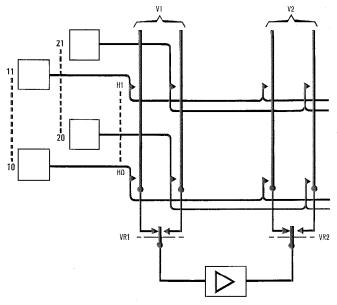


Fig. 11 Conexión de selectores en el multiconmutador.

niveles a los que se conectan 20 extensiones. El desdoblamiento se efectúa mediante contactos de conmutación (VR1 - VR2) a la entrada y a la salida del circuito de conexión, permitiendo así la elección del nivel que debe conectarse a los circuitos de transmisión. Las posiciones de las barras horizontales (H1 á H0) corresponden a las cifras de unidades del número de la extensión.

El equipo inicial puede ampliarse facilmente con nuevos multiconmutadores de barras cruzadas hasta llegar a 100 extensiones.

Por encima de 100 líneas y hasta las 600 los conmutadores se disponen en varias etapas de conmutación constituyendo un sistema de mallas, lo que permite una estructura económica de la central.

Las centrales de hasta 2000 líneas están divididas en dos grupos básicos de extensiones, iguales al que constituye una central de 600 líneas. El tráfico entre ambos grupos de 1000 líneas se cursa a través de etapas de selección de grupo.

7. Facilidades opcionales

Añadiendo un circuito de selección directa SD, puede emplearse el teclado para efectuar llamadas marcando una sola cifra. Las extensiones pueden agruparse como se desee y la selección directa puede realizarse desde cualquier aparato sobre cualquier otro de un grupo de diez extensiones.

Puede incorporarse fácilmente un sistema de localización de personas, por ejemplo con lámparas, añadiendo a la central el circuito de localización LP y el marcador auxiliar MA. Cualquier tipo de aparato principal sirve para hacer y responder llamadas buscapersonas. El marcador MA efectúa la identificación de los números de la extensión que llama y de la llamada y transfiere esta información al circuito de localización. Una vez registrada ésta se ilumina en los paneles de lámparas la combinación correspondiente a la extensión requerida. Al mismo tiempo se libera la conexión entre la extensión que llama y la llamada. Durante el proceso de localización no se ocupa circuito de conexión alguno.

Al responder a la llamada, el circuito de localización envia el número de la extensión que llama al marcador M, que establece la conexión entre ambas extensiones. Inmediatamente repone el circuito de localización.

También puede incorporarse al sistema la localización por radio, basada en los mismos principios.

Si se desea el servicio de transferencia, deben añadirse a la central circuitos de transferencia CT, el marcador de transferencia MT y el marcador auxiliar MA. Si las llamadas terminales deben encaminarse temporalmente a otro aparato, se marca el número de éste. Cuando se actúa la tecla de transferencia, tiene lugar en los marcadores MA y MT la identificación de la extensión que llama y de la llamada. Se toma entonces un circuito de transferencia libre, que registra entonces los números de ambos abonados y libera la conexión.

Antes de establecer una llamada, el registrador prueba el circuito de transferencia para comprobar si el número llamado ha sido o no registrado para transferencia. En caso afirmativo, se desconecta el registrador y el circuito de transferencia establece la conexión con el número correspondiente.

Las llamadas a extensiones ocupadas pueden quedar en espera, si se añade el circuito de espera CE. Al quedar libre la extensión ocupada, se conecta automáticamente al aparato que llama. En lugar de esta característica de espera, puede dotarse a un aparato de prioridad de jefe, lo que le permite intercalarse en una comunicación ya establecida, después de enviarse un tono de aviso.

8. Instalación

El equipo de las centrales ampliables va alojado en armarios cerrados a prueba de polvo. Todos los componentes se montan en cuadros enchufables muy manejables que se conectan a los cables del armario. Si la central consta de más de un armario, éstos se colocan lado a lado contra la pared o con las caras posteriores en contacto, lo que permite instalar en muy poco espacio una central de varios cientos de líneas. En la parte superior de los armarios se equipan las regletas de conexión de las extensiones. La alimentación del equipo de conmutación y de los amplificadores se obtiene de una unidad de energía separada.

La red de cables se dispone de forma análoga a la empleada en el caso de centralitas privadas. Sin embargo, cada línea de extensión consta de dos pares entrelazados, uno correspondiente al canal de emisión y otro al de recepción. Se utilizan preferentemente cables con aislamiento de plástico.

Ebbe Wigren nació en Malmö, Suecia en 1922. Se graduó en la Escuela Técnica de Västeras en 1945.

Trabajó como ingeniero de construcción y coordinación en la administración sueca de telecomunicación, como supervisor de conmutación telefónica para barcos en la administración sueca de material naval, y en la Svenska Reläfabriken, donde fué responsable de la oficina de patentes, de la venta de licencias y de la coordinación general. A continuación ingresó en Standard Radio & Telefon AB en 1960 y desde 1963 ha sido el jefe de la línea de producción de conmutación y audiocomunicaciones.

Arne Bogestam nació en Karlshamn, Suecia, en 1925. Se graduó en ingeniería eléctrica en 1945. Después de 10 años en LM Ericsson, donde trabajó en los laboratorios de sistemas de barras cruzadas, se incorporó a la compañía Sinus, en la que se encargó del laboratorio de conmutación para sistemas de comunicaciones privadas con altavoces. Ingresó en Standard Radio & Telefon AB en 1961 como miembro del departamento de ingeniería de conmutación y en 1965 paso al grupo de estudios de mercados, donde es jefe de producto para sistemas de intercomunicación.

Nuevo sistema de portadoras acumulativo para líneas aéreas

W. A. BRADING
A. W. L. MANDY
D. SEEGER
Standard Telephones & Cables (S.A.) (Pty) Ltd, Boksburg

1. Introducción

Podemos definir un sistema de portadoras acumulativo, como aquel que puede ponerse canal por canal sobre una misma línea, a medida que con el tiempo crecen las necesidades de circuitos. Además, puesto que cada canal es una unidad con el contenido completo, el concepto de acumulación implica que los terminales de canal no necesitan ponerse en un punto común, sino que pueden utilizarse sobre longitudes de línea distintas, o intermedias. Ejemplos de sistemas anteriores en este campo son el sistema de Bell, "tipo P" [1] y los sistemas K 31/32 de ITT de los cuales hay en operación muchos miles de canales. Uno de los anteriores sistemas transistorizados proyectados por Standard Telephones & Cables Limited [2] fué un sistema, que encuentra de nuevo amplia aplicación en todo el mundo. Sin embargo con la aparición de técnicas para construcción más compacta [3], circuitos impresos, mayor miniaturización de componentes y más alta confiabilidad de los transistores de silicio epitaxial planar, se ha considerado oportuno, el rediseño del sistema acumulativo para obtener las ventajas de estos modernos desarrollos, con el propósito de reducir el coste, mejorar la confiabilidad y dar mayores facilidades donde sea posible.

Este artículo describe las características y diversos aspectos en el diseño del nuevo sistema.

2. Facilidades y aplicaciones del sistema

Las áreas de aplicación del nuevo sistema son similares a las del anterior. Es un sistema que se diseñó inicialmente para enlaces de corta distancia, para poder usarse con frecuencia en rutas con transposiciones no muy buenas, estando apropiado particularmente para su utilización en distritos alejados donde el suministro de fuerza es una consideración importante. Debe ser compatible con otros sistemas para línea aérea, con los que comparten los postes en la ruta. La acumulación verdadera tanto en el sentido mecánico como en el eléctrico, significa que pueden adicionarse canales en el mismo par, bien en terminales existentes o en puntos intermedios de la línea, con un cambio o adición mínima en la planta común. Una característica adicional, muy conveniente, no disponible con el sistema anterior, es la facilidad de transmisión de impulsos de cómputo, que puede tener lugar durante la conversación, para algunas aplicaciones en la red de enlaces de abonados con discado directo. Esta característica adicional proporcionaría la supervisión del circuito aún cuando el tipo de señalización no fuese fuera de banda en el sentido normalmente aceptado. El sistema podría aplicarse directamente a los abonados, si fuese necesario, empleando equipos de relés adecuados.

3. Diseño del sistema

3.1 Restricciones

La restricción más evidente para el sistema es el coste. El sistema debe tener condiciones ventajosas respecto al coste sin sacrificar demasiado sus características. Debe evitarse el equipo común para varios canales, como por ejemplo, el suministro de portadoras, la regulación de piloto común o amplificadores de línea, debiendo ser los canales tan independientes como sea posible. Como debe haber compatibilidad de frecuencias con los sistemas normales de línea, es necesario proporcionar varias asociaciones de frecuencias de transmisión y de recepción, fundamentalmente, escalonadas o agrupadas. Esta consideración obliga a unidades funcionales distintas para transmisión y recepción. Para evitar osciladores controlados por cristal de alta estabilidad, en ambos extremos de transmisión y de recepción, aparecían dos posibilidades, una portadora transmitida para cada canal o un tono piloto para regeneración de la portadora, pero para evitar el equipo común que podría cargar desfavorablemente el coste inicial de un sistema pequeño, se rechazó la última posibilidad, adoptando la transmisión de

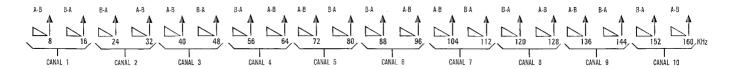
El estudio de aplicaciones típicas y de los cambios climatológicos en las pérdidas de línea mostraba que una atenuación apropiada sería de 29 db, con una variación de más y menos 6 db. para regulación. La banda de frecuencias disponible se extendía, desde la inmediata superior a la banda sobre el circuito físico, a 160 KHz.

La tabla 1, indica como podría usarse esta banda de frecuencias, mostrando la separación entre canales, el número de ellos, y la complejidad de los filtros para simple o doble banda lateral, basada en la máxima atenuación de línea que se ha adoptado.

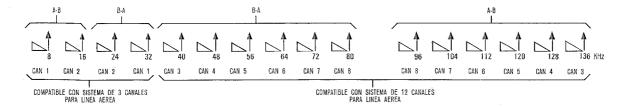
Tabla 1 - Complejidad relativa de los filtros

Separa-	Nº. de	Simple banda lateral			banda eral
ción de canales KHz.	canales posibles	Nº. de circuitos resonan- tes	Factor Q pro- puesto	Nº. de circuitos resonan- tes	Factor Q pro- puesto
6	12	7	500	_	
8	10	5	250	6	330
10	. 8	∫ 5	130	6	140
		} 4	300	5	250
12	6	4	140	5	130

La tabla 1 se refiere al filtro del canal de recepción, puesto que es este el que tiene las exigencias más severas de discriminación contra la portadora transmitida del canal adyacente, este requerimiento sobrepasa las exigencias normales de rechazo de la banda lateral, pero



(a) COLOCACION ESCALONADA DE CANALES



(b) COLOCACION AGRUPADA DE CANALES

Fig. 1 Asignación de frecuencias.

aún ésto tiende a ser más riguroso en este tipo de sistema debido a las diferencias de nivel existentes entre bandas de canales adyacentes.

Una consideración muy importante es la referente al consumo de fuerza. Los terminales distantes que tienen tres canales pueden alimentarse con pilas secas o generadores termoeléctricos de pequeño tamaño [4]. 2 vatios por terminal de canal es un objetivo conveniente, que puede cumplirse con un nivel de salida a línea lo suficientemente alto para suprimir la necesidad de compansores (compresor-expansor) en cada canal. El concepto del sistema básico, no presupone el empleo de compansores, aunque en algunas aplicaciones, particularmente en los canales de más alta frecuencia pueden ser necesarios. De este modo el compansor, puede ponerse a voluntad del cliente. La omisión del compansor no aumentará la complejidad del filtro, hasta un grado significativo, puesto que el problema más importante del filtrado es la eliminación en el receptor, de la portadora del canal adyacente.

3.2 Filtros y plan de frecuencias

De la tabla 1 se sacan argumentos en favor de la separación de 8 KHz. para los canales. Con esta separación, puede obtenerse una ayuda significativa de los filtros en las bandas de audio de los moduladores y detectores, puesto que la separación entre portadoras, es más de dos veces el ancho de banda de audio.

El mejor compromiso contra la interferencia con los sistemas de portadoras principales de la línea, es una serie de portadoras relacionadas armonicamente sobre la base de 8 KHz, aunque no hay ninguna disposición ideal para esta consideración. Varias causas motivan la elección de simple banda lateral, entre las que podemos indicar, filtros más sencillos, mejor ejecución contra los ruidos y el sistema de señalización propuesto, aunque esta decisión exige el desarrollo de un detector de alta calidad con ley del cuadrado. La figura 1 muestra los dos planes de frecuencia para el sistema a) "escalonadas" y b) "agrupadas". Son posible otras disposiciones, supo-

niendo que se cumple la regla de que los canales adyacentes, se transmiten en la misma dirección o también que pertenezcan al mismo circuito de tráfico.

A causa de la posible diferencia de nivel de 35 db. entre las bandas laterales transmitida y recibida, las exigencias respecto a la intermodulación de los filtros de transmisión y recepción de los terminales de enlaces comunes, son necesariamente más elevadas, en particular los productos del tipo $2\,f_c\pm f_v$ (f_c es la frecuencia portadora y f_v la de voz). El tipo necesario se escogió con núcleos de alto grado, siendo los correspondientes a los enlaces de línea, ferritas de baja permeabilidad de 35 mm.

3.3 Niveles de transmisión

En un modulador de simple banda lateral el 100 % de modulación ocurre cuando el vector de frecuencia lateral tiene la misma magnitud que el vector de portadora. En alguna literatura se considera ésto como el 200 %, pero puesto que las especificaciones del cliente se formulan sin considerar el sistema de modulación, es mejor identificarlo como el 100 % con modulación de pico.

Puesto que en los filtros del sistema, se realizan varias formas de discriminación en favor de la banda lateral y contra la portadora, esta profundidad máxima de modulación debe ser la condición que prevalezca en la entrada del detector bajo condiciones de carga de pico del canal. Si se cumple ésto, entonces las condiciones a la salida del modulador representan un nivel de modulación más bajo. El nivel relativo de pruebas del canal se estableció en 7,5 db. por debajo del nivel de pico de modulación en el detector. La tabla 2 muestra los niveles relativos de portadora y banda lateral en puntos importantes del camino de transmisión, con el correspondiente porcentaje de profundidad de modulación.

Para evitar la sobrecarga del detector, el modulador no debe utilizarse como limitador, sino que un par de diodos de silicio conectados en inversión se emplean en la entrada del canal, antes del filtro de paso bajo. La carga del pico del amplificador de transmisión resulta de la suma de 9 dbm. de la portadora y dos bandas latera-

Tabla 2

	į		Niveles r	elativos		
	t .	amplificador misor	Lín	ea	Entrada d	el detector
	Nivel	Profundidad de modulación	Nivel	Profundidad de modulación	Nivel	Profundidad de modulación
Portadora Pico de banda lateral Nivel relativo de pruebas	+ 9 dbm. + 5,5 dbm. - 2 dbm.	 68 % 28 %	+ 7 dbm. + 4,5 dbm. - 3 dbm.	 75 % 32 %	0 db. 0 db. - 7,5 db.	100 % 42 %

les de +5.5 dbm., principalmente +16.4 dbm. Sin embargo se ha encontrado conveniente reducir algo esta carga, sacando parte de la selección de banda lateral antes del amplificador.

3.4 Regulación de ganancia

El objetivo de \pm 6 db. de regulación de ganancia de recepción se realiza por medio de un atenuador controlado por termistor, estando el detector de regulación sometido a la señal completa del canal, principalmente portadora más banda lateral.

Utilizando para esta función un circuito detector principal, ocurrirían cambios muy pequeños de la ganancia por fluctuaciones de la banda lateral, pero éstos se suavizan por la larga constante de tiempo del termistor.

3.5 Compansor

El sistema está proyectado para trabajar en rutas de baja calidad sin necesidad de hacer en la línea algún pequeño tratamiento con respecto a las transposiciones para la reducción de la diafonía en extremo distante. El sistema puede trabajar también sobre pares en paralelo con sistemas principales de enlaces. Puesto que estos pares no tendrán en general, aplicadas transposiciones del mismo tipo que los pares principales de los enlaces, se han diseñado los niveles de transmisión del sistema acumulativo, de tal modo que no degraden los sistemas principales. Por consiguiente, lo más probable es que este nuevo sistema puede degradarse por los principales. Resulta entonces que en algunas aplicaciones sería conveniente el empleo de compansores.

La adopción universal de un compansor podría conducir a una simplificación marginal de alguno de los filtros, pero como se ha mencionado anteriormente, en algunas aplicaciones, como ocurre particularmente en los canales de baja frecuencia donde podría evitarse un compansor, se justificaría la aceptación de esta pequeña complejidad adicional. El compansor adoptado para el sistema tiene una relación de compresión de 2 á 1 y es del tipo silábico. Esto da una mejora respecto a los ruidos de 20 db.

3.6 Señalización

El sistema antiguo empleaba supresión de portadora como medio de señalización. No podía pasarse información de señalización durante la conversación. Eran atrac-

tivos los métodos de variación de la portadora, pero con objeto de evitar en el discriminador tolerancias muy pequeñas, el cambio de la portadora tendría que ser del orden del 1 % que a 160 KHz. sería excesivo, respecto a la degradación que sufriría el canal.

Se ha tomado finalmente la disposición de cambiar la portadora, de tal modo, que se transmita durante la señalización la banda superior, en lugar de la banda inferior, es decir, un cambio en la portadora de 4 KHz. Esto simplifica el diseño del discriminador y no ocasiona ninguna variación en el canal que puede emplearse lo mismo con señalización o sin ella, es decir, puede usarse una condición de supervisión.

3.7 Planta de línea

La diferencia fundamental entre un sistema acumulativo y un sistema principal, es que la terminación de línea del primero está limitada a las frecuencias de transmisión y recepción correspondientes a los canales que están en uso. Esta propiedad es la que permite que se agreguen posteriormente más canales, pero tiene la desventaja de dejar la línea en circuito para las frecuencias de los canales no utilizados en el punto de terminación. De ésto resulta una gran variación de impedancia, oscilando para estas bandas de frecuencia sin terminación, a lo largo de la línea desde el terminal. Para evitar ésto idealmente, sería necesario una gran cantidad de redes complementarias especialmente construídas, o alternativamente, utilizar un equipo común separador, que consumiría potencia. Un sistema práctico, tiene que aceptar una solución de compromiso en su método de terminación.

Podría mencionarse, que esta variación de impedancias no tendría consecuencias más que en el caso de que fuera aplicada la banda de frecuencias correspondiente, en alguna parte intermedia de la ruta. Del mismo modo, se pueden producir irregularidades de impedancia por una ramificación en la ruta principal.

Un circuito práctico trabajará siempre sobre una línea cuyo circuito físico es necesario para el servicio normal y terminará normalmente en un cuadro conmutador. La terminación física variará ampliamente con el tiempo según que el circuito está utilizado o nó, o en paralelo con varios teléfonos, como ocurriría en el caso de servicio de noche no atendido. Por tanto, ésto hace que los filtros de línea sean inevitables, aún cuando los circuitos de portadoras puedan alejarse en frecuencia de la banda

audio del circuito físico. Los canales acumulativos pueden también aplicarse encima de la banda de los circuitos de enlace con sistemas de 3 canales. Los tipos de filtros de línea que para cumplir los distintos casos de terminal se han desarrollado son los siguientes:

- a) un filtro de línea de simulación de impedancia, relativamente sencillo, que puede utilizarse si el canal de 4—8 KHz. no se emplea,
- b) un filtro de línea más complejo, para ser usado con el canal de 4—8 KHz.
- c) un filtro para combinar los canales acumulativos que emplean frecuencias de 40 KHz. y superiores, por encima de un sistema de 3 canales cuya frecuencia superior en línea es de 31.110 KHz.

Todos estos filtros se diseñaron para conectarse directamente en una línea aérea sin transformador de línea y tenían un margen apropiado. El lado de cuadro del filtro de paso alto se suministra con aislamiento de línea para proteger los canales acumulativos.

Se han diseñado autotransformadores de los tipos de poste y de central, para acoplamiento de los tipos normales de cables de entrada, la versión de poste tiene disposición para corrección de reactancia a las frecuencias bajas.

Para aplicar o sacar canales en puntos intermedios de la línea, es necesario poner en los extremos de la misma una terminación de compromiso, que dependerá de la distancia desde el extremo de la línea al punto donde se sacan los canales. En el punto común de los filtros de banda de canal, se dispone una combinación adecuada de resistencias en serie y en derivación, que pueden aplicarse para suavizar cualquier irregularidad

grande de impedancias. El canal derivado en un punto intermedio se conecta a la línea a través de un transformador de 300 ohmios que tiene en derivación una pérdida despreciable, fuera de la banda de frecuencias de su terminación. Sin embargo, debe señalarse que este método es aplicable solamente si es pequeña la longitud del ramal conectado a la ruta principal (inferior a ¹/₈ de la longitud de onda del canal de frecuencia superior); si es inevitable poner un ramal largo, es necesario emplear una terminación de compromiso al final del ramal, lo que significa tratarlo igual que la ruta principal, aunque hay otros modos más complicados de tratar este problema.

Finalmente, los filtros de línea se complementan con un filtro especial de 6 terminales, que permiten el acceso a los circuitos físicos en un punto intermedio, con esta planta de línea pueden efectuarse una gran cantidad de aplicaciones del sistema.

4. Descripción del circuito

4.1 Bloque esquemático

La figura 2 muestra el bloque esquemático de las tarjetas terminales. Se emplean tarjetas separadas para transmisión y recepción, que están dispuestas así para permitir cambios de acuerdo con las necesidades del sistema. En estas dos tarjetas están dispuestas, la terminación de cuatro a dos hilos y la unidad de llamada. Conexiones a cuatro hilos se llevan a los terminales de la tarjeta para permitir la inclusión del compansor.

4.2 Transmisión

A la salida del atenuador, variable por medio de ponteados, un simple limitador de diodo evita que los picos

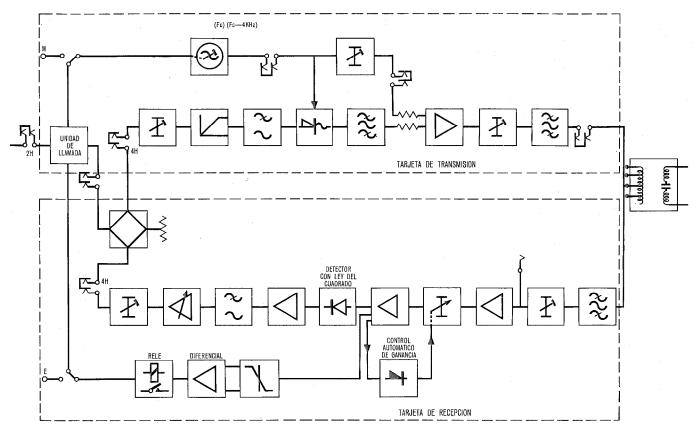


Fig. 2 Esquemático simplificado de las tarjetas terminales.

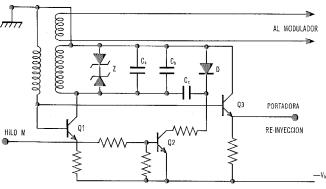


Fig. 3 Circuito simplificado del oscilador.

de señal sobrecarguen al modulador que sigue. El proyecto del filtro de paso bajo, es tal, que corta a 3,4 KHz. y desarrolla además del proceso de separación del canal, una parte importante de ayuda a la señalización. El modulador es la realización de transistor simétrico del circuito de Cowan y suprime la portadora del oscilador contenido en la misma unidad. La banda no deseada, principalmente la superior durante los períodos sin señalización, son ampliamente rechazados por el filtro de eliminación de banda lateral, que precede al amplificador transmisor de impedancia cero. En este punto vuelve a inyectarse la portadora a un nivel regulable convenientemente. El amplificador es clase AB en "push-pull" sin transformador, con un margen de sobrecarga mayor de 8 dbm0. La obtención de una buena característica de atenuación frecuencia en un sistema de simple banda lateral depende de la supresión efectiva de la otra banda no necesaria. Distribuyendo la función de limitación de la banda del canal entre dos filtros colocados a la entrada y salida del amplificador, se facilita que los requerimientos del sistema, de 100 dbm0 en la producción de intermodulación se realicen de una forma muy económica, puesto que permite la realización de los filtros con núcleos de menor volumen y al mismo tiempo separa del amplificador parte de la carga de la banda lateral no necesaria. Se disponen atenuadores a la salida del amplificador con el propósito de coordinación de niveles de línea.

Se realiza la señalización variando la portadora en la mitad de la separación de portadoras de canal, o sea 4 KHz. Esto invierte la banda lateral transmitida de la inferior a la superior. La condición de entrada de señalización, se realiza dando tierra al hilo "M" lo que modifica el circuito tanque del oscilador como se muestra en la figura 3.

Tabla 3

4.3 Recepción

La banda de frecuencias apropiada se selecciona por el filtro de recepción del canal, el cual, aún cuando tiene un nivel de recepción bajo, encuentra señales altas transmitidas en el propio terminal. Por lo tanto es importante la elección de los núcleos de las bobinas en el filtro de recepción para conseguir los márgenes necesarios respecto a la diafonía y la intermodulación. Sin embargo, el tamaño de los núcleos se reduce progresivamente a partir de los terminales de línea. Están dispuestos atenuadores para coordinación de niveles antes del amplificador de recepción convencional, el cual, está seguido por un atenuador variable controlado por un termistor. Otro amplificador posterior proporciona tres salidas, una de las cuales es rectificada y su valor medio pasado a un termistor. Otra salida del amplificador separador, se toma para que el detector de ley del cuadrado, recupere la señal. Un amplificador de ganancia fija, filtro de paso bajo, amplificador de ganancia variable y atenuadores completan la via de recepción. La tercera salida del amplificador separador proporciona la entrada al discriminador de señalización que activa un relé "reed" encapsulado, a través de un amplificador diferencial.

La previsión normal para llamada y terminación que es opcional es: 17 Hz. para llamada sobre dos hilos; bucles de corriente continua, tierras en los hilos E y M.

Están previstos contactos de arranque del generador de 17 Hz. que pueden colocarse con el equipo de canal.

5. Realización

5.1 Estabilidad de frecuencia

Una de las primeras investigaciones realizadas en el diseño fué determinar la estabilidad de frecuencias que podía lograrse con componentes convencionales. En la figura 3 se muestra el circuito del oscilador desarrollado finalmente, en el que se han omitido los detalles de polarización y acoplamiento.

El circuito de la figura 3 utilizado en la banda de frecuencias de 4 á 160 KHz. necesita tres clases distintas de núcleos de bobina. Puesto que los coeficientes de temperatura de las tres clases son diferentes, los tipos de condensadores $\rm C_a$ y $\rm C_b$ tenían que escogerse de tal modo que diesen un cambio nominal de frecuencia cero, para un margen de temperaturas entre 0° y 50 °C.

La tabla 3 muestra la dispersión por la temperatura de los componentes de los tres circuitos tanques, su relación en la cantidad y el total. Los condensadores $C_{\rm a}$ y $C_{\rm b}$

Tipo de bobina	Banda de frecuencias en KHz.		Coeficiente de temperatura en ppm/°C				
		Bobina	Ca	Сь	Total		
A	448	+ 160 ± 160	- 150 ± 90	+ 30 ± 30	+ 10 ± 250	1/0	
В	52/100	+ 60 ± 60	- 150 ± 90	+ 30 ± 30	0 ± 120	1/1	
С	104—160	+ 30 ± 30	- 150 ± 90	+ 30 ± 30	0 ± 80	1/2	

son respectivamente de poliestireno y de mica respectivamente.

Todos los osciladores se ajustaron a la temperatura media, fundamentalmente $+25\,^{\circ}\mathrm{C}$ y para una variación de $\pm\,25\,^{\circ}\mathrm{C}$; en el peor de los casos la variación de frecuencia era de $\pm\,160\,\mathrm{Hz}$. Pruebas sobre 10 osciladores diferentes en este margen y con una humedad relativa entre 10 y 90 % comprobaron que la dispersión de frecuencia estaba dentro de lo que se esperaba. Los cambios en frecuencia debidos al cambio del voltaje del suministro son en comparación menores, en el peor de los casos 25 Hz. para 5 voltios de variación sobre un valor nominal de 20 vatios.

5.2 Detector de ley del cuadrado

Si se utiliza un detector lineal en un sistema de simple banda lateral con portadora transmitida, resulta una distorsión inaceptable a menos que la relación de portadora a banda lateral sea alta. Una buena realización con respecto a los armónicos en este sistema, exige el desarrollo de un detector con ley del cuadrado.

Un diodo de germanio normal de punto de contacto, da una característica corriente/voltaje según la ley del cuadrado para pequeñas señales pero es demasiado sensible a las variaciones de temperatura. Se decidió por tanto utilizar diodos planar de silicio, en un circuito con características adecuadamente modificadas. El diodo de silicio empleado solo, no es conveniente debido a su alta caida de voltaje directo y una característica corriente/voltaje que se acerca a la ley de la potencia cuarta.

En el circuito adoptado, que se muestra en la figura 4 se usa la polarización directa para reducir V_f y se modifica la ley de potencia, introduciendo una resistencia en serie. El diodo D_2 en unión del divisor de potencial formado por R_1 y R_2 sirven para reducir a cero el voltaje V_f y puesto que D_2 tiene el mismo coeficiente de temperatura que D_1 éste se mantiene en todo el margen de variación de temperatura. Las resistencias R_1 y R_2 en paralelo constituyen la resistencia en serie con D_1 para modificar esta característica. En la práctica el valor óptimo se establece ajustando R_{1a} y midiendo el segundo armónico de una señal de prueba. Las tablas 4 y 5 muestran las características de este detector.

Tabla 4 – Característica de armónicos con la profundidad modulación

Nivel de portadora	0	0	0	0 dbm.
Nivel de banda lateral	– 17	- 7	– 3	0 dbm.
Profundidad de modulación	14 %	45 %	71 %	100 %
Contenido del 2º, armónico*	60	48	43	33 db.
Contenido del 3er armónico*	60	39	31	26 db.

Tabla 5 - Característica de armónicos con la temperatura (con 45 % de profundidad de modulación)

Temperatura en grado C	- 5	10	24	50	55
Contenido del 2º. armónico*	44	47	49	49	48 db.
Contenido del 3 ^{er} armónico*	39	39	40	40	40 db.

^{*} Salida demodulada del fundamental de referencia.

Para mantener constante el suministro de voltaje al detector con los cambios de temperatura, se emplea un

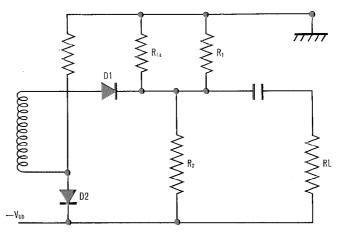


Fig. 4 Circuito del detector.

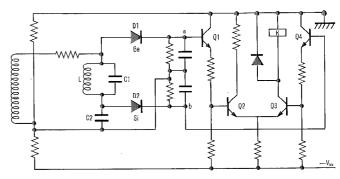


Fig. 5 Circuito del receptor de señalización.

diodo zener a 5,1 V., con un coeficiente nominal de temperatura cero, originando la tension $V_{\rm hh}$.

5.3 Discriminador y circuito de señalización

En la figura 5 se representa un esquemático del receptor de señalización con discriminador. La red compuesta por L, C_1 y C_2 está dispuesta para tener una polaridad a la frecuencia portadora normal " f_1 ", y cero a la frecuencia portadora correspondiente a la condición de señalización " f_1 —4", con f_1 transmitido, el punto "a" es más positivo y con f_1 —4 es más positivo el punto "b". En esta última condición funciona el relé R. En ausencia de señal, el relé R se mantiene en reposo por la disparidad en la caida de voltaje directo entre los diodos de germanio y de silicio.

El receptor de señalización se protege por si mismo contra la operación por la voz, tanto en la posición de operación como de reposo, puesto que la energía de la palabra está siempre concentrada cerca de la portadora y así ayuda a la portadora.

En la tabla 6 se muestra la variación típica de la distorsión de señalización para señales de 30 baudios.

No se incorpora ningún ajuste en el receptor de señalización por no ser necesario.

Tabla 6

Pérdida en línea	Nominal	Nominal + 10 db.	Nominel – 10 db.	
Distorsión en milisegundos	- 1,5	-1,0	- 2,0	

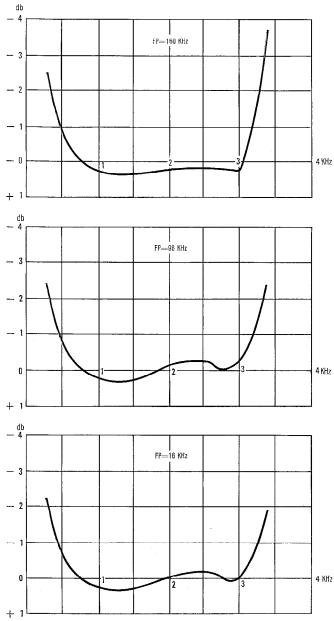


Fig. 6 Características de atenuación-frecuencia (terminal a terminal).

5.4 Sistema de control automático de ganancia (CAG)

La señal del canal se alimenta por medio de una alta resistencia a un puente de diodos que forma un circuito rectificador de valor medio, cuya salida se compara por medio de un diodo zener de referencia.

Se ha escogido el valor medio en la detección de la señal para esta función, porque resulta de ello un menor cambio en el nivel regulado, debido a la palabra superpuesta a la portadora del canal, evitando de este modo filtrar la portadora. Debe notarse sin embargo, que puesto que la señal del canal se recupera finalmente con un detector con ley del cuadrado, la salida demodulada sufre una duplicación en el cambio de nivel por la inexactitud residual del sistema de control de ganancia. La constante de tiempo relativamente larga del sistema CAG controlado por termistor evita las variaciones relativas silábicas.

		1		
Canal 7 Transmisor	Canal 3 Transmisor			
Canal 7 Receptor	Canal 3 Receptor	Alimentación		
Compansores 7 y 8	Compansores 3 y 4			
Canal 8 Transmisor	Canal 4 Transmisor	Fusibles Timbre 17 Hz. Canal 1 Transmisor		
Canal 8 Receptor	Canal 4 Receptor			
Canal 9	Canal 5			
Transmisor Canal 9	Transmisor Canal 5	Canal 1 Receptor Compansores 1 y 2 Canal 2 Transmisor Canal 2		
Receptor	Receptor			
Compansores 9 y 10	Compansores 5 y 6			
Canal 10 Transmisor	Canal 6 Transmisor			
Canal 10 Receptor	Canal 6 Receptor	Receptor Filtro de línea		
Espacio libre	Tieceptor			
	Espacio libre	Filtro de línea		
		Transformadores		

Fig. 7 Disposición del terminal.

El margen del control es \pm 6 db. para un valor medio de las pérdidas en línea de 29 db. El error residual que resulta de un cambio de 6 db. es de 0,6 db. después de la duplicación con la ley del cuadrado del detector.

5.5 Características totales

En la figura 6 pueden verse las características de atenuación frecuencia, obtenidas en una medida en bucle, para los canales de frecuencia inferior, media y superior. La diafonía entre canales es de 65 dbm0. y en un 90 % de combinaciones adyacentes es superior a 70 dbm0. La interferencia del canal adyacente cargado con un ruido blanco es mejor que 300 μ V. medidos sofometricamente con un nivel de referencia cero mientras que la diafonía en un canal entre la transmisión y la recepción es de $-45\,\mathrm{dbm0}$ en el caso peor. Todos los resultados se refieren a canales sin compansores.

6. Disposición mecánica

En la figura 7 puede verse la disposición del equipo en tres armazones con construcción en fondo, que acomodan 10 terminales de canal con suministro de fuerza, compansores (si son necesarios), filtros y bobinas de línea. En el primero que puede utilizarse separadamente se equipa el primer canal pudiéndose también montar el segundo. En la figura 8 puede verse una variación para poderse montar sobre la pared. Los dos armazones restantes equipan cada uno 4 terminales de canal.

Las tarjetas típicas de terminación y de recepción pueden verse en la figura 9.

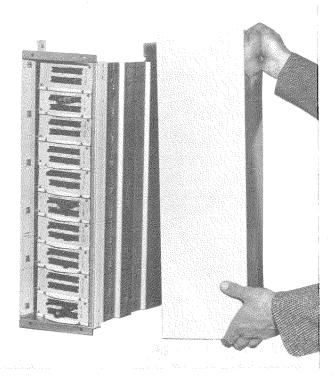


Fig. 8 Equipo (montado sobre la pared) para pequeñas estaciones.

7. Agradecimiento

Los autores desean expresar su agradecimiento a la ayuda e información proporcionada por sus compañeros en el departamento de ingeniería de STC (S. A.) (Pty) Limited y a la división de líneas de Standard Telephones & Cables de Londres.

Referencias

[1] R. C. Boyd, J. D. Howard Jr. & L. D. Pedersen: "A New Carrier System for Rural Service (PI Carrier)". B.S.T.J. Vol 36, Marzo 1957, No. 2, Pages

[2] N. J. Paola & R. B. McAinsh: "New Open Wire Carrier Telephone Sys-

[2] N. J. Paola & R. B. McAinsh: New Open Wire Carrier Telephone Systems in the frequency range up to 300 kilocycles per second". Transactions of the S.A.I.E.E., Vol. 55, Part 9, Septlembre 1964.
[3] M. E. Collier: "Transistor Carrier Multiplex Equipments". Part 2 — Deep Rack Construction (Mark 6 Multiplex). "Electrical Communication"

Vol. 40, No. 1, 1965, págs. 48—73. [4] C. F. Boyce: "Open Wire Carrier Telephone Transmission". MacDonald & Evans, Londres, 1962.

W. A. Brading, nació en Londres el 24 de Marzo de 1921. Ingresó en la división de transmisión de Standard Telephones & Cables, Londres en 1938, y más tarde recibió el grado B. Sc. en ingeniería eléctrica de la Universidad de Londres.

En 1958 se trasladó a Standard Telephones & Cables, Sudáfrica, donde es Director Técnico.

Mr. Brading es miembro de la Institution of Electrical En-

A. W. L. Mandy, nació en Wryburg, Sudáfrica, el 29 de Enero de 1934. En 1959 obtuvo el grado M. Sc. en ingeniería eléctrica en la Universidad de Wirwatersrand, Joanesburgo y poco después Ingresó en Standard Telephones and Cables, Sudáfrica. Durante cuatro años estuvo en la división de transmisión en Londres antes de volver como ingeniero de diseño a la compañía en Sudafrica, donde tiene el cargo de ingeniero jefe de desarrollo.

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

D. Seeger, nació en Cottbus, Alemania, el 5 de Agosto de 1937. En 1960 se graduó en ingeniería de comunicaciones en la Polytechnikum, Munich. Se incorporó a Standard Telephones and Cables, Sudáfrica, en 1962, donde dirige la sección de desarrollo de transmisión.

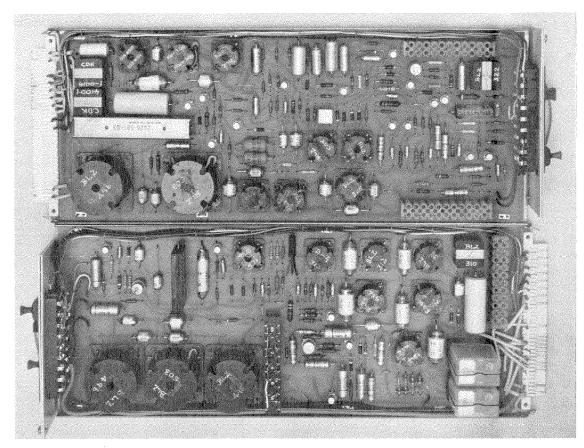


Fig. 9 Vista de las tarjetas de emisión (superior y de recepción (inferior).

Aspectos técnicos de la planificación de redes telefónicas

G. RAHMIG Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania

1. Consideraciones generales

Los aspectos técnicos de la planificación de redes que se van a discutir en este artículo, comprenden todas aquellas características de la vía de transmisión que pueden influir sobre la calidad de la transmisión en una comunicación completa abonado-abonado, constando dicha comunicación completa abonado-abonado de secciones de circuito locales, nacionales e internacionales. Las recomendaciones publicadas por el CCITT hasta ahora, se refieren principalmente a equivalentes de referencia y calidad de transmisión en líneas, sistemas de corrientes portadoras y radioenlaces (Libro Azul, Vol. III y V). Dado el gran incremento que se observa en el discado por los abonados sobre circuitos de larga distancia, parece conveniente el establecimiento de las consiguientes recomendaciones para cualquier equipo que pueda formar parte de una conexión completa abonado-abonado. Para ello hay dos razones importantes. En primer lugar, se necesita equipo adicional para poder llevar a cabo la conmutación automática. En segundo lugar, en la explotación automática deja de existir la posibilidad de control de la calidad de la transmisión mediante una operadora. Por ello se ha confiado al Grupo XI del CCITT la misión de elaborar una propuesta de recomendación que trate de las características técnicas de los puntos de conmutación automática internacional (cuestiones 4, 5 y 8 del grupo de estudio XI 1964/1968). El grupo autónomo especial del CCITT en su reunión de trabajo 1 (GAS-1), ha preparado además un manual de redes telefónicas nacionales para el servicio automático que se intenta sirva de ayuda a los países con rápido desarrollo telefónico, y el capítulo V de dicho manual trata concretamente de los mismos problemas de transmisión que se discuten en este artículo. El grupo autónomo especial del CCITT en su reunión de trabajo 2 (GAS-2), está preparando un manual análogo sobre redes locales y se espera que sea publicado tras la Asamblea Plenaria del CCITT que tendrá lugar en el mes de Septiembre de 1968.

El autor ha cooperado en este trabajo con el GAS-2 (los primeros ejemplares del importante capítulo V de este manual están disponibles por los documentos 45 y 51 del GAS-2, 1964/68). En la sección 2 de este artículo se trata de las distintas características que influyen en la calidad de transmisión de las redes telefónicas. En la sección 3 se trata de los problemas básicos que influyen en el proyecto de un plan de transmisión. Se considerarán las características de los sistemas de transmisión. En este artículo no se toman en consideración, la utilización de canales separados para señalización entre centros telefónicos. En este caso se evitaría la unión del equipo de señalización con el circuito de voz, lo que sería favorable con respecto a la distorsión de atenuación y ruidos. En particular la introducción de transmisión y conmutación por modulación codificada de impulsos, PCM, cambiará esencialmente las condiciones que aquí se exponen.

2. Características fundamentales

2.1 Atenuación y distorsión de atenuación

Al igual que en otras secciones de una comunicación telefónica, las pérdidas debidas al equipo de conmutación se miden como pérdida de inserción entre terminaciones de 600 ohms. Estas pérdidas pueden hacerse despreciables en los puntos de conmutación de tránsito de sistemas de transmisión de larga distancia con repetidores. Esto se consigue mediante ajustes adecuados de los atenuadores que se usan para regular los niveles en el sistema. Las pérdidas en los puntos de conmutación terminales a 2 hilos deben ser suficientemente bajas, por ejemplo 1 db. (0,1 Np) o menos. Sin embargo, los efectos de los puntos de conmutación terminales en las pérdidas totales de la comunicación completa no son tan grandes como el efecto acumulado producido por todos los puntos de conmutación de tránsito, de los cuales puede haber 10 en una cadena internacional de 12 circuitos.

Una cuestión muy importante es la distorsión de atenuación originada por el equipo de conmutación. El CCITT recomienda que la distorsión para una cadena internacional de 12 circuitos no debe ser mayor que la indicada por la curva quebrada que se muestra en la página 28 del Libro Azul, Vol. III. Según dicha recomendación, la distorsión que se permite, tomando como referencia la atenuación a 800 Hz, es:

8,7 db. (+1,0 Np) para las frecuencias comprendidas entre 300 y 3400 Hz.

4,3 db. (+0,5 Np) para las frecuencias comprendidas entre 400 y 3000 Hz.

2,2 db. (+0,25 Np) para las frecuencias comprendidas entre 600 y 2400 Hz.

Se admite asimismo una variación negativa de 2,2 db. (0,25 Np) en toda la banda de frecuencias vocales.

Hasta ahora, dicha curva quebrada se ha aplicado a sistemas de transmisión de larga distancia y en el caso de 10 secciones con amplificación, por ejemplo, el valor a aplicar a uno de los moduladores de canal sería 1/20 de los valores más arriba reseñados. Ahora bien, con la introducción de equipos de conmutación automáticos y, con ellos, de una nueva fuente de distorsión, parece conveniente el reducir dichas cifras. Este tema está siendo estudiado por los grupos de estudio del CCITT y las conclusiones a que se llegue se incorporarán oportunamente al mencionado borrador de recomendación del grupo de estudio XI. Parece ser que este grupo de estudio, al que se le confian los problemas sobre equipos de conmutación para circuitos internacionales, considera que la distorsión originada por un punto de conmutación de tránsito no debe ser mayor que $+ 0,5 \,\mathrm{db}$. (0,06 Np) de 300 á 400 Hz., + 0,3 db. (0,035 Np) de 400 á 3400 Hz. y - 0,2 db. (0,023 Np) entre 300 y 3400 Hz. La distorsión de atenuación del terminal de conmutación es menos importante, comparado con el efecto acumulativo producido por los centros de conmutación de tránsito, como se ha dicho anteriormente para la atenuación.

2.2 Equilibrio respecto a tierra

El desequilibrio respecto a tierra del equipo de conmutación tiene una influencia muy importante en el ruido de un sistema y en las posibilidades que tal sistema puede ofrecer para señalización. Dado el constante crecimiento de las redes de alta tensión y de la electrificación ferroviaria, los cables telefónicos están cada vez más expuestos a la inducción y a los efectos de corrientes de tierra.

Para señalización, el equipo de conmutación está puesto a tierra a través de resistencias que junto con la capacidad respecto a tierra de los dos conductores constituyen un circuito en puente. Si este puente no se encuentra equilibrado, cuando se induce desde el exterior un voltaje longitudinal en los conductores, aparece una diferencia de potencial entre los conductores del cable, que crece con el desequilibrio.

El grado de desequilibrio respecto a tierra de una parte del equipo se suele medir aplicando un voltaje entre el terminal de tierra del órgano y el punto medio de una resistencia de 600 ohms. equilibrada y conectada entre los terminales del equipo. En estas condiciones, el voltaje que se mide entre dichos terminales, con relación al voltaje aplicado, da en tanto por ciento el factor de desequilibrio del equipo considerado. El logaritmo de la inversa da el factor de desequilibrio en neperios o decibelios.

Un ejemplo ilustrará más claramente el efecto de la inducción causada por una instalación eléctrica, sobre el ruido en un circuito telefónico. Un rectificador exafásico de 50 Hz. puede inducir sobre los conductores de un cable una fuerza electromotriz de 45 voltios; el armónico correspondiente a los 300 Hz. puede tener un valor de un 1%, es decir, 450 mV. Suponiendo que se tiene un buen factor de desequilibrio, 0,5%, (46 db. ó 5,3 Np), el voltaje en el circuito sería 3 mV, lo cual corresponde a una fuerza electromotriz sofométrica de 1 mV, ya que el factor de ponderación a 300 Hz. es aproximadamente 3 (9,6 db. ó 1,1 Np), (Libro Rojo del CCITT, Vol. V, Recomendación pág. 53).

Como el CCITT considera que 1 mV es la máxima fuerza electromotriz sofométrica permisible, en el peor de los casos sobre una conexión internacional y además el Grupo de Estudio XI sugiere en el borrador de recomendación que el ruido en el punto de conmutación internacional debe ser menor de 350 μ V, resulta evidente, hasta qué punto la calidad de la transmisión depende del equilibrio respecto a tierra.

2.3 Diafonía

La diafonía que aparece en los equipos de conmutación se debe principalmente a desequilibrio de capacidad entre distintos circuitos. Puede ser diafonía ininteligible o inteligible.

La diafonía no inteligible hay que atribuirla a la operación de conmutación en los circuitos próximos. Este ruido ha de sumarse al ruido producido por otras causas para así calcular el ruido total en el sistema.

La diafonía inteligible se produce a causa de acoplamientos eléctricos entre dos circuitos de conversación. El nivel permisible para esta clase de diafonía viene determinado frecuentemente por la necesidad de mantener el secreto de las comunicaciones. Normalmente una inteligibilidad de sílabas del 3 % es suficiente para cumplir dicha condición. Esta proporción en las sílabas corresponde a una inteligibilidad de frases del 10 %. Este porcentaje en frases puede obtenerse en general siempre que la atenuación de diafonía sea superior a 78 db. (9 Np).

Las cifras especificadas dependen en cierto modo de las características de respuesta-frecuencia, y de ruido de un circuito expuesto a interferencia procedente de instalaciones de energía eléctrica. Debido a que el ruido reduce la inteligibilidad, la menor cantidad de ruidos puede llegar a tener un efecto beneficioso sobre el nivel tolerable de diafonía.

Al evaluar la diafonía se ha de tener también en cuenta los niveles medios de la conversación en el circuito perturbador y en el perturbado. Con niveles distintos, el nivel de diafonía puede resultar mejorado o empeorado, según los casos. Si la diafonía resulta notablemente empeorada, puede llegar a ser necesario disponer los circuitos en cables separados. Estas diferencias de nivel tienen lugar también en las líneas de abonado, ocasionadas por las diferentes sensibilidades de las cápsulas transmisoras y receptoras.

En el borrador de recomendación del grupo de estudio XI se especifica que la diafonía ha de ser de 80 db. (9,2 Np), por lo menos, en los centros de conmutación internacional. Ahora bien, dado el caracter hasta cierto punto aleatorio de la diafonía, se sugiere que dicha especificación se aplique solo al 98 % de los casos. En el manual para redes locales aparecerá un diagrama mostrando los márgenes de diafonía que se han de cumplir en las líneas de abonado, en función de las sensibilidades de las cápsulas transmisora y receptora.

2.4 Adaptación

Siempre que sea posible, la impedancia de entrada de un equipo telefónico debe de estar adaptada a la impedancia típica de 600 ohms. Cuando se hacen medidas en cualquier parte del equipo, es fundamental que las terminaciones tengan el valor de esta impedancia de referencia. Las desadaptaciones dan lugar a pérdidas por desadaptación y a efectos de interacción por reflexiones múltiples, (pérdidas por reflexión).

Las pérdidas por desadaptación se definen como la relación entre la potencia realmente transmitida y la máxima potencia que se podría transmitir. La diferencia entre ambas solo llega a ser importante cuando la desadaptación es muy grande y por ello en general solo tiene una importancia relativa. Para cálculos aproximados, las pérdidas por este efecto pueden tomarse como 0,6 db. (0,07 Np) cuando el factor de desadaptación es 2, o sea, cuando las terminaciones son 1200 o 300 ohms. en lugar de los 600 ohms. típicos.

Se producen efectos mucho más acusados a causa de las ondas reflejadas. En efecto, dichas reflexiones pueden afectar la estabilidad de un circuito a 4 hilos con repetidores, y además degradar la calidad de transmisión a causa de los ecos. En el siguiente apartado de este artí-

culo se expondrá como se pueden tener en cuenta estos efectos cuando se elabora un plan de transmisión. Por el momento, se puede mencionar a título de ejemplo que en el caso no crítico de un punto de commutación internacional a 4 hilos situado entre los terminales de entrada y salida de los amplificadores, no pueden penetrar en la línea ni las reflexiones ni los ecos. En este caso las pérdidas por reflexión, solamente con respecto a las pérdidas por desacoplo, consideradas como satisfactorias por el Grupo de Estudio XI son de 20 db. (2,3 Np) por lo menos.

2.5 Calidad respecto al ruido

Esta es una de las características más importantes entre las que afectan la calidad de transmisión. Existe una amplia gama de posibles fuentes de ruido. Ya se han mencionado la inducción procedente de instalaciones de energía eléctrica, los desequilibrios respecto a tierra y la diafonía no inteligible. Otras fuentes de ruido son:

- ondulación del suministro de corriente continua para alimentación del equipo de conmutación,
- contactos,
- proceso de señalización,
- murmullo de los amplificadores (ruido blanco).

El ruido producido por estas causas es casi siempre permanente y por tanto se puede medir con el sofómetro del CCITT. El sofómetro es simplemente un milivoltímetro a la entrada del cual se ha insertado una red de filtro en donde el ruido a medir es atenuado según la respuesta en frecuencia del oido humano y el receptor telefónico típico combinados. La constante de tiempo del aparato, que es alrededor de 200 milisegundos, simula la constante de tiempo del oido humano. El valor medido proporciona un voltaje de ruido ponderado.

Ahora bien, el sofómetro no puede ser utilizado para medir los chasquidos del tipo originado por alguna de las causas mencionadas anteriormente. Como se carece de un instrumento, adecuado para la realización de medidas objetivas, el grupo de estudio XI está estudiando la posibilidad del uso de un conjunto de cuatro contadores de chasquidos. Estos contadores registran todos los chasquidos de una duración determinada que excedan de –10, –20, –30 y –40 dbm0, respectivamente. De esta forma se puede obtener el número total de chasquidos y su distribución, que pueden indicar así su efecto perturbador en un circuito determinado. Además este método de medidas puede hacer posible estimar la influencia de los chasquidos en transmisión de datos.

Con relación al tema del ruido, es interesante añadir aquí algunas consideraciones generales acerca de los orígenes del ruido.

La inducción procedente de instalaciones de energía eléctrica tiene lugar principalmente en las líneas de abonado. Estas líneas constituyen la parte de la red telefónica menos desarrollada y también la que requiere una protección más costosa. Por regla general, las medidas de protección pueden aplicarse en el sistema perturbador o en el perturbado. Por ejemplo, puede mejorarse el factor de reducción del sistema perturbado por medio de un pantalleado magnético del cable. Otra solución es la inserción de transformadores separadores, para lo cual

se requiere la adopción de métodos de señalización por corriente alterna. En Alemania existe una comisión permanente, formada por expertos en telecomunicación y energía eléctrica, encargada de deducir qué medidas se deben tomar en cada caso concreto. Estas medidas se deciden de acuerdo con las condiciones particulares y concretas de cada caso.

La comisión se encarga también de distribuir los costes de tales medidas entre todas las partes interesadas.

El ruido originado por la diafonía no inteligible se puede reducir separando los circuitos de conversación de los de señalización. Se pueden usar también algunos métodos que compensen los desequilibrios de capacidad en los cables. Esto solo resulta justificado económicamente, sin embargo, en línas que cursan un alto tráfico.

La ondulación de la corriente usada para la alimentación del equipo de conmutación puede llegar a los conductores de un cable de comunicación no solo a través del puente de alimentación, sino también a través de otros caminos. Por lo tanto, estos posibles caminos deben presentar una alta impedancia a las corrientes de frecuencia vocal. Los relés o bobinas que hasta ahora se equipan cumplen muy bien esta condición. Si se pretende sustituir los relés o bobinas de los puentes de alimentación en instalaciones cuasi-electrónicas por resistencias, puede hacerse necesario imponer especificaciones más severas a la ondulación de la corriente de alimentación. Los puentes de alimentación hechos con relés dan una atenuación de ruido de alrededor de 20 db. (2,3 Np). Por lo tanto, para estar seguros de que el objetivo de ruido de 200 μ V. (límite normal en los conductores por el puente de alimentación) no se supera, hay que procurar que el ruido ponderado en el circuito de alimentación de energía no exceda de un valor de unos 2 mV, aproximadamente. Esta relación debe comprobarse en aquellos casos donde se pretenda usar otro tipo de puentes de alimentación.

Los ruidos de contacto se producen a causa de la modulación de corrientes continuas cuando pasan a través de contactos en los circuitos de audio frecuencia. El equipo más típico de este tipo de ruido es el ruido ocasionado por selectores. Tiene lugar una modulación cuando la resistencia de contacto fluctúa debido a influencias externas, como por ejemplo, vibraciones mecánicas. Las corrientes moduladas por esta causa son las corrientes de alimentación de abonados y las llamadas corrientes de "wetting". Estas últimas pueden llegar a valer varios miliamperios. Tales corrientes se usan a menudo para evitar que las resistencias de contacto lleguen a ser demasiado elevadas, con la consiguiente iniciación de desvanecimiento. Aunque se puede así llegar a eliminar este desvanecimiento, sin embargo subsisten las fluctuaciones de las resistencias de contacto. Cuando en el futuro se usen contactos encapsulados el desvanecimiento y el ruido procedente de los contactos podrán llegar a ser despreciables.

Además del ruido que se induce en un circuito por las corrientes de señalización que circulan por otros circuitos, existe también un ruido debido a las corrientes de señalización en el propio circuito. En los modernos sistemas se acostumbra a conectar el equipo de señali-

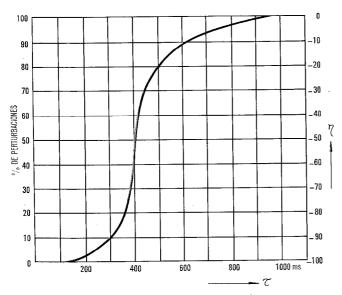


Fig. 1 Perturbación en la palabra por la demora. $y = \text{Eficacia de la voz} = \frac{\text{tiempo de conversación sin demora}}{\text{tiempo de conversación con demora}}$

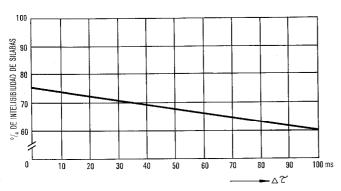


Fig. 2 Disminución de la inteligibilidad por la distorsión de fase (distorsión de demora $\Delta \tau$).

zación al circuito por medio de diodos, que están polarizados en sentido inverso. La resistencia inversa de estos contactos debe ser suficientemente alta para impedir la interferencia entre los circuitos de señalización y conversación.

Muchas veces se usa el mismo circuito para la transmisión de conversación y de señalización, puede haber, por ejemplo, impulsos de cómputo de 25 Hz, 16 KHz, o corriente continua. A medida que crecen las posibilidades y la extensión del servicio automático ofrecido al abonado, hay que suponer que el ritmo de los impulsos será más rápido y por consiguiente se producirá más ruido.

Cuando los intervalos entre los impulsos son mayores de 4 ó 5 segundos, se pueden tolerar chasquidos de un nivel relativamente alto. Con intervalos de sólo 0,5 segundos (es el caso de las comunicaciones entre Europa y USA, por ejemplo), los abonados llegan a encontrar muy molestos dichos chasquidos. Por otra parte estas conexiones tienen una tarifa muy elevada y es de mayor interés para el usuario una buena comunicación.

Los estudios realizados indican que el ruido producido por los impulsos de cómputo, de gran velocidad, no debe pasar de unos 300 μ V. Por tanto, este tipo de ruido debe ser tenido en cuenta en las primeras etapas de la ela-

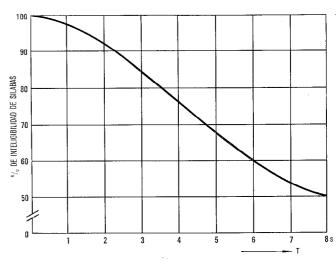


Fig. 3 Disminución de la inteligibilidad por el tiempo de reverberación T.

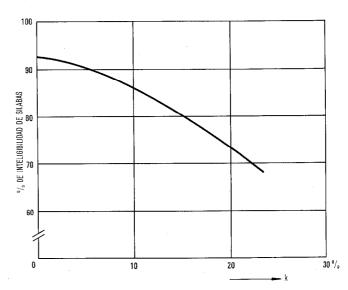


Fig. 4 Disminución de la inteligibilidad por el factor de distorsión ${\bf k}.$ (La disminución en el punto de ${\bf k}=0$ está producida por la remanente del aparato de medida.)

boración de un plan de transmisión, incluso en el caso de que se pueda suponer que en un principio el intervalo entre impulsos será relativamente largo. Las modificaciones que se necesitarían más tarde para compensar intervalos más cortos serían probablemente muy costosas.

El ruido blanco se produce generalmente en los amplificadores y rara vez aparece en el equipo de conmutación. Por esta razón no se tratará de él en este artículo. Sin embargo, este origen de ruido no puede ser ignorado. Es la suma de todos los ruidos producidos desde cualquier origen la que debe permanecer dentro de unos límites especificados. Dada la naturaleza aleatoria de la distribución en frecuencia y fase, estas corrientes de ruido han de sumarse usando la media cuadrática.

2.6 Distorsión no lineal y tiempo de propagación

Cada una de estas características puede afectar notablemente a la calidad de la transmisión. La distorsión no lineal reduce la inteligibilidad y puede interferir con la señalización en audiofrecuencia. El tiempo de propagación y la distorsión en el tiempo de propagación pue-

den Ilegar a perturbar a los abonados y a crear dificultades en la señalización en frecuencia vocal. La contribución del equipo de conmutación a estas distorsiones es generalmente despreciable cuando se la compara con la contribución a ellas del equipo de transmisión. Quizás en las futuras centrales electrónicas ya no pueda ser despreciada la contribución del equipo de conmutación a estas distorsiones. Para dar una impresión de estos efectos, en las figuras 1 á 4 se muestra la relación entre, demora, distorsión de demora, factor de distorsión e inteligibilidad.

3. Elaboración de planes de transmisión

3.1 Equivalentes de referencia

El equivalente de referencia representa una medida de la sonoridad de la señal recibida y es la base fundamental de cualquier plan de transmisión. Se define como la relación entre la sonoridad de la señal recibida en el sistema que se mide y la sonoridad que se obtiene a través de un sistema de referencia; puede expresarse en nepers (Np) o en decibelios (db.). Cuando el equivalente de referencia es positivo representa que la sonoridad a través del sistema que se mide es menor que a través del sistema de referencia. Si el valor del equivalente de referencia es negativo, la sonoridad a través del sistema que se mide es mayor que la obtenida mediante el sistema de referencia. El sistema de referencia del CCITT, denominado NOSFER (Nouveau Système Fondamental Européen de Reférence pour la transmission téléphonique), se encuentra en Ginebra. Hay dos equivalentes de referencia distintos que se aplican respectivamente al extremo emisor y receptor del sistema. El equivalente de referencia es la medida de sonoridad, que es el factor más importante de la inteligibilidad de una conexión tele-

Ha de especificarse el valor del equivalente de referencia de cada parte de una comunicación dentro de la red telefónica, de forma que el valor del equivalente de referencia total sea siempre aproximadamente el mismo para la mayor parte de las comunicaciones y para el resto de las comunicaciones pueda garantizarse un valor suficiente. La mejor inteligibilidad se consigue con un equivalente de referencia de 6 á 13 db. (0,7 á 1,5 Np). Estos valores corresponden al caso de dos personas sentadas frente a frente en una mesa y conversando entre sí. Cuando los valores son mayores o menores que los reseñados, la inteligibilidad es menor.

En la práctica los equivalentes de referencia varían con la longitud y tipo de circuito, equipos de conmutación, estructura de la red y aparatos de abonado. El fin último que se persigue con cualquier sistema es un compromiso entre lo técnicamente deseable y lo económicamente posible, siendo una condición fundamental la obtención de una calidad de transmisión satisfactoria en el mayor número posible de comunicaciones sin tener que recurrir a la supervisión por operadora. Cuando se hacen los planes de transmisión de un sistema nacional se han de considerar también sus posibles implicaciones en las comunicaciones internacionales. Por esta razón, el CCITT recomienda que el equivalente de referencia

en transmisión desde el abonado hasta el primer circuito internacional no exceda de 20,8 db. (2,4 Np) y que el equivalente de referencia de recepción entre los mismos puntos no supere los 12,2 db. (1,4 Np), (Libro Azul del CCITT, Vol. III, Recomendación G 101).

3.2 Estabilidad

Cuando llega el momento de repartir las pérdidas entre las distintas partes de la red telefónica resulta conveniente asignar pérdidas nulas a los circuitos de gran longitud con repetidores; de esta forma las pérdidas totales especificadas para la comunicación completa se pueden asignar a los extremos terminales de dicha comunicación. Desgraciadamente, este plan ideal no puede llevarse a cabo, ya que en un circuito de 4 hilos con repetidores hace falta siempre una cierta cantidad de pérdidas a fin de asegurarse de que la cadena de circuitos no oscilará, incluso en las peores condiciones. La pérdida a asignar a cada sección de transmisión depende del equipo de conmutación (ya se trate de centros de tránsito con conmutación a 2 ó a 4 hilos) y de las condiciones de funcionamiento de los circuitos, tales como fluctuaciones en las ganancias de los repetidores y de los tipos de terminaciones. Se pueden presentar dos casos:

3.2.1 Centros de conmutación en tránsito a 4 hilos

Dado que las recomendaciones del CCITT consideran que todas las líneas internacionales son líneas a 4 hilos con repetidores, se deduce que las líneas nacionales deben siempre terminar en un circuito a 4 hilos. (Ver Fig. 5). La estabilidad de este circuito depende no sólo de sus pérdidas y de las variaciones de la ganancia de los repetidores, sino también de las pérdidas en las bobinas híbridas de los dispositivos terminales. Si a la entrada a 2 hilos de los dispositivos de terminación hay que tener en cuenta la presencia de selectores a dos hilos, será necesario fijar las pérdidas del circuito de forma que se puedan cumplir las condiciones de estabilidad, que dependen de la pérdida mínima en los transformadores de terminación, 7 db. (0,8 Np) y de las variaciones con el tiempo de las pérdidas del circuito. Si, por otra parte, circuitos de extensión a dos hilos están conectados directamente a los equipos de terminación, mayores pérdidas en los transformadores híbridos a,, podrían obtenerse por la introducción de líneas artificiales de equilibrio ajustadas de acuerdo con las características del circuito a dos hilos. En este caso se tendría

$$2a_u - 2(s + \Delta s) \geqslant \Delta a$$
.

La pérdida mayor en las bobinas híbridas puede utilizarse para una mayor amplificación.

3.2.2 Centros de conmutación en tránsito a 2 hilos

En este caso, hay que considerar separadamente cada sección a 4 hilos, a efectos del canto, y las pérdidas del circuito se han de determinar de acuerdo con él. Para reducir el riesgo, se han de usar buenas redes de equilíbrio en todos los puntos de conmutación donde se hace la transformación de 4 á 2 hilos. Para asegurarse de que las pérdidas de todos los circuitos individuales son sufí-

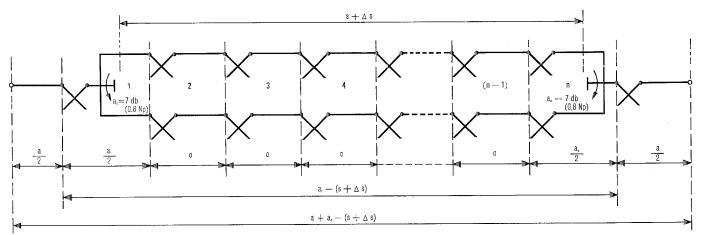


Fig. 5 Conmutación a 4 hilos de una conexión de larga distancia.

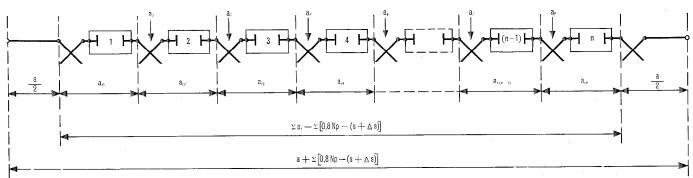


Fig. 6 Conmutación a 2 hilos de una conexión de larga distancia.

cientemente pequeñas se requieren coeficientes de reflexión inferiores al 2 %, que corresponden a una pérdida de retorno de más de 34 db. (3,9 Np). La evaluación de la estabilidad de cada circuito amplificado puede llevarse a cabo de la misma forma que se ilustra anteriormente para el caso de un solo circuito con amplificación en una conexión de tránsito a 4 hilos.

3.3 Ecos

En un circuito telefónico las corrientes de conversación pueden ser reflejadas en los puntos de discontinuidad, tales como puntos de conmutación, terminaciones y conexiones entre circuitos de cable no adaptados. Las corrientes reflejadas se manifiestan como eco para el abonado que habla y como reverberación para el que escucha. El efecto sobre dichos abonados depende del tiempo de propagación y de la atenuación de la conexión. Cuanto mayor es el intervalo entre la llegada de la señal y su reverberación o del envio de la señal y la llegada de su eco, mayor es la sensación molesta que se causa en los abonados, a no ser que dichos eco o reverberación hayan sido tan atenuados que resulten imperceptibles. En redes muy extensas puede llegar a necesitarse, debido a los largos tiempos de propagación, una atenuación en cada sección del circuito, superior a la necesaria para conseguir estabilidad. Otra forma de reducir los efectos de estos fenómenos es la introducción de supresores de eco. Estos aparatos se actuan por la señal de propagación en un sentido de transmisión, impidiendo que mientras tanto pueda haber transmisión en sentido opuesto. Sin embargo, el uso de supresores de eco es limitado, debido a que puedan perturbar el intercambio de conversación entre los abonados y también a la señalización en audiofrecuencia.

4. Resumen

Se ha pasado revista a las características más notables que influyen sobre la calidad de la transmisión en comunicaciones a gran distancia. Muchas administraciones poseen va sus propias especificaciones detalladas sobre el comportamiento de los circuitos dentro de su territorio nacional. El CCITT está preparando recomendaciones para aplicación general. En el presente artículo no se ha pretendido en ningún momento dar los límites tolerables, ya que éstos serán dados por el CCITT, sino que se ha ilustrado mediante una serie de ejemplos la forma en que cada una de las características individuales afecta a la calidad de transmisión total y también hasta que punto estas características son o nó importantes dentro del campo de las técnicas de conmutación. Con los planes de extender la comunicación automática de abonado-abonado fuera de los límites nacionales, este aspecto va adquiriendo mayor importancia. Aunque en el futuro la red telefónica mundial se usará principalmente para la transmisión de voz humana, una parte de ella se usará también para transmisión de datos. Las características discutidas son también de importancia en este último caso.

Por lo que se refiere a la planificación de transmisión de una red, en el artículo se han mencionado únicamente los requisitos básicos. Estos planes de transmisión deben

Planificación de redes telefónicas

tener en cuenta no solo las características técnicas, sino también otros factores de índole local, tales como densidad de tráfico y otros. Este tema se ha tratado en otro artículo [1] en donde se han examinado las posibles formas que pueden darse a una red de transmisión. Un ejemplo concreto de un plan de transmisión nacional basado en dicho artículo puede encontrarse en la referen-

Por último, el CCITT ha publicado en el Libro Azul [3] un nuevo plan de transmisión a escala mundial. Dicho plan habrá de servir como estructura básica a la cual se deberán ajustar los sistemas nacionales.

Referencias

[1] G. Rahmig: Einige Betrachtungen zum Dämpfungsplan von Fernsprechnetzen, Der Ing. der DBP 13 (1964) 1, págs. 18—22. [2] G. Flahmig: Dämpfungsplanung für ein Fernwahlnetz, SEL-Nachrichten 10 (1962) 4, págs. 187—193.

[3] CCITT: Libro Azul, Vol. III, Parte I, Recomendación G. 101, Nuevo Plan de Transmisión.

G. A. W. Rahmig, nació en Erfurt, Alemania, el 8 de Febrero de 1928. En 1955 recibió el grado Dipl.-Ing. en telecomunicaciones de la Technische Hochschule en Stuttgart.

Ingresó en Standard Elektrik Lorenz en 1946 trabajando como técnico durante sus estudios. Fué asignado al desarrollo de ingeniería de nuevos aparatos de abonado. Ahora es jefe en el laboratorio de transmisión para audio-frecuencia.

In Memoriam

VIKTOR KUHL

Viktor Kühl, miembro del consejo de dirección de Standard Elektrik Lorenz AG y Director General de su división de componentes, falleció el 23 de Enero de 1968 a la edad de 60 años.

Nació en Nowawes cerca de Potsdam, Alemania, el 22 de Noviembre de 1907. En 1935 se graduó como Diplom-Ingenieur en la Technische Hochschule de Berlín. En 1936 se incorporó a la Compañía Mix & Genest de Berlín, predecesora de SEL. Después de la guerra fué nombrado Director técnico de la planta de Stuttgart. En 1950 fué Director de la planta de Mix & Genest en Berlín. Desde 1956 fué Director General de la división de componentes de Nuremberg, que creció bajo su dirección, hasta obtener su actual importancia. En 1964 Viktor Kühl fué nombrado miembro del consejo de dirección de SEL.

Nuevos libros

Sistema de barras cruzadas en telefonía automática. — I Pentaconta

Messrs. R. Légaré y A. Delbouys, ingenieros jefes de telecomunicaciones, han escrito este libro que es parte de la serie "cursos profesionales de los PTT".

Mr. André Blanchard, director de ingeniería para telecomunicaciones, ha contribuído con el prefacio.

Comprende los capítulos siguientes:

- Introducción (breve historia de la telefonía automática),
- Equipo,
- Unidad de selección,
- Centrales automáticas,
- Circuitos de conmutación standard.
- Preselección,
- Selección de grupo,
- Selección de líneas,
- Registrador,
- Acoplador de preselección,
- Acoplador de selección,
- Traductor,
- Puente de alimentación,
- Código de multifrecuencia SOCOTEL.

El libro con formato de 16×25 cm., comprende 172 páginas, 77 figuras y 11 más dobladas que incluyen muchos diagramas de circuitos. Puede obtenerse de "Editions Eyrolles", París, al precio de 39 francos.

El ordenador y la descentralización de decisiones

Mr. Max Rouquerol, graduado de la "Ecole Polytechnique" y Director del "Centre Français de Recherche Opérationnelle" ha escrito este libro.

La introducción de un computador en una empresa para aplicaciones de dirección, modifica las estructuras en todos los niveles. Este problema se subestima corrientemente y se interpreta en forma inadecuada, lo que puede conducir a importantes fracasos. En conjunto el ordenador no es solamente un instrumento en manos de los técnicos, que suministran información a la Dirección, que necesita solamente interpretarla sin cambiar ni una jota en sus métodos y posición de trabajo. Los ordenadores son sobre todo un problema para la Dirección.

El autor proporciona un análisis sencillo pero detallado de estos problemas en nueve capítulos con los siguientes encabezamientos:

- I El éxito de los computadores.
- II La era de los computadores.
- III Los computadores y las personas.
- IV Los computadores y la empresa.
- V Consecuencias directas de la mecanización.
- VI Los computadores y la interdependencia entre
 - departamentos.
- VII Concordancia de las decisiones.
- VIII Participación en la adopción de decisiones.
- IX Los computadores y la Dirección.

Este libro que se ha publicado este año, consta de 156 páginas de 16×24 y puede solicitarse de "l'Entreprise Moderne d'Edition", 4, rue Cambon, París (1er) al precio de 34,50 FF.

Los teléfonos en el mundo el 1 de Enero 1967*

El número de teléfonos en el mundo continuó su rápido crecimiento en 1966 con un aumento de 13,4 millones. Esto representa una ganancia del 6,9 % y alcanza la cantidad total de 208,5 millones de teléfonos a principios de 1967, que es dos veces el número de ellos en servicio hace solamente once años.

El volumen de llamadas transocéanicas también continúa su rápido aumento. Durante el año 1966 las llamadas entre los Estados Unidos y localidades al otro lado del mar totalizaron 9,9 millones, que es más del 22 % sobre el año precedente. La capacidad de cables submarinos está siendo incrementada para manejar las demandas crecientes del tráfico. El primer cable submarino transistorizado — capaz de conducir 720 conversaciones simultáneas — está programado para colocarse entre el territorio de los Estados Unidos y las Islas Vírgenes a mediados de 1968. Entre las Islas Vírgenes y la República Dominicana, otro cable con capacidad para 144 circuitos de conversación, que será enlazado con el de Estados Unidos, Islas Vírgenes. Esto contrasta con la capacidad del primer cable transatlántico colocado en 1956, que solamente podía conducir 36 conversaciones simultáneas y que con la mejora del equipo terminal facilita ahora solamente 48 conversaciones.

Se ha propuesto un quinto cable transatlántico, desde Estados Unidos a la Península Ibérica. Este cable también transistorizado, con capacidad para 720 conversaciones, hará posible aumentar el volumen de servicio con la más alta calidad, a muchos puntos del Oriente Medio y Africa.

Además de las redes de cables submarinos, se utilizan ahora, más de 230 circuitos de satélite para proporcionar servicio telefónico entre los Estados Unidos y lugares al otro lado del Océano. El uso de cantidades crecientes de circuitos de satélites a través del Atlántico y Pacífico, se han proyectado a medida que continua creciendo el número de llamadas.

Hoy, un abonado telefónico en los Estados Unidos, puede alcanzar más del 96 % de los teléfonos del mundo. En 1967, se establecieron las conexiones con Brunei, Islas Cayman, Greenland, Qatar y Sahara Español. La llamada automática por discado del operador se ha extendido a Noruega, España, Suecia, Hong-Kong, Malasia, Filipinas y Singapore.

Se está acercando rápidamente, la hora en que los abonados de los Estados Unidos obtendrán conexión automática directa por discado de los abonados, desde Nueva York a Londres y París. Los resultados han demostrado la posibilidad de esto y se encontraron muy pocos problemas.

Los datos estadísticos referentes a las áreas continentales e individuales de los países, se incluyen en las tablas siguientes. La lista de países con medio millón de teléfonos o más aumentó a 31 a principios de 1967 con la adición de Rumania. Los Estados Unidos que alcanzaron la cantidad de cien millones durante 1967 iniciaron este año con 98,8 millones. El Japón está clasificado el segundo (desde 1963) con 16 millones y siguen el Reino Unido, Alemania del Oeste, Unión de Repúblicas Socialistas Soviéticas, Canadá, Francia e Italia.

En función del desarrollo relativo, tiene el segundo lugar Suecia con 47,9 teléfonos por 100 habitantes, siguiendo a Estados Unidos con 49,8 y seguidos por Nueva Zelanda (con 39,9), Suiza (39,3), Canadá (38,9) y Dinamarca (29,1).

No es una sorpresa que las comarcas industrializadas con bajas densidades de teléfonos con respecto a la población, muestren un porcentaje de crecimiento mayor en la cantidad total de teléfonos que las comarcas de alto desarrollo telefónico. Por ejemplo, Japón con cuatro teléfonos por 100 habitantes en 1957, aumentó sus teléfonos en el 330 % en la última década. Por otra parte Estados Unidos con 35 teléfonos por 100 habitantes en 1957, dió un crecimiento del 64 %. Durante este período Estados Unidos aumentó tres teléfonos por cada uno que agregó Japón y al final del período Estados Unidos tenía casi cincuenta teléfonos por 100 habitantes comparados con dieciseis en Japón.

En conversaciones telefónicas, Canadá retiene su título mundial con 664 conversaciones por habitante durante 1966 con 29 más que el año precedente. Estados Unidos tiene el segundo lugar con 648 conversaciones por habitante (con aumento de 28).

^{*} Según The World's Telephones, 1967, publicado por el servicio de estadísticas de American Telephone and Telegraph Company, Nueva York.

	Ι	Distribucion de te	eléfonos por	continente	s en 1 Enero 196	37		
Continente	Número de teléfonos en servicio				Explotados por Compañías privadas		Automáticos	
	1967							
	1966	Cantidad	% del total mundial	Por 100 hab.	Cantidad en 1967	% del total	Cantidad en 1967	% del total
América del Norte	100.779.000	106.329.000	51,0	48,8	104.939.000	98,7	105.837.000	99,5
América Central	1.641.000	1.810.000	0,9	2,2	1.328.000	73,4	1.635.000	90,3
América del Sur	4.242.000	4.469.000	2,1	2,6	2.237.000	50,1	3.999.000	89,5
Europa	62.432.000	66.976.000	32,1	10,6	11.825.000	17,7	61.275.000	91,5
Africa	2.474.000	2.618.000	1,3	0,8	23.000	0,9	2.034.000	77,7
Asia	19.261.000	21.758.000	10,4	1,1	15.229.000	70,0	16.518.000	75,9
Oceania	4.271.000	4.540.000	2,2	24,4	345.000	7,6	3.878.000	85,4
Total	195,100.000	208.500.000	100,0	6,2	135.926.000	65,2	195.176.000	93,6

		Teléfonos en servicio						
País		Cantidad			% de aumento		Cantidad en	% del
	1967	1966	1957	1966	1957	100 hab.	1967	total
Alemania del Este	1.723.814	1.658.817	1.066.582	3,9	61,6	10,09	1.723.614	100,0
Alemania del Oeste	9.532.417	8.802.166	4.323.225	8,3	120,5	15,89	9.532.417	100.0
Argentina	1.526.767	1.497.841	1.155.198	1,9	32,2	6,68	1.378.233	90.3
Australia (1	2.978.336	2.810.833	1.704.000	6,0	74,8	25,81	2.533.886	85.1
Austria	1.087.007	1.008.693	540.524	7,8	101,1	14,88	1.045.576	96,2
Bélgica	1.665.508	1.564.656	931.439	6,4	78,8	17,43	1.606.916	96,5
Brasil	1.431.653	1.344.717	847.868	6,5	68,9	1,67	1.216.811	85,0
Canadá	7.880.471	7.445.071	4.499.325	5,8	75,1	38,91	7.621.047	96.7
Checoslovaquia	1.582.852	1.491.621	703.098	6,1	125,1	11,09	1.422.998	89,9
Dinamarca	1.411.040	1.363.988	922.881	3,4	52,9	29,09	1.034.274	73,3
España	3.072.214	2.788.432	1.199.078	10,2	156,2	9,60	2.479.637	80,7
Estados Unidos	98.789.000	93.656.000	60.190.000	5,5	64,1	49,87	98.558.000	99,8
Finlandia	892.300	835.682	486.193	6,8	83,5	19,19	797.220	89,3
Francia	6.554.441	6.116.700	3.313.426	7,2	97,8	13,19	5.748.610	87,7
Grecia	579.076	508.262	136.835	13,9	323,2	6,69	553.457	95,6
Holanda	2.512.826	2.352.209	1.229.174	6,8	104,4	20,05	2.512.826	100,0
Hungria	597.376	566.026	365.438	5,5	63,5	5,86	455.149	76.2
India (2	961.063	881.407	314.885	9,0	205,2	0,19	691.191	71,9
Italia	6.467.597	5.980.702	2.609.127	8,1	147,9	12,44	6.417.264	99,2
Japón (2) 16.011.745	13.998.831	3.726.821	14,4	329,6	16,08	12.072.847	75,4
Méjico	930.940	823.064	383.257	13,1	142,9	2,07	818.418	87,9
Nueva Zelanda (2	1.087.133	1.025.084	568.339	6,1	91,3	39,87	894.272	82,3
Noruega	945.573	907.919	631.524	4,1	49,7	25,09	749.899	79,3
Polonia	1.411.481	1.294.046	561.100	9,1	151,6	4,44	1.174.094	83,2
Portugal	581.780	550.490	279.537	5,7	108,1	6,31	460.057	79,1
Reino Unido (2) 11.376.000	10.704.000	7.219.000	6,3	57,6	20,70	10.854.000	95,4
Rumania	510.000	473.122		7,8		2,66	408.000	80,0
Sud Africa (2	1.260.692	1.198.421	765.540	5,2	64,7	6,86	952.004	75,5
Suecia	3.757.495	3.572.630	2.312.223	5,2	62,5	47,90	3.711.234	98,8
Sulza	2.395.123	2.259.077	1.293.743	6,0	85,1	39,25	2.395.123	100,0
U.R.S.S.	8.400.000	7.700.000	3.366.000	9,1	149,6	3,58	6.216.000	74,0

⁽¹⁾ Datos en 30 Junio 1966

⁽²⁾ Datos en 30 Marzo 1966

D-7-			Promedio			
País		Local	Larga distancia	Total	por person	
Alemania del Est	e	839.760	274.040	1.113.800	65,3	
Alemania del Oe	ste	4.860.600	2.042.341	6.902.941	115,7	
Argentina		4.144.071	56.931	4.201.002	185,1	
Australia	(1)	2.103.000	116.882	2.219.882	193,9	
Bélgica		843.215	211.742	1.054.957	110,7	
Brasil		8.627.785	131.370	8.759.155	103,4	
Canadá		12.905.628	323.325	13.228.953	664,1	
Colombia		1.738.661	15.063	1.753.724	94,0	
Corea, República	a de	1.859.188	29.821	1.889.009	64,9	
Checoslovaquia		966.709	127.513	1.094.222	76,8	
Dinamarca		1.314.113	380.753	1.694.866	353,3	
Estados Unidos		122.467.000	5.196.000	127.663.000	648,0	
Filipinas		1.811.534	1.633	1.813.167	54,2	
Francia		1.826.082	918.098	2.744.180	55,5	
Grecia		1.155.775	43.402	1.199.177	139,2	
Holanda		1.373.731	781.249	2.154.980	173,0	
India	(2)	1.391.000	81.029	1.472.029	3,0	
ltalia		7.249.311	873.100 (1)	8.122.411	156,6	
Japón	(3)	29.080.033	1.753.586	30.833.619	313,9	
Méjico		2.054.385	35.938	2.090.323	47,4	
Reino Unido	(2)	6.512.000	939.000	7.451.000	135,9	
Sud Africa	(2)	1.705.722	108.792	1.814.514	99,6	
Suecia	(1)	3.948.000	641.300	4.589.300	585,1	

 $^{^{*}}$ En esta tabla no figuran más que países con más de 1.000.000.000 de conversaciones.

⁽¹⁾ Del 30-6-65 al 30-6-66

⁽²⁾ Del 31-3-65 al 31-3-66

⁽³⁾ Datos de 1965

Otros artículos y comunicaciones hechas por ingenieros de ITT de Enero a Abril 1968

En esta lista se incluyen los artículos publicados en otros periódicos, así como conferencias presentadas en Congresos. De alguno de estos últimos puede disponerse en forma escrita, editado como actas o bien particularmente. Cuando se indique la publicación, la petición de los folletos debe hacerse directamente del editor, no de "Communicaciones Eléctricas". En los otros casos la petición puede hacerse del editor más cercano de "Electrical Communication" en sus distintas versiones, porque puede ocurrir que solamente se disponga de un número limitado de copias.

Standard Elektrik Lorenz AG

Artículos

- Haas, W., Über den Entwicklungsfortschritt in der Trägerfrequenztechnik, Übertragungstechnik I, Vol. 6, No 5.
- Höfgen, G., Ein elektronisches Goniometer, Frequenz 22 (1968) 2, págs. 32-34.
- Kuhn, H., Müller, M., y Walter, G., Rauscharmer Halbleiteroszillator für Richtfunkanlagen, Nachrichtentechn., Z. 21 (1968) 1, págs. 40—45.
- Meifort, H., Wärmeabführung bei freier Strömung und Konvektion, Frequenz 22 (1968) 2, págs. 58-62.
- Nestel, S., Die Entdeckung von bewegten Zielen durch Pulsdopplerradar, Nachrichtentechn., Z. 21 (1968) 1, págs. 15—23.
- Oehlen, H., y Brust, G., Spektrale Energieund Leistungsdichte technisch interessanter Impulsformen und Impulsfolgen, Archiv der Elektrischen Übertragung, 22 (1968) 2, págs. 79—86.
- Schmitz, W., SEL-Beiträge zur Fortentwicklung der Eisenbahn-Signaltechnik, Signal und Draht, 50. Jubiläumsausgabe, 60 (1968) 1—2, págs. 35—38.
- Willrett, H., Field Experience with Quasi-Electronic Telephone Switching Systems, IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. 15, No 6, Diciembre 1967, págs. 730—735.

Comunicaciones

- Balkow, J., Aktive nichtlineare Bauelemente der Elektronik II; Anzeigeelemente; Stromversorgungsgeräte für elektronische Steuerungen, Lehrgang des Vereins Deutscher Ingenieure, Düsseldorf, 11—16 Marzo 1968.
- Carl, H., Nachrichtenübertragung mit künstlichen Erdsatelliten, Verband Deutscher Eisenbahn-Ingenieure, Nuremberg, 25 Abril 1968.
- Comes, K., Über ein Verfahren zur Approximation von Filtern mit vorgegebener Dämpfung, Nachrichtentechnische Gesellschaft, Diskussionssitzung, Francfort-surle-Main, 21—22 Marzo 1968.
- Dietrich, W., Maschinen zum Lesen gedruckter Ziffern, Verband Deutscher Elektrotechniker, Bezirksverein Nordbayern, Zweigstelle Erlangen, 29 Febrero 1968.

- Fendt, H., Vakuumtechnik in der Fertigung von Elektronenröhren, Verein Deutscher Ingenieure-Bildungswerk, Francfort-surle-Main, 11—16 Marzo 1968.
- Fessler, D., Teilelektronisches Fernwirksystem für Nachrichten-Übertragungs-Einrichtungen, Elektrotechnischer Verein, Stuttgart, 14 Marzo 1968.
- Giese, W., Funksprechgeräte für den öffentlichen und zivilen Bedarf, Elektrotechnische Gesellschaft Hanovre, 2 Abril 1968.
- Häberle, H., Nachrichtenübertragung mit künstlichen Erdsatelliten, Verband Deutscher Elektrotechniker, Francfort-sur-le-Main, 19 Marzo 1968.
- Häberle, H., Informationstheoretische Grundlagen der Digitaltechnik, Verein Deutscher Ingenieure-Bildungswerk, Hanovre, 25 Marzo 1968.
- Knauer, H. U., Telefonieren ohne Handapparat: Grenzen und Möglichkeiten, Verband Deutscher Elektrotechniker, Bezirksverein Köln, Stützpunkt Bonn, 20 Febrero 1968.
- Kramar, E., Die Rolle (Aufgabe) der Funktechnik in der Luft- und Raumfahrt, Verband Deutscher Elektrotechniker, Bezirksverein Oldenburg, 14 Febrero 1968.
- Lang, H., Die Prüfung der Glas/Metall-Verschmelzung von Reedkontakten, Nachrichtentechnische Gesellschaft, Diskussionssitzung, Francfort-sur-le-Main, 19 Marzo 1968.
- Nestel, S., Unterdrückung von Störsignalen bei Pulsdopplerradar, Deutsche Gesellschaft für Ortung und Navigation, Düsseldorf, 23 Abril 1968.
- Oden, H., Wechselbeziehungen zwischen Koppelelement und Systemstruktur, Nachrichtentechnische Gesellschaft, Francfortsur-le-Main, 19—20 Marzo 1968.
- Pogrzeba, H., UKW-Funksprechtechnik und ihre Einsatzmöglichkeiten, Verband Deutscher Elektrotechniker, Bezirksverein Frankfurt, Stützpunkt Mainz, 13 Febrero 1968.
- Raab, G., Möglichkeiten der automatischen Verarbeitung von Pulsradarinformationen, Deutsche Gesellschaft für Ortung und Navigation, Düsseldorf, 24—26 Abril 1968.
- Reiner, H., Überlegungen zur Bauweise zukünstiger Nachrichtengeräte, Technische Akademie, Brunswick, 13 Febrero 1968.
- Rensch, H., Die konstruktive Gestaltung von Reedkontakten und Reed-Relais, Nachrichtentechnische Gesellschaft, Diskussionssitzung der Fachausschüsse 2 und 9, Francfort-sur-le-Main, 19 y 20 Marzo 1968.
- Rötzel, D., Sicherheit im Luftverkehr, Verband Deutscher Elektrotechniker, Bezirksverein Düsseldorf, 18 Abril 1968.
- Rupp, H., Nachrichtensatellitentechnik als Ergänzung und zukünstige Konkurrenz der herkömmlichen Übertragungstechnik, Technische Universität Stuttgart, 13 Febrero 1968.

- Schneider, M., Planung von Fernmeldeanlagen, Technische Universität Stuttgart, 31 Enero 1968.
- Schwant, J., Vergleich der verschiedenen Realisierungsverfahren von aktiven RC-Netzwerken, Verband Deutscher Elektrotechniker, Munich, 19 Febrero 1968.
- Waitz, M., Problems of and Solutions to Automatic Testing Equipment for Switching Installations, IEEE-International Communications Conference, New York, 18 Marzo 1968.
- Wendel, W., Das "Experimental Data Processor (E.D.P.) System für die Eurocontrol-Versuchszentrale", Verband Deutscher Flugleiter, Francfort-sur-le-Main, 5 Abril 1968.

Bell Telephone Manufacturing Company

Comunicaciones

- Goris, A., Standpunt van een gebruiker van Electroerosie machine (Punto de vista del usuario de máquinas de erosión eléctrica), Semana de estudios para métodos de proceso especiales, Heverlee, 1—8 Marzo 1968.
- Provoost, R., Organisatie van Arbeidsgeneeskundige Diensten (Organización de servicios para medicina industrial), Escuela de sanidad social, Sección de medicina industrial, Universidad católica de Lovaina, 7 Marzo 1968.
- Scheldeman, C., Informatie en Kommunikatie (Información y comunicación), Foundation Lod. De Raet, Heverlee, 6 Febrero y 27 Marzo 1968.
- Sorber, S., Personeelsbeleid in een groot Bedrijf (Dirección de personal en una gran empresa), Escuela de sanidad social, Universidad católica de Lovaina, 28 Marzo 1968.
- Stiévenart, J., Opleidingsproblemen (Problemas de entrenamiento), Curso de postgraduados "Hombres en la industria", Escuela de preparación industrial, Hoboken, 27 Marzo 1968.
- Teirlinck, A., Private Centrale P 1000 T, (Centralitas privadas P 1000 T), Escuela de preparación de la Administración de teléfonos, Bruselas, 24 y 31 Enero, 7—14—21 y 28 Febrero, 6—13 y 20 Marzo 1968
- Van Overstraeten, J., Samenwerking in het Bedrijf (Colaboración en la empresa), Curso de post-graduados "Hombres en la industria", Escuela de preparación industrial, Hoboken, 25 Enero 1968.
- Van Overstraeten, J., Informatie en Kommunikatie (Información y comunicación), Curso de post-graduados "Hombres en la industria", Escuela de preparación industrial, Hoboken, 22 Febrero 1968.
- Van Overstraeten, J., Opleidingsmethoden (Métodos de entrenamiento), Curso de post-graduados "Hombres en la industria", Escuela de preparación industrial, Hoboken, 27 Marzo 1968.

ITT Laboratorios de España

Comunicaciones

- De Miguel, J. A., Futuros sistemas de conmutación telefónica, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, Madrid, 19 Enero 1968.
- Gómez Solera, J. L., Circuitos básicos lógicos, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, Madrid, 26 Marzo 1968.
- Gómez Solera, J. L., Memorias para computadores, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, Madrid, 27 Marzo 1968.
- Santos, I., Dispositivos de hiperfrecuencias: Amplificadores paramétricos, Maser, Laser, etc., Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, Madrid, 12 Enero 1968.
- Santos, I., Diseño de filtros, Centro de investigaciones físicas L. Torres Quevedo, Madrid, 19 Enero 1968.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques

Artículo

Duquesne, J., Le Gall, P., Benmussa, H., Marty, P., Rivet, C. P., y Verne, M., Un projet d'autocommutateur à microsélecteurs et à programme enregistré, étudié dans le cadre du système PERICLES, Commutation et Électronique, N° 20, Enero 1968.

Comunicación

Girinsky, A., Message Switching, ITT Switching Symposium, Leningrad, Enero 1968.

Le Matériel Téléphonique

Artículos

- Belin, F., y Collet, B., Constitution des centraux de Paris à l'aide d'unités de câblage, Commutation et Électronique, No 20, Enero 1968.
- Regnier, A., Le réseau de connexion de l'autocommutateur Périclès-Michelet, Commutation et Electronique, N° 20, Enero 1968.

Comunicaciones

- Las comunicaciones siguientes se hicieron en el Symposium sobre commutación telefónica automática de Leningrado en Enero 1968.
- Canceill, B., Computer aid for the telephone traffic problems.
- Deshays, M., Pentaconta crossbar system in the extension and modernisation of a telephone network.
- Le Strat, G., Centralized charging in urban and toll central offices.

- Schultz, S., Methods and devices for the maintenance of the Pentaconta system.
- Schultz, S., Pentaconta toll switching sys-
- Trélut, J., ARTEMIS-A central computer controlled electronic exchange.

Laboratoire Central de Télécommunications

Artículo

De Dianous, P., Application du traitement optique de l'information à la météorologie et à l'océanographie, Nucleus, Vol. 8, Nº 6.

Comunicaciones

- Desauty, J., Fiabilité en électronique, Institut Supérieur d'Electronique du Nord, Lille, 22 Febrero 1968.
- Gaugain, E., Le Système Crossbar Nº 5, Ve Séminaire Pentaconta, 25 Marzo 1968.
- Mornet, P., PCM Integrated Telephone Switching and Transmission Systems, Symposium de Leningrado, 12 Enero 1968.

Standard Telecommunication Laboratories

Artículos

- Brewster, A. E., A High-Speed Magnetic Printout System, Electronics and Power, Febrero 1968.
- Brisbane, A. D., A Pulsed Gas Laser and its Application to Microcircuit Fabrication, Electronic Components, Enero 1968.
- Craven, C., Relationship Between Direct-Coupled Waveguide Filters and Evanescent-Mode Filters, IEE Electronics Letters, Vol. 4, No 3, págs. 44—46, Febrero 1968.
- Franks, J., y Selway, P. R., A GaAs Infrared Sensitive Diode Made by Diffusion of Chromium, Brit. J. Appl. Phys. (J. Phys. D), Ser. 2, Vol. 1, No 1, págs. 25—28, 1968.
- Heath, D. R., Selway, P. R., y Tooke, C. C., Photoconductivity and Infrared Quenching in Chromium-Doped Semi-insulating Gallium Arsenide, Brit. J. Appl. Phys. (J. Phys. D), Ser. 2, Vol. 1, No 1, págs. 29—32, 1968.
- Kao, C. K., y Williams, D., Pulse Communication Along Glass Fibres, Proc. IEEE, Vol. 56, No 2, págs. 197—198, Febrero 1968.
- Lees, J., Mobility Variation in GaAs/GaP Alloys, Solid-State Communications, Vol. 6, págs. 11—14, 1968.
- Lewin, L., Effect of Source Pattern on Wedge Diffraction, IEE Electronics Letters, Vol. 4, No 3, págs. 82—83, Marzo 1968.

- Mok, C. K., Diaphragms in Evanescent Waveguides, IEE Electronics Letters, Vol. 4, No 3, págs. 43—44, 9 Febrero, 1968.
- Toombs, P. A. B., Thin Films of Barium Lenthanum Titanate, Proc. Brit. Ceram, Soc., No 10, Marzo 1968.

Comunicaciones

- Burrell, E. W., Waters, D. B., y Williams, D. A., Choice and Performance of Codes for PCM Systems on Coaxial Cable including Line Regeneration, IEE Colloquium on Pulse-Code-Modulation, 4 Marzo 1968.
- Butler, M. B. N., High Resolution Studies of Electron-Phonon Domains in Cds, Institute of Physics, Solid-State Conference, Manchester, 3—6 Enero 1968.
- Cooke, R. E., Performance of the Microstrip Transmission Line, IEE Conference on Microwave Integrated Circuits, Londres, 22 Enero 1968.
- Craven, G., Evanescent Mode Waveguide Components, IEE Savoy Place, Londres, 9 Febrero 1968.
- Hartley, G. C., Data and Digital Networks, Research Institute of National Defence, Estocolmo, Marzo 1968.
- Heath, D. R., Photoconductivity Measurements in Chromium and iron-Doped Gallium Arsenide, Institute of Physics Solid-State Conference, Manchester, 3—6 Enero 1968.
- Hochreutiner, R. M., Asynchronous Digital Multiplexing for 6 and 25 Mb/s, IEE Colloquium on Pulse Code Modulation, Londres, 4 Marzo 1968.
- Jessop, A., High Capacity PCM Multiplexing and Code Translation, IEE Colloquium on Pulse Code Modulation, Londres, 4 Marzo 1968.
- Lambourn, E. H., The Digital Transmission of Music, IEE Colloquium on Pulse Code Modulation, Londres, 4 Marzo 1968.
- McNeilly, J. H., A Single-Channel PCM Coder/Decoder for the Telephone Subset, IEE Colloquium on Pulse Code Modulation, Londres, 4 Marzo 1968.
- Mash, D. H., Varactors, Imperial College, Febrero 1968.
- Mash, D. H., Varactors, Bath University, Marzo 1968.
- Mash, D. H., P-N Junctions, Edinburg University, Febrero 1968.
- Pearson, K. W., Satellite Multi-access Operation with PCM, IEE Colloquium on Pulse Code Modulation, Londres, 4 Marzo 1968.
- Pitt, G. D., High-Pressure Single-Crystals Hall Effect Measurements to 70 kb, 6th European High-Pressure Meeting, Aixen-Provence, 9 Abril 1968.
- Reeves, A. H., Telecommunications in A.D. 2000, Presidential Address, West Ham College Engineering Society, 12 Marzo 1968.

- Reeves, A. H., The Future of PCM, (Closing Address), IEE Colloquium on Pulse Code Modulation, Londres, 4 Marzo 1968.
- Weir, D. A., Electronic Switching A Review, Simposium de ITT sobre conmutación, Leningrado, 10—18 Enero 1968.

Standard Telephones and Cables Limited

Artículos

- Archibald, W. J., *Ultra-reliable Submerged Repeaters*, Electronic Equipment News, pág. 46, Febrero 1968.
- Boswell, D., Hybrid Film Structure A Growing Market Outlet, Electronics Weekly, págs. 28—29, 31 Enero 1968.
- David, L. M., Communications Today, Factory Management, Vol. 37, No 4, pág. 6, Abril 1968.
- Warren, S. W., Properties and Performance of Basic Designs of Infrared Interference Filters, Infra Red Physics, Vol. 8, págs. 65-78, Marzo 1968.

Comunicaciones

- Bennett, J. B. C., *Basildon Computer*, Basildon Engineering Society, Marzo 1968.
- Boswell, D., Thick Film Technology in Europe, Keystone address IEE/IERE/ISHM Conference on Thick-Film Technology, Imperial College, Londres, 8—9 Abril 1968.

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S Artículo

Thoresen, F., y Kroken, P., Plastic insulated cables and wires for outdoor use, Teknisk Ukeblad, Kjimi, Bergvesen, Metallurgi, Vol. 28, No 1, págs. 8—11, 25 Enero 1968.

International Telephone and Telegraph Corporation

Comunicaciones

- Busignies, H. G., Trends in Telecommunications, presentado a las administraciones de Telecommunicación de los países siguientes: Austria, Dinamarca, España, Francia, Noruega, Países Bajos, Suecia y Suiza.
- Busignies, H. G., Achievements and Trends in Telecommunications, Simposium de conmutación, Leningrado, U.R.S.S., 10 Enero 1968.

ITT Avionics Division

Artículo

Dodington, S. H., Ground-Based Aids to Radio Navigation, Journal of the Institute of Navigation, Invierno 1967—1968.

Comunicaciones

- Dodington, S. H., A Fresh Look at Ground-Based Radio Navigation, Aviation-Electronics Technical Symposium, organisé par l'U.S. Army Electronics Command, Fort Monmouth, New Jersey, 7 Marzo 1968.
- Rymer, R., The Impact of Microelectronic Technology on Present and Future Communications Equipments, Atlanta Chapter of the Armed Forces Communications and Electronics Association, Atlanta, Georgia, 12 Marzo 1968.

ITT Defense Communications Division

Comunicación

Glomb, W. L., Design Considerations for Spaceborne Communication Equipment, Institute of Electrical and Electronics Engineers International Convention, New York, New York, 21 Marzo 1968.

ITT Industrial Laboratories Division

Artículos

- Branchflower, G. A., Foote, R. H., y Figgins, D., Applications Technology Satellite Image Dissector Camera Experiment, National Aeronautics and Space Administration, NASA Technical Notes D-4186, págs. 1—12, Noviembre 1967.
- Crowe, K. R., y Gumnick, J. L., Enhancement of Photoelectric Quantum Efficiency in the Near Infra-Red, Applied Physics Letters, Vol. 11, No 8, págs. 249—250, 15 Octubre 1967.
- Hirsch, R. L., Inertial-Electrostatic Confinement of Ionized Fusion Gases, Journal of Applied Physics, Vol. 38, págs. 4522—4534, Octubre 1967.
- Hirsch, R. L., Non Thermal Getter Pump, Journal of Vacuum Science & Technology, Vol. 5, No 2, págs. 61—62, Marzo-Abril 1968.

Comunicaciones

- Hirsch, R. L., Experimental Studies of a Deep Negative Electrostatic Potential Well in Sperical Geometry, Division of Plasma Physics, American Physical Society Annual Meeting, Austin, Texas, 8—11 Noviembre 1967.
- Hirsch, R. L., Inertial-Electrostatic Containment of Ionized Gases, Status of the Research, Fifth Symposium on Advanced Propulsion Concepts, Chicago, Illinois, 9 Abril 1968.
- Hirsch, R. L., Review of Inertial Containment Principles and a Beam-to-Spherical Discharge Experiment, Division of Plasma Physics, American Physical Society Annual Meeting, Austin, Texas, 8—11 Noviembre 1967.

Nuevas Realizaciones

Sistema de intercomunicación y coordinación para redes de radiodifusión

Standard Elektrik Lorenz ha desarrollado e instalado un sistema de intercomunicación y coordinación a cuatro hilos para la Allgemeine Rundfunkanstalten Deutschlands (compañías de radiodifusión y televisión de Alemania). Las líneas de esta red están alquiladas del Deutsche Bundespost y se extienden radialmente desde el centro de control de televisión de Frankfurt/Main a todas las estaciones de la ARD. El sistema está conectado a la red de Eurovisión a través del centro en Bruselas. Este nuevo sistema a cuatro hilos es flexible, muy económico y permite facilmente la ampliación. Las líneas pueden ser ahora usadas como de palabra, comentarios, órdenes y de conferencia. Cuando se amplien a su capacidad final, provisionarán para dos circuitos de conferencia, incluyendo cada uno 15 estaciones de radio y televisión en los que a su vez, pueden agruparse subconferencias.

Se han provisto facilidades para adaptación a las redes existentes de batería local a dos hilos y de batería central para comunicación de la palabra. Amplificadores de transistores compensan todas las pérdidas que ocurren en la red de líneas y aseguran en todos los puntos de transición a los equipos del estudio un nivel de referencia uniforme. En los puntos de transición entre las facilidades de la ARD y el equipo de la red de telecomunicación PTT, un equipo terminal, llamado de frecuencia audible a cuatro hilos, asegura que la llamada, señalización y palabra, cumplan todas las especificaciones de transmisión de la red de los PTT.

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania

Nuevas instalaciones Pentaconta en India y Rumania.

Bell Telephone Manufacturing Company ha completado las siguientes instalaciones:

- a) dos centrales Pentaconta 1000 A de 10.000 líneas (Bombay y Kalbadevi) cortadas el 11 de Noviembre de 1967. Están colocadas en el mismo edificio que otras centrales de 10.000 líneas y está en construcción todavía una central automática interurbana;
- b) una central Pentaconta de 7000 líneas (Karolbagh) cortada en Nueva Delhi el 24 de Febrero de 1968. Es la primera central de barras cruzadas en Nueva Delhi. Otras dos centrales de barras cruzadas, una local y otra interurbana están instalándose en Delhi:
- c) una central Pentaconta de 900 enlaces en Aabenras (Dinamarca), siguiendo al instalado en Haderslev y cortado el 2 de Septiembre de 1967;
- d) la terminación de la primera fase del contrato firmado en Abril de 1965 entre Rumania y BTM ha dado origen a ceremonias que tuvieron lugar con la invitación del Viceministro de los PTT Airinei. Estos acontecimientos coincidieron con el 40° aniversario de la instalación de la primera central 7 A 1 por BTM en Bucarest. Esta primera fase comprendía la entrega y la instalación de una central local (5000 líneas), una de tránsito (2023 enlaces) y una interurbana (180 enlaces) en Bucarest, y otras cuatro centrales interurbanas (425 enlaces) en Brasov, Constanta, Eporie y Mamaia.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

Instalaciones telefónicas para los X juegos olímpicos de invierno.

La Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques (CGCT) ha contribuído ampliamente al éxito de la operación de las instalaciones telefónicas en los X juegos olímpicos de invierno en Grenoble, Francia, y recibido felicitaciones oficiales por este acontecimiento. Estas instalaciones comprenden:

- a) En el nuevo Salón Municipal de Grenoble:
- una central Pentaconta® con 32 líneas exteriores y 300 extensiones con salida directa y facilidad de transferencia,
- un equipo de sonido para el salón de reuniones del Ayuntamiento,
- un sistema de presentación horaria;

- b) En el anexo del salón municipal:
- una centralita Pentaconta con 100 extensiones.
- una centralita manual que dé a estas 100 extensiones acceso a la red local por 10 líneas exteriores;
 - c) En el comité de organización de los juegos olímpicos:
- una centralita Pentaconta con facilidades para rellamada y transferencia a la que se conectan 9 líneas exteriores y 52 extensiones.
- un sistema electrónico de intercomunicación para 19 estaciones.
- cinco instalaciones de interfonos "Dirigent" 11/11 y 1/6 para 23 estaciones.
- una instalación "Villaphone" para los servicios de transporte;
 d) En la oficina de radiodifusión y televisión francesa
 (O.R.T.F.):
- una central Pentaconta con facilidad de rellamada y transferencia a la que se conectaron 54 líneas exteriores y 300 extensiones.
- una central semiautomática de bateria local para 250 circuitos de modulación, de difusión y de televisión,
- ochenta estaciones ejecutivas móviles para las salas de programa y registro;
 - e) En la American Broadcasting Corporation:
- una central manual especial para 15 líneas exteriores y 60 estaciones,
- un equipo de conmutación manual para líneas de teleproceso de datos (3 posiciones),
- cincuenta estaciones de medida de tiempos.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

Sistema telefónico.

La única red telefónica de propiedad privada en el Reino Unido está en Kingston-upon-Hull, y ha pasado und pedido para el suministro e instalación de una central telefónica Pentaconta® que se conocerá con el nombre de Bransholme. Tendrá una capacidad final de 1300 conexiones.

El equipo se fabricará en la factoria de East Kilbride.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Equipo radio de marina para nuevos barcos.

Entre una docena de nuevos barcos que estamos equipando con equipos de radio communicación y navegación, hay cinco para American Mail Lines, cinco para States Steamship Company y dos de reconocimiento para United States Navy.

Todas las instalaciones incluirán radio transmisores y receptores standard, sistemas radioteléfonos de ultraalta-frecuencia, receptores loran, goniómetros y equipos de radio para botes salvavidas. También se suministran equipos de facsimil Alden para los diez barcos comerciales.

ITT Mackay Marine, Estados Unidos de América

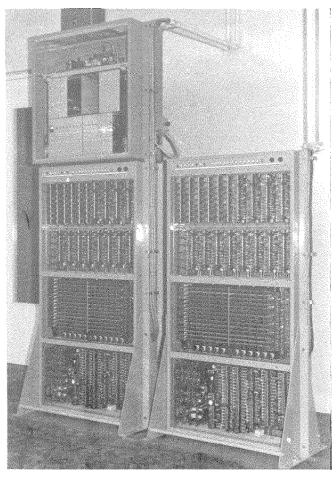
Instalación de concentradores asociados con un sistema de portadoras en la red regional de París.

Un pequeño pueblo situado en la parte Norte de la red regional de París, se benefició con el servicio completamente automático por la instalación reciente de dos concentradores Pentaconta® del tipo CM 12 asociados con un sistema múltiplex de 12 canales fabricado por la Compañía emparentada Lignes Télégraphiques et Téléphoniques.

Los 66 abonados de este pueblo se conectaban antes del corte por el cuadro manual del centro regional. La automatización del área incluía la reagrupación de las centrales de modo que los 66 abonados tenían que conectarse a un nuevo centro recientemente instalado, pero no existía ningún circuito entre la subcentral y el pueblo a una distancia de 6 Km.

Se han proporcionado los portadores físicos para un sistema de 12 canales, con un circuito de 12 Km. de longitud constituído por pares existentes entre el centro regional y los abonados por un lado, y por otro entre el centro regional y el subcentro.

Se instalaron dos concentradores CM 12 poniendo las unidades centrales en la subcentral y las unidades distantes en la



Los dos concentradores tipo CM-12.

oficina de Correos y Teléfonos del pueblo en la que los 66 abonados se distribuyen entre los 2 concentradores.

De este modo se ha realizado la automatización de estos 66 abonados sin establecer un enlace nuevo de conformidad con las necesidades de los planes de transmisión.

Le Matériel Téléphonique, Francia

Equipo de radio y de navegación para petroleros.

Están en construcción para Esso Petroleum tres nuevos super-petroleros que tendrán un equipo de radio y para navegación suministrado por la ITT International Marine Radio Company.

El equipo comprenderá el transmisor de alta frecuencia de banda lateral única ST 1400 A de 1500 vatios, el radiogoniómetro automático IMR 104, el transmisor de reserva IMR 113 de 100 vatios que tiene facilidades radiotelefónicas en 2182 KHz. y un receptor de reserva SR 401.

También se suministrará el transmisor-receptor portatil para botes salvavidas SOLAS II® en los tres barcos.

IMRC entrenará y proporcionará oficiales de radio para trabajar en los barcos cuando éstos entren en servicio.

El nuevo petrolero de Regent Petroleum, "Regent Westminster" también se equipará con un equipo IMRC que comprende: transmisor IMR 113, receptor SR 401 y transmisor de simple banda lateral de alta frecuencia ST 1200 B además de un receptor principal de simple banda lateral. La fijación de posición de largo alcance se proporcionará por el equipo de IMRC-ITT Loran y un radiogoniómetro automático IMR 104 que se instalará en la cámara de mapas para utilización por el navegante. Como en el caso anterior IMRC proporcionará y entrenará al oficial de radio para el barco.

International Marine Radio Company, Reino Unido

Nuevo radioteléfono para marina de VHF.

El radioteléfono para marina de muy alta frecuencia tipo STR 20 se ha desarrollado para ser utilizado en barcos pequeños donde no es necesario disponer de todos los canales internacionales de marina.

Este equipo es de 10 vatios, completamente transistorizado con 16 canales de frecuencia modulada en VHF, con 8 canales simplex y 8 duplex. Puede suministrarse con una híbrida en VHF que permite la transmisión y recepción simultánea en una antena de todos los canales duplex.

El consumo de potencia en reserva y en simple recepción corresponde a 100 miliamperios; para transmisión en plena potencia 1,5 amperios y en potencia reducida 0,5 amperios. Esto significa un consumo de potencia extremadamente bajo que permite trabajar durante mucho tiempo con un acumulador.

Tanto el transmisor, como el receptor están construídos bajo el concepto modular "Ministrac", lo que dá ventajas en cuanto a la confiabilidad, gran resistencia al choque y vibración, conservación sencilla y facil con un mínimo de reservas. También resultan pequeñas dimensiones, 185 mm. de altura, 385 de ancho y 179 mm. de fondo.

La unidad de control, transmisor y receptor están encerrados en un armario a prueba de salpicaduras.

Standard Electric A/S, Dinamarca



Radioteléfono para marina STR 20.

Centro electrónico de conmutación de mensajes para el Ejército de tierra de Francia.

El 4 de Marzo de 1968, se inauguró el primer centro electrónico de conmutación de mensajes para el Ejército de tierra en presencia del General, Director Central de Transmisiones y miembros importantes de la jefatura del Ejército y de las fuerzas de tierra.

Este centro de conmutación electrónico "DS 66-3" permite, completamente, la encaminación de los mensajes con una confiabilidad prácticamente absoluta, debido a la duplicación de las unidades de proceso. La unidad en servicio, puede además, ser reemplazada automáticamente sin pérdida de caracteres, por la unidad de reserva.

Desde 1966 y 1967, han estado operando centros similares realizados en el sistema "DS 66-3", respectivamente, en el edificio de la Dirección de Air-France en París y en el Air Navigation Department en Orly/Athus-Mons (ver Electrical Communication, Vol. 42, N° 1, 1967, pág. 138 y Communicaciones Eléctricas, Vol. 42, N° 4, pág. 160, respectivamente).

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

Sistemas de centrales automáticas de datos.

Una central automática de datos, basada en computador (ADX®) se instalará en el aeropuerto Heathrow de Londres a fines de 1969 para la Pan American Airways.



Procesador central del tipo que empleará Pan American en el aeropuerto de Londres.

Reemplazando un sistema existente de conmutación de mensajes automatizará el tráfico telegráfico en las oficinas de la Pan American a través de Europa, Africa y la India. También tendrá conexiones de enlace con el centro de conmutación de Pan American en Nueva York y con la red mundial de ICAO (International Civil Aviation Organization).

La central ADX está basada en computadores de alta velocidad digitales, dobles en línea, con memoria de programa. Discos magnéticos dan el almacenamiento para mensajes de tránsito a través del centro de conmutación. Los mensajes de entrada para tránsito, una vez encaminados por conmutación, se archivan a largo plazo en cinta magnética para futuras peticiones.

El sistema tiene una capacidad de 100 canales entrantes y salientes que operan en telegrafía de 50 á 75 baudios empleando radioenlaces en alta frecuencia o circuitos en líneas.

También se conectará en el sistema, transmisión de datos de velocidad media hasta 2400 baudios. Se suministrará un conjunto del sistema total que incluye programas de computadores para trabajar en tiempo real. Conversión automática de velocidad y de formato permitirá la interoperación de canales con distintas velocidades de transmisión y estructuración de los mensajes.

Para la correspondencia hombre-máquina se emplean oscilógrafos de rayos catódicos y teletipógrafos que presentan a un supervisor informes operacionales y técnicos y éste puede modificar diariamente los parámetros desde un cuadro de llaves de control

También se ha recibido la orden de una central ADX, de Reuter, la agencia mundial de noticias, para su oficina de Londres en Fleet Street. Dobles procesadores, uno activo y otro de reserva se han confeccionado especialmente según las necesidades especiales de Reuter. El sistema hará la conmutación de mensajes de teletipógrafos a velocidades de 50 á 75 baudios sobre radioenlaces y líneas. Entre las facilidades especiales, están incluídas el registro de estadísticas de tráfico en todos los canales, el cambio automático de frecuencia en los canales radio salientes, manipulación de canales omnibus y de

selección de código y conversión del formato del mensaje. También hay un método de control de colas para regular la cantidad y la naturaleza del tráfico que permite la ordenación de mensajes por la inhibición de canales a cierta clase de tráfico.

Esto facilita al supervisor agregar o demorar mensajes en esta ordenación de acuerdo con el valor de las noticias.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Sistema de comunicación de datos.

El sistema GH-210, que se describirá en un número posterior de esta Revista, ha sido pedido por Ansett Australian National Airlines.

La instalación acelerará el tráfico de datos sobre las líneas telefónicas públicas entre Sidney y Melbourne por un factor de 15 veces. La información en los programas de vuelos tomará 1,5 minutos para su realización en lugar de los 20 minutos actuales

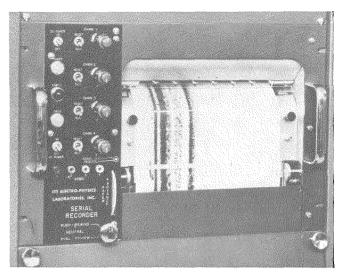
La Associated British Foods de Inglaterra ha pasado pedido para 12 terminales GH-210 que se instalarán en sus instalaciones de Bradford, Sheffield, Littelborough, Wakefield, York y Newcastle. Los terminales tendrán acceso a un centro de computador en Stockport para asesorar sobre los totales de pedidos diarios, necesidades de fabricación y carga de distribución.

El GH-210 es un equipo compacto, con circuitos integrados que aunque realiza una función electrónica compleja se coloca limpiamente en el local de una oficina. Emplea una técnica eficaz de detección y corrección de errores que proporciona una exactidud de aproximadamente el 100 %.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Registrador electrolítico.

El registrador en cinta de papel mostrado en la figura ofrece la utilidad de un osciloscopio con la permanencia de facsimil. Puede registrarse simultáneamente hasta 4 canales en cinta de ancho de 20 cm. con la marcación electrolítica. El ancho de banda



Registrador de cinta que utiliza marcación electrolítica para cuatro canales.

es desde corriente continua hasta 100 KHz. con entrada a 6 voltios.

Son ajustables entre otras caractéristicas la velocidad de avance del papel, el barrido electrónico y el formato de registro. Relojes interno y externo pueden controlar el barrido de registro. Puede aplicarse sincronización exterior. El registrador se adapta especialmente al radar, localización por sonar y análisis espectral.

ITT Electro-Physics Laboratories, Estados Unidos de América

Trazador de respuesta RT-1.

ITT Laboratorios de España, ha desarrollado este equipo para medidas de atenuación en canales telefónicos, líneas, filtros de frecuencia audible, etc. Opera en la banda de voz, entre 200 á 3500 Hz. y comprende emisor y receptor independientes con suministro de fuerza común. La respuesta de frecuencia del canal se presenta en la pantalla de un oscilógrafo de rayos catódicos, mostrando la atenuación en db. en función de la frecuencia; la escala vertical es lineal en db. y la horizontal, logarítmica en Hz.

Este aparato está completamente transistorizado incluso en el barrido de frecuencia. El receptor reconoce tanto la frecuencia de la señal, como el nivel; no siendo necesaria ninguna sincronización entre emisor y receptor, y es posible emplear equipos independientes en ambos extremos del canal que se prueba.

El equipo es ligero (10 Kg.), se incluye lo necesario para el suministro de corriente alterna o de batería. En su construcción se han utilizado las técnicas ISEP.

ITT Laboratorios de España, España

Línea de retardo acústica en banda X.

Esta línea consiste de un transductor de película delgada con sulfito de cadmio evaporado en un medio de retardo de zafiro. El transductor se deposita en una película con un regado de oro, procedente de manantiales separados de azufre y cadmio. La película resultante, de gran resistividad, es policristalina, pero con una orientación preferente en el eje normal ${\bf c}$ del substrato. De esta forma puede utilizarse como un transductor acústico para ondas longitudinales. Para 1 gigahertzio la atenuación acústica en el zafiro es aproximadamente de 0,5 db. por microsegundo y cambia como el cuadrado de la frecuencia; de este modo a 10 gigahertzios la pérdida sería de 50 db. por microsegundo. Así, aún cuando es el material de menor pérdida, disponible comercialmente, debe enfriarse a 77 grados Kelvin para conseguirla lo bastante baja para que pueda utilizarse como medio de retardo a cuya temperatura la pérdida es de 1 db. por microsegundo.

La línea está montada en una cavidad coaxial que utiliza el mismo transductor como transmisor y receptor y el conjunto

está suspendido sobre un baño de nitrógeno líquido en un refrigerador. Para una barra de 1,6 cm. de longitud con un retardo de 3 microsegundos, la pérdida de transmisión sintonizada era de 27 db. a 10 gigahertzios, dando para el primer eco una pérdida total de 57 db. Podrían medirse hasta trece ecos, dando un retardo total de 40 microsegundos con una pérdida de 94 db. La mayor parte de la pérdida de transducción se debía a la falta de acoplamiento eléctrico y se piensa que puede mejorarse.

Cuando el transductor no está sintonizado se observa un ancho de banda de 1 gigahertzio pero la pérdida es muy alta. La anchura de banda de baja pérdida está limitada por la del sintonizador utilizado, y en nuestro caso es alrededor de 100 megahertzios. Empleando los medios de retardo de baja pérdida que están saliendo ahora, será posible tener líneas de demora en banda X trabajando a temperatura ambiente.

Standard Telecommunication Laboratories, Reino Unido

Nuevos equipos de oscilador y medidor de nivel selectivo de frecuencia.

El oscilador 74308 y el medidor de nivel con selección de frecuencia 74309, son dos aparatos compañeros que cubren la banda de frecuencias de 250 Hz. á 1620 KHz. para ser usados en audio, líneas aéreas, sistemas de pares equilibrados y coaxiales que manejan hasta 300 circuitos. Para reducir la conmutación durante las pruebas de cualquier sistema, se emplean las cinco bandas de frecuencia siguientes:

- Banda uno: audio y radiodifusión,
- Banda dos: grupo secundario coaxial nº 1,
- Banda tres: grupo secundario básico nº 2,
- Banda cuatro: sistema coaxial de pequeño diámetro,
- Banda cinco: sistema coaxial de pequeño diámetro.

Están previstas para los distintos sistemas, tres impedancias de salida, 75, 100 y 125 ohmios.

Cuando se hacen medidas en bucle y variación automática de la señal del oscilador, no es necesario la sintonia manual del medidor de nivel selectivo. Para medición entre dos terminales, o cuando se emplea un generador externo de señal, puede intercalarse con un conmutador, un circuito de control automático de frecuencia, en el medidor de nivel selectivo, que conserva sintonizada la señal con desviaciones de la frecuencia de ± 300 Hz

El medidor de nivel selectivo puede emplearse en medidas de banda-ancha, además de su utilización normal muy selectiva en pruebas dentro de un canal. También el aparato tiene una facilidad para hacer medidas de pérdidas de adaptación.

El mando de movimiento lento del oscilador tiene incluído un circuito de comprobación para el calibrado de la frecuencia y una facilidad de cambio de ciclos para colocar exactamente la frecuencia entre puntos de calibrado.

Ambos aparatos son portátiles y operan con alimentador bien de la red de 230 voltios y 50 Hz. ó de un suministro exterior de corriente continua de 19 á 21 voltios.

El oscilador pesa 18 Kg. y el medidor selectivo de nivel 22,7 Kg. Ambos equipos tienen la dimensión de $26 \times 38 \times 22$ cm.

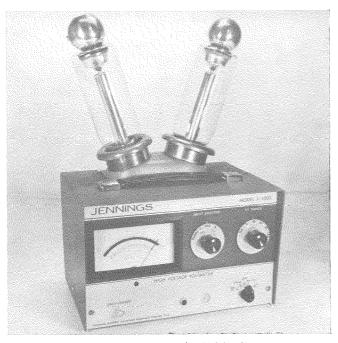
Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Voltímetro para 100 kilovoltios.

La figura muestra el voltímetro portátil J-1005 para medición de voltajes de pico de 0 á 100.000 voltios desde 10 Hz. hasta 20 MHz. dentro del 3 %. También puede medir hasta 40 kilovoltios de doble terminación a 50 MHz. La capacidad de entrada es de 4 picofaradios para simple terminación y 2 picofaradios para operación con doble terminación. La resistencia en paralelo es mayor que 2 teraohmios, que es la de aislamiento de los divisores de voltaje encapsulados en vacio que son el corazón del aparato.

Un jack proporciona la salida a un osciloscopio para poder observar la forma de onda. Un instrumento permite colocar el circuito de entrada en distinto sitio que el aparato indicador. El aparato tiene 40 cm. de alto por 25×20 cm. de base y pesa 5,4 Kg.

ITT Jennings, Estados Unidos de América



Aparato portátil para medir 100 kilovoltios.

Sistema completamente automático de tubos neumáticos.

Después de varios años de trabajo de preparación, Standard Elektrik Lorenz, recibió una orden para instalar en la clínica de Munich, un sistema de tubos neumáticos tipo NW 100. Su capacidad inicial consta de cuatro estaciones centrales de control de 8 líneas, 46 subestaciones y 4000 metros de tuberia aproximadamente. Se utilizará un sistema de control recientemente desarrollado, capaz de controlar el tráfico hasta 10.000 subestaciones. El nuevo concepto tecnológico permitirá emplear para las subestaciones un código de identificación igual al número de su extensión telefónica, simplificándose con ésto sustancialmente las operaciones. El sistema neumático utilizará estaciones centrales horizontales, y por primera vez, terminales de subestación "unificados". El concepto del sistema permite la instalación de máquinas, tubos, desviadores y equipo de control en una relativamente primera fase, mientras que las subestaciones, que incorporan componentes sensitivos, se ensamblan en la fábrica y se instalan poco antes que se pone en operación el sistema de tubos.

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania

Horno de micro-ondas para la industria de vajillas de porcelana.

En colaboración con la fábrica Haviland en Limoges (Francia) se ha desarrollado un horno de micro-ondas para el secado



Horno de microondas

de las piezas de vajillas de porcelana. El secado permite sacar las piezas de sus moldes, muy rápidamente, haciendo así una gran economía en la cantidad de moldes, manipulación, y espacio de planta.

En el equipo se incluye un transportador de cinta metálica paso a paso, y una cavidad de calentamiento que se desplaza hacia arriba y hacia abajo de la cinta. Se utilizan tres magnetrones de onda continua de 1 Kw. La distribución de la energía de micro-ondas es muy uniforme dentro de la cavidad.

Este equipo es capaz del secado de 500 tazas de porcelana por hora.

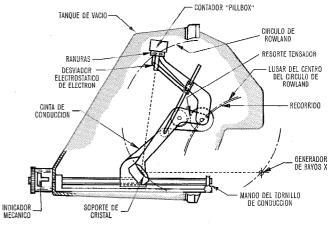
Le Matériel Téléphonique, Francia

Espectrómetro, lineal, concentrador de rayos X.

Con el propósito de llenar la necesidad de una mejora en la resolución y posibilidad de reproducción en la determinación del espectro de rayos X (de longitud de onda mayor que 5 angstrom), se ha diseñado un espectrómetro que puede unirse directamente a una sonda electrónica microanalizadora de rayos X. En este aparato, de gran precisión, se ha dedicado una especial atención para disminuir en el diseño los errores de retroceso. Como resultado de esto se emplea en el contador un sistema de conducción, no normal de 2:1. Para reducir los errores cíclicos del engranaje, se emplea, una cinta de acero, que pasa sobre poleas de radios adecuados, controlados por un resorte tensador. Las pruebas con un prototipo, de tamaño normal, han demostrado que éste era un sistema de mucha confianza.

Se emplea un nuevo tipo "Pillbox" de contador proporcional. Es un contador doble; en la parte frontal, se utiliza un gas circulante con una ventana ultradelgada, y en la parte posterior un contador completamente cerrado, de berilio — con ventana, lleno de xenon. El tipo "Pillbox" de contador facilita el uso de grandes aperturas de la ventana sin perjuicio apreciable para la resolución de la energía.

Standard Telecommunication Laboratories, Reino Unido

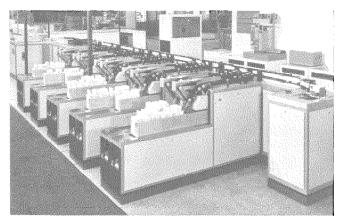


Espectrómetro concentrador de rayos X, lineal.

Máquina de clasificación de correo VM 10.

Standard Elektrik Lorenz ha desarrollado una máquina de clasificación, para un contrato concedido por el Deutsche Bundespost, que clasifica las cartas directamente en depósitos. Esto facilita el manejo de una gran cantidad de correo y simplifica el transporte para las facilidades de distribución y enfrentamiento.

La máquina está diseñada para códigos de área postal de cuatro dígitos (índice luminiscente) y es capaz de procesar 22.500 cartas por hora. Un transportador del tipo de pestaña conduce las cartas a un apilador de alimentación que iguala las variaciones momentáneas en la velocidad de entrada. Desde aquí las cartas se envian al sistema de lectura y clasificación. Cualquier dígito del código de cuatro dígitos del área postal puede emplearse para clasificar las cartas en diez depósitos de clasificación. Cuando es necesario, pueden enviarse varios dígi-



Maquina de clasificación de correo VM 10

tos a un traductor que informe a la máquina, del depósito clasificador que debe seleccionarse. Un clasificador de depósitos retiene cinco vacios y tres llenos, cada uno, con una capacidad de 300 cartas.

La máquina de clasificación VM 10 es de diseño modular de modo que las unidades individuales pueden utilizarse también en unión de otras facilidades. Se expondrá este año en la Feria de Hanover y después instalada en una oficina de correos para obtener experiencia con la clasificación directa de cartas en depósitos.

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania

Sistema de tubos neumáticos para tickets.

La administración de PTT en Suiza, está prosiguiendo la modernización de sus centrales interurbanas manuales con dos nuevos centros de tubos neumáticos automáticos para tickets (3 y, 4) puestos en servicio en el centro de Zurich IP II (ver Electrical Communication Vol. 38, 1963, Nº 1, pág. 147). Esta nueva instalación se ha proyectado para una capacidad de 15 líneas de transmisión y 13 líneas de recepción, con posibilidad de acceso para 8 estaciones transmisoras por línea de transmisión y 5 receptores por línea de recepción.

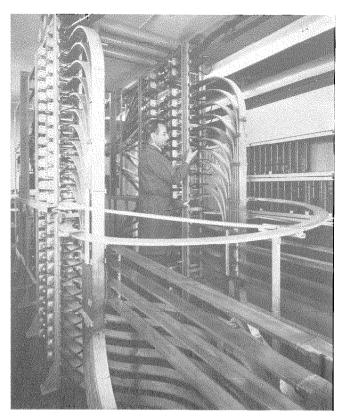
Cada línea, de transmisión o recepción, dispone de una cámara de bloqueo de aire. Para ambos tipos de líneas, se han equipado 48 conmutadores. El número de tickets manejados cada día varía de 22.400 á 24.000. En la tabla se muestran las instalaciones, tanto grandes como pequeñas, suministradas por Standard Telephone et Radio y en operación.

Centro	Número de estaciones	Longitud de tubos (metros)	
Zurich IPI	96	920	
Zurich PI II	114	2110	
Basle	82	925	
Génova	145	1600	
Lugano	56	790	
St. Gall	57	950	
Winterthour	16	185	
Central en stock	11	220	
en Frankfurt/Main			

Standard Telephone et Radio, Suiza

Relé de diafragma.

Este relé ha tomado su designación de la característica geométrica del elemento móvil. Encapsulado bajo cristal, tiene los contactos montados sobre soportes de material ferroso que se cierran debido a la acción de un campo magnético. Para una mayor eficacia del relé, no hay ningún mecanismo intercalado entre la fuerza magnética de operación y el cierre de los contactos.



Los dos nuevos centros automáticos de la central Interurbana de Zurich. En la parte derecha puede verse el panel de supervisión con lámparas, llaves y jacks, así como contadores de tráfico y parte del equipo automático de control.

La fuerza magnetizante actua sobre un circuito magnético de longitud relativamente corta y de gran superficie produciendo así en el relé un área de contactos más extensa con una mayor fuerza de cierre.

Los contactos anulares de plata evitan las manchas en el centro de la fuerza de contacto. Las manchas importantes que se formen estarán separadas unas de otras haciendo que el área de contacto sea mayor. Con los contactos de plata se hicieron 1,2 millones de operaciones con una carga de 1 amperio a 60 voltios y dieron una resistencia de contacto de 19 miliohmios, (el mismo valor que se obtuvo al principio de la prueba). No existe un verdadero rebote de los contactos, solamente en un período de 0,5 milisegundos, hay una alta resistencia para pequeños valores de corriente/voltaje.

Para 37 amperios-vuelta el relé dará un área de contactos de 5,6 milímetros cuadrados, que es más de diez veces lo normal de un pequeño relé convencional de varilla con el mismo valor de amperios-vuelta.

Hasta ahora se hace el relé con 1, 2 y 4 cierres de contactos, pero se están diseñando variantes. Está encerrado hermeticamente bajo cristal conteniendo un gas inerte, el ensamble por compresión cristal-metal aumenta la ligazón en el acoplamiento entre ambos.

El relé cumple la especificación DEF 5011 de los British Armed Services.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Sistema de transporte de material esterilizado.

Para el transporte en los hospitales de materiales esterilizados, se ha desarrollado un sistema de conducción especial.

Los envases cubren en área de base de 600×300 mm. ó 300×300 mm. y están equipados con imanes permanentes en dos esquinas opuestas. Puesto que el sistema se utiliza también en áreas húmedas de esterilización, sus componentes se forman con cajas de acero de alta calidad, y la correa de transporte se hace de material plástico.



Sistema de transporte para material esterilizado.

Los envases pueden ponerse en el transportador en cualquier orden, que se desee; se ensamblan en grupos que se distribuirán a los autoclaves. A este efecto la cadena transportadora, comprende indicadores que son actuados por los imanes permanentes de los envases, y que reconocen el tamaño de estos últimos. Entonces se alinean los envases de acuerdo con distribuidores controlados electromagnéticamente, formando longitudes correspondientes a la capacidad del autoclave.

Después de un período de tiempo predeterminado, el distribuidor abre el autoclave, introduce un grupo de envases en él y lo cierra. El transportador entonces se mueve hasta que hay un nuevo grupo de envases.

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania

Tubos de televisión para la Smithsonian Institution.

Por petición de la Smithsonian Institution en Washington, el Dr. Philo T. Farnsworth le ha donado varias cámaras de televisión de hace 40 años y tubos de imagen, además de todos sus documentos y libros de notas del laboratorio de aquella época. El Dr. Farnsworth ha sido llamado "padre de la televisión electrónica" por los inventos, algunos realizados antes de tener veinte años de edad, que triumfaron en el tribunal de patentes.

En la figura, Victoria Lynch sostiene el primer tubo de rayos catódicos equipado con placas de desviación interiores. Sobre



Victoria Lynch sostiene el primer tubo de rayos catódicos con placas de desviación internas. En la mesa hay cuatro tubos de televisión donados al Smithsonian Institution por el Doctor Philo T. Farnsworth.

la mesa están, partiendo de la izquierda, el primer tubo disector de imagen, el primer osciloscopio de proyección, un orticón de imagen antiguo con multiplicador electrónico y el primer tubo osciloscopio con pantalla plana.

International Telephone and Telegraph Corporation

Triodo con disipación de 390 Kw.

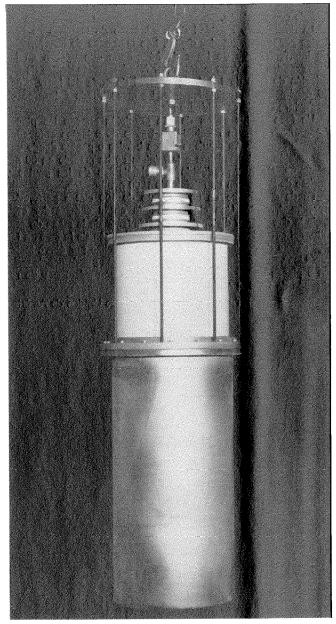
El tubo triodo de vacio convencional de mayor potencia del mundo mostrado en la figura pesa más de 136 Kg.

Es capaz de disipar 390 Kw. Solo el filamento necesita 30 Kw. y producirá impulsos de 90 megavatios de 1 milisegundo de duración con el uno por ciento de ocupación para aceleradores de partículas.

ITT Electron Tube Division, Estados Unidos de América

Relé para manejar 20 Kw.

El relé tipo de vacio RF 3 con solo 5,7 cm. de largo y 50 gramos de peso es capaz de interrumpir 20 Kw. de corriente continua. Conducirá 17 amperios eficaces y soportará 7500 voltios de pico a 16 MHz. A 60 Hz, soportará picos de 12.000 voltios.



El triodo de vacio de mayor potencia, que disipa 390 Kw. para la producción de impulsos de 90 megavatios.

Su margen de vibración es hasta 10 g. para 500 Hz. La vida probable es superior a un millón de operaciones.

Entre las aplicaciones típicas pueden citarse, conmutación en circuitos de antena, rejilla y placa, terminales de bobinas de radio-frecuencia, motores de control, máquinas herramientas, sistemas de alumbrado, etc.

ITT Jennings, Estados Unidos de América

Los circuitos integrados exigen máquinas de recubrimiento de precisión.

En la figura se muestra una máquina de recubrimiento, interferómetro laser que es tan exacta como una máquina de precisión. Hace el recubrimiento para el proceso de circuitos integrados y transistores. Pueden producirse, de una sola vez, 9 recubrimientos, cada uno correspondiente a una etapa de fabricación. Los recubrimientos se imprimen por proyección en placas fotográficas cuadradas de cristal de 114 milímetros en la cual se producen cientos de pautas cuadradas de 1 milímetro de tamaño por un proceso de avance y repetición.

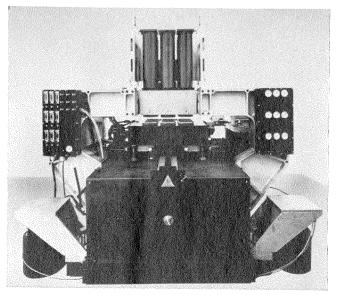
Las placas fotográficas que deben impresionarse, se colocan en una mesa de granito rectificada opticamente que se guía a lo largo de ejes X e Y sobre railes de pirex fijos a una mesa mayor de granito de 8000 Kg. rectificada opticamente. Asientos especiales aseguran un movimiento suave, sin esfuerzos y controlado con precisión.

La dirección y cantidad de movimiento de la mesa se controlan por un computador digital. Los márgenes de interferencia de interferómetros de laser de hélio-neon que operan en las coordenadas X e Y, se cuentan por fotodetectores dentro de una relación de fase de 1/8 de la longitud de onda del laser o sea 76 nanómetros aproximadamente. La mesa puede colocarse en cualquier zona de oscuridad o luz.

Un foco de luz zenon de alta precisión expone las placas fotográficas de gran resolución a través de 9 lentes enfocados automáticamente. La agudeza de los bordes o pautas desde una transmisión de luz máxima a la mínima se ha medido en 38 nanómetros. Se han producido espaciamientos de las pautas y anchos de líneas con un mínimo de 1000 nanómetros.

Puede disponerse de un conjunto de 100 cintas perforadas aproximadamente. Una cinta colocada en el computador controla la dirección y distancia del movimiento de la mesa de granito, así como las exposiciones. La conducción de la mesa a las posiciones determinadas por la cinta se realiza por servo-motores. Una vez programada para una pauta, ésta puede escalonarse en 9 placas separadas, simultáneamente, con relaciones de reducción de 10, 5, 4 ó 2 á 1.

ITT Semiconductors, Estados Unidos de América



Máquina para recubrimientos en circuitos integrados operada por computador. Las coordenadas XY de una mesa que sostiene la placa fotográfica que se recubre son determinadas por interferómetros que utilizan rayos laser.

Igualación de línea con ayuda de computador.

Un ingeniero de redes, puede plantear por teléfono su problema de igualación al centro, Computer-Aided Design (CADE) situado en Cockfosters, cerca de Londres, y antes de 30 minutos recibe un impreso del esquema de la red con valores de los componentes para igualar la línea en que está trabajando. La igualación normal empleando métodos manuales podría durar muchos días.

El ingeniero de redes encuentra las pérdidas de transmisión por los métodos normales haciendo aproximadamente 70 mediciones. Telefonea estos datos al centro CADE donde se mecanografian, en un pupitre que dispone de una pantalla para gráficos. La característica de pérdidas se exhibe inmediatamente en la pantalla junto con una lista de características de igualación, correspondiendo cada una a una red específica. El diseñador del centro CADE, saca una curva iterativa, con un procedimiento de fijación empleando en cada etapa una pluma sensible a la luz. Primeramente, selecciona de la lista de características de igualación, una que iguale una aberración de la característica de pérdidas exhibidas. Entonces, empleando la pluma nuevamente define la posición central, ancho y profundidad de la aberración con una retícula paramétrica de trazos finos en la pantalla de exhibición. La característica de igualación necesaria aparece ahora sobre la característica de pérdidas y el diseñador la modifica o acepta. Oprimiendo una llave, se aplica inmediatamente la igualación y se presentan las variaciones en las pérdidas residuales.

El procedimiento puede repetirse hasta que se hayan reducido todas las aberraciones y aparezcan las pérdidas residuales dentro de límites aceptables de tolerancia.

Finalmente, se produce un impreso de configuración del circuito y valores de los componentes y se contesta al ingeniero de red, dentro de los treinta minutos de su primer llamada.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

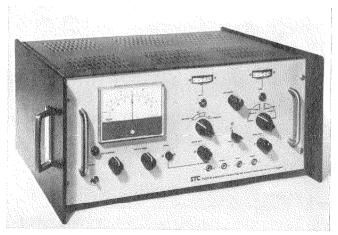
Aeropuerto holandés reequipado.

El Aeropuerto de Maastricht fué vuelto a abrir en Febrero de 1968, después de un período de cierre para ser equipado de nuevo. Entre sus equipos nuevos estaba el sistema de instrumentación de aterrizaje STAN 37/38/39® que comprende un localizador de simple canal STAN 37, un canal para el sistema de deslizamiento STAN 38, una baliza para marcación externa STAN 38 y otra para marcador-medio STAN 39. La antena del localizador tiene una configuración de altura reducida para poder permitir su erección a poca distancia en la parte posterior. Se emplea un sistema de antena tipo M con supresión en cuadratura para contrarrestar los problemas de situación debido a lo quebrado del terreno en las proximidades.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Pruebas de distorsión de televisión en color.

El aparato de medida de distorsión 74252 medirá las características de diferencia de fase y amplitud de un enlace de tele-



Medidor de distorsión para enlaces de televisión en color.

visión en color y las exhibirá en un medidor. Esto simplifica el procedimiento puesto que el único osciloscopio ahora necesario, es un modelo de bajo grado para colocar el punto medido en la forma de onda.

Se dispone de modelos para sistemas de 625 líneas y 525 líneas. Circuitos de estado sólido en tarjetas enchufables constituyen la forma de construcción.

Las medidas diferenciales de fase pueden hacerse desde \pm 0,2 á \pm 15 grados en cuatro bandas y \pm 0,25 á \pm 5 por ciento en tres bandas para la diferencia de amplitud. El aparato pesa 21,8 Kg, y sus dimensiones son $57 \times 25 \times 40$ cm. Trabaja con un suministro de 230 volt., 50 Hz.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Equipo de descripción de tren.

En una caja principal de señales, 42 tubos de rayos catódicos de 25 mm. de diámetro proporcionarán la descripción del tren en el esquema de electrificación de Lea Valley de los ferrocarriles británicos que cubre nueve millas de carril.

El sistema utilizará relés tipo 3000 del British Post Office para las funciones de conmutación, almacenamiento y transmisión en la caja de señales principal de Temple Mills West, y en las cajas de los límites en Chesnut, Brimsdown, South Tottenham y Hackney Downs. En estas últimas cajas de límites se utilizarán indicadores digitales para descripción de trenes. La orden está programada para terminar en Diciembre de 1968.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido