

Comunicaciones Eléctricas

Edición española de ELECTRICAL COMMUNICATION

revista técnica publicada trimestralmente por

INTERNATIONAL TELEPHONE and TELEGRAPH CORPORATION

RESUMEN

VOLUMEN 44 (1969) NÚMERO 1

En este número	2
Tráfico telefónico, telegráfico y telex, por <i>M. Deloraine</i>	4
Sistema de conmutación de mensajes DS.4, por <i>H. Benmussa</i> y <i>A. Girinsky</i>	15
Sistema de cable coaxial para países en desarrollo, por <i>H. B. Cranswick</i> y <i>C. W. Jolly</i>	26
Estudio de un sistema de mallas a tres etapas con "renovación" y características mixtas de pérdida y espera mediante el uso de tráfico artificial, por el Profesor <i>S. Ekberg</i> y <i>M. Gruszecki</i>	35
Un circuito transistorizado para aparatos telefónicos modernos, por <i>H. Van Holst</i>	42
Aparatos telefónicos de alta voz de nuevo diseño, por <i>K. Galyas</i>	48
El satélite científico ESRO 1 - "AURORA", por <i>G. Phélizon</i>	52
Diseño de redes de igualación con ayuda de un ordenador "conversacional", por <i>P. Boot</i> y <i>G. C. Tosh</i>	64
Máquina de marcación automática de índices para distribución del correo, por <i>G. Van Mechelen</i>	68
Nuevo modulador-demodulador para transmisión de datos sobre líneas telefónicas — Datel Modem nº 7, por <i>B. J. Jones</i> y <i>V. Teacher</i>	74
Utilización de efectos de carga almacenada en circuitos integrados, por <i>G. G. Gassmann</i>	80
Otros artículos y comunicaciones	86
Nuevas realizaciones	88
Nuevos libros	63 y 67

ITT

En este número

Tráfico telefónico, telegráfico y telex.

En una comunicación que presentó el autor en el Congreso internacional de comunicaciones en Ginebra en Octubre de 1968, procuró demostrar que, para nueve países europeos, la evolución del tráfico telefónico y telex, podría predecirse con seguridad, para los años venideros, siendo la ley de crecimiento prácticamente exponencial. Esto significa que los promedios de los índices de crecimiento son constantes; sin embargo son mayores para el tráfico internacional e intercontinental que para el tráfico interior.

En el artículo se presentan curvas que muestran la probable evolución del volumen del tráfico entre valores máximos y mínimos, para el período de 1967 a 1970.

En el estudio se incluye también un análisis de los factores principales que afectan al tráfico, junto con algunas consideraciones, como las consecuencias que podrían anticiparse si las medidas tomadas no corresponden a la demanda.

Se dan también por medio de anexos, datos estadísticos útiles.

Sistema de conmutación de mensajes DS-4.

En el artículo se presenta el sistema DS-4 como sucesor del DS-3 que ha sido fabricado por la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, después de definir los problemas que se presentan en la conmutación de mensajes por el método de registro y envío y de hacer una enumeración de las funciones principales que debe llenar un centro de conmutación.

Entre las características principales del sistema DS-4 están.

a) su organización de multiprocesadores, que consiste en una matriz de interconexión rodeada por varias unidades especializadas como sigue:

- procesador central,
- unidad telegráfica de entrada y salida,
- unidad de tambor o disco magnético,
- eventualmente unidad de desarrollo y una segunda unidad telegráfica de entrada y salida para centrales muy grandes;

b) una alta capacidad de proceso debido a la optimización de todas las unidades especializadas;

c) estructura modular que proporciona una utilización económica del sistema dentro de un margen amplio que comprende desde unas decenas a 500 líneas telegráficas;

d) alta confiabilidad operacional en el caso de operación duplex, la conmutación desde la cadena en línea a la de cola de espera no arrastra ni pérdida ni mutilación de los mensajes que se transmiten;

e) gran confiabilidad de las subunidades construidas en circuitos de estado sólido;

f) programación normalizada que facilita la adaptación a las necesidades particulares de los clientes.

Gracias a las características anteriores, el sistema DS-4 encuentra aplicaciones muy importantes no solo en telegrafía, sino también para control remoto de satélites de comunicaciones o de subestaciones industriales.

Sistema de cable coaxial para países en desarrollo.

Este sistema se ha desarrollado para cubrir la necesidad de rutas económicas con pequeña densidad de tráfico en territorios en expansión. El estudio comparativo de cables de pares, cuadretes o coaxiales, sobre la base del coste por kilómetro, máxima distancia de telealimentación y fácil instalación y conservación, condujo a un sistema a "2 hilos" para tendido aéreo utilizando un solo tubo coaxial con un hilo soporte del vano.

Cada dirección de transmisión utiliza banda de tráfico distinta de 60 a 552 KHz y de 812 a 1300 KHz.

Los repetidores transistorizados y telealimentados se montan en postes a distancias aproximadas de 7,4 kilómetros. Cada repetidor tiene un amplificador que sirve para las dos direcciones de transmisión mediante filtros direccionales.

Estudio de un sistema de mallas a tres etapas con "renovación" y características mixtas de pérdida y espera mediante el uso de tráfico artificial.

Amplias simulaciones de tráfico del sistema PC 32 en su rec de conversación y registradores permiten la comprobación experimental de su capacidad de manejar el tráfico y la investigación de algunos aspectos generales de un sistema de mallas a tres etapas con facilidades de renovación y de pérdida y espera.

El resultado de estas simulaciones, de acuerdo con un modelo en tiempo real, muestra la excelente condición para el tráfico del sistema investigado en gran número de casos.

Los resultados de la simulación permiten también el establecimiento de fórmulas prácticas de dimensionado.

El artículo discute las simulaciones y la exactitud de los resultados obtenidos.

Un circuito transistorizado para aparatos telefónicos modernos.

ITT a través de su casa asociada Bell Telephone Manufacturing de Bélgica, ha desarrollado un nuevo aparato telefónico que utiliza los avances de la tecnología de semiconductores para proporcionar un mejor standard de servicio a los abonados telefónicos. Las vías de transmisión y recepción incluyen amplificadores de semiconductores, alimentados a través de la línea de abonado, que mejoran la calidad de las conversaciones telefónicas en bucles de cable cortos y largos. La mejora es tal que con planificación adecuada de las redes locales, se obtienen importantes economías totales en las plantas de redes.

Aparatos telefónicos de alta voz de nuevo diseño.

ITT ha completado recientemente el desarrollo de un nuevo aparato telefónico de abonado para alta voz que puede conectarse a la red mundial. Está todo incluido en una sola unidad lo que evita muchos de los inconvenientes de los teléfonos modernos con alta voz. Es un sistema con conmutación por la voz que permite introducirse cortando una conversación, ignora virtualmente el ruido de fondo y también impide en gran parte el llamado "efecto barril". Además cumple todas las recomendaciones del CCITT.

El satélite científico ESRO I — "AURORA".

En 1965, la Organización Europea de Investigación Espacial, (European Space Research Organization, ESRO) adjudicó un contrato para la construcción del satélite científico ESRO I al Laboratoire Central de Télécommunications de París, designado como contratista principal.

Este satélite, equipado con dispositivos para ocho experimentos preparados por laboratorios daneses, noruegos, suecos y británicos, participará en el estudio del efecto de las partículas solares (viento solar) sobre la alta atmósfera de la tierra. En particular, este estudio incluirá un examen fotométrico de la aurora polar, medidas de la composición de la ionosfera juntamente con la determinación de las energías y distribución de las partículas que bombardean la atmósfera o que son atrapadas por el campo magnético de la tierra.

El satélite es cilíndrico de 76 cm de diámetro. Se alimenta con energía eléctrica mediante baterías solares fijadas directamente sobre las paredes exteriores. La estructura interna comprende un cono central de magnesio rodeado por cuatro paneles que soportan el equipo.

La construcción de los distintos subsistemas se ha distribuido ampliamente en toda Europa; la mayor parte en Francia y Suiza. El contratista principal ha aplicado un sistema de dirección PERT-COUT.

Antes de la construcción de la unidad de vuelo, se construyó un prototipo y varios modelos de laboratorio que fueron probados extensamente durante dos años aproximadamente.

En Agosto de 1968, se terminaron las pruebas sobre la unidad de vuelo y NASA dió su aprobación para su traslado a la base de Vandenberg (California).

Después del lanzamiento con éxito el 3 de Octubre de 1968, el seguimiento del satélite fué realizado por la red NASA-STAN-

Diseño de redes de igualación con ayuda de un ordenador "conversacional".

En la instalación de equipo de transmisión para líneas telefónicas coaxiales, es necesario instalar redes para igualar la respuesta en frecuencia de la línea. Anteriormente los ingenieros hacían un diseño manual del igualador y construían circuitos de prueba que se instalaban en el equipo para su evaluación. Actualmente el proceso se sustituye por un método que utiliza un ordenador utilizando un terminal de presentación gráfica en modo "conversacional". El ingeniero que maneja la unidad de presentación gráfica actúa sobre ella para obtener la respuesta de la línea sin igualar y selecciona las secciones de redes normalizadas que compensan las irregularidades. El ordenador calcula los valores de los componentes que se deben cablear en las tarjetas de circuitos impresos normalizadas.

La unidad CADEM de STC ofrece un servicio de 24 horas, utilizando esta técnica gráfica, de lo que resulta una gran economía de coste en la instalación.

Máquina de marcación automática de índices para distribución del correo.

Con objeto de hacer más económica la clasificación de cartas, éstas tienen que llevar la información importante en forma que sea legible por una máquina que pueda llevarlas automáticamente al casillero de destino correcto. Las técnicas ensayadas o aplicadas actualmente emplean barras luminiscentes o códigos de barras (llamados índices) que se imprimen en las cartas en los centros de salida. Sin embargo, a causa de haberse ampliado las posibilidades de lectores ópticos de caracteres, ha sido posible, leer directamente en el sobre el nombre de la ciudad, provincia o código del área postal. Evidentemente que en este caso será necesario una normalización al escribir la dirección así como del tipo de caracteres empleados. Debido a estas limitaciones y para reunir en un sistema compatible y eficaz las posibilidades y ventajas ofrecidas por la marcación de índices y el reconocimiento óptico de caracteres, Bell Telephone Manufacturing Co. de Amberes ha concebido una máquina automática de marcación de índices. Está equipada con un lector óptico producido por Standard Elektrik Lorenz AG, que pone los índices en las cartas a gran velocidad.

Esta máquina se puso en operación con todo éxito en la oficina postal de cheques de Bélgica a mediados de 1968.

La máquina que opera a la velocidad de 6 cartas por segundo, no solamente pone los índices sino que las clasifica en 10 casilleros de salida. Es de estructura modular y consta de un módulo de entrada, que separa las cartas neumáticamente, un módulo de lectura óptica e impresión de índices, un módulo de lectura de índices fotoluminiscentes con fines de comprobación y varios módulos de salida. El módulo de lectura óptica e impresión está equipado con un lector OCR-A y dos posiciones de impresión que funcionan alternadamente. La técnica de impresión es del tipo de impacto en frío y diferente de las utilizadas en otros países. Todos los elementos son de silicio y se han obtenido excelentes resultados en pruebas reales.

Nuevo modulador-demodulador para transmisión de datos sobre líneas telefónicas — Datel Modem nº 7.

El equipo fué diseñado por el British Post Office para permitir la transmisión sobre circuitos telefónicos a 4 hilos, de datos serializados a una velocidad de 2400 bits por segundo, en forma conveniente.

Los datos de entrada se convierten por un modulador en una señal modulada por diferenciación de fase y 4 condiciones con una frecuencia portadora de 1800 Hz. Se envían dos bits de información con cada cambio de fase que ocurre entre un período de modulación y el siguiente. Cada cambio de fase tiene valores de 0° , 90° , 180° ó 270° .

Las señales recibidas de la línea se demodulan por medio de un par de detectores coherentes que utilizan una portadora de referencia derivada de la señal de entrada. Una memoria digital y la comparación de las salidas del detector facilitan la evaluación de los cambios diferenciales de fase y la correspondiente regeneración de datos.

Se han previsto unidades adicionales opcionales que permiten la transmisión de datos a velocidades de 600 á 1200 bits por segundo sobre circuitos normalizados a 2 hilos de la red pública cuando se aplique una señal adicional de comprobación.

También pueden utilizarse unidades que permiten la transmisión simultánea con los datos de señales de supervisión de 75 bits por segundo, sobre circuitos a 4 hilos o a 2 hilos.

Tanto las unidades de 600 bits por segundo como las de 1200 y 75 bits por segundo, emplean técnicas de desviación de frecuencia y cumplen la recomendación V23 del libro azul de CCITT.

Utilización de efectos de carga almacenada en circuitos integrados.

Dadas las limitaciones tecnológicas para la integración de un determinado circuito, es necesario describir nuevos procedimientos para el diseño de circuitos integrados. Hasta ahora se han dedicado muchos esfuerzos para reemplazar las redes LC por circuitos RC, debido a que no es posible la construcción de bobinas en este tipo de técnicas. Pero este procedimiento sólo nos permite un limitado número de casos porque, desgraciadamente, no es económico fabricar los condensadores por encima de 100 pF en esta técnica monolítica. La utilización de condensadores de grandes valores tampoco es aconsejable ni en las técnicas de película delgada ni en las de película gruesa.

Un desarrollo básico, realizado en el laboratorio de aplicaciones de SEL en Esslingen, Alemania, condujo al resultado de que un cierto número de circuitos, que hasta el momento funcionaban únicamente con redes RC ó LC, se podrían realizar sin utilizar bobinas ni condensadores aprovechando el tiempo de almacenamiento de los semiconductores junto con los nuevos circuitos desarrollados especialmente para ello. Los circuitos básicos más importantes desarrollados con esta técnica RS (R = resistencia y S = "storage" almacenamiento) son: un oscilador de frecuencia modulada, un discriminador de FM de bordes abruptos, un modulador y demodulador de anchura de impulsos, una "línea de retardo" de impulsos con retraso modulado variable (por ejemplo), aparte de esto la banda de paso de impulsos y también el monoestable y el convertidor de impulsos para la sincronización de la desviación horizontal en los receptores de TV, etc.

El efecto perjudicial que tiene la variación del tiempo de almacenamiento con la temperatura se puede evitar fácilmente en la mayoría de los casos por procedimientos estabilizadores. La variación del tiempo de almacenamiento con la tensión permite variar las características de los circuitos (por ejemplo, la pendiente de la característica de un discriminador o de la frecuencia de un oscilador etc.) dentro de unos límites muy amplios.

Tráfico telefónico, telegráfico y telex

M. DELORAINE

Laboratoire Central de Télécommunications, París

1. Introducción

El autor tuvo el honor de presentar, durante el onceavo Congreso Internacional de Comunicaciones en 1963, una comunicación en la que se describe la situación del tráfico de telecomunicación. Partiendo de las informaciones existentes antes de 1963, por medio de extrapolación, hizo una predicción hasta 1970, bien entendido, que el grado de probabilidad de estas extrapolaciones disminuye rápidamente de un año al siguiente.

En el artículo presente que es una reproducción de la comunicación presentada en el congreso internacional de comunicaciones de Ginebra, en 1968, se intentará extender las previsiones hasta el año 1975.

Es interesante, hacer una revisión de los errores cometidos en los estimados anteriores. Esto permitirá por una parte, juzgar el grado de confianza que puede concederse a estas predicciones, y por otra, como deben modificarse los métodos de predicción para llegar a una mayor aproximación.

Es necesario reproducir al iniciar este artículo, la observación que se hizo en el precedente, los estudios acerca del tráfico presente y futuro de telecomunicación son claramente privativos de las Administraciones, estatales o particulares, encargadas de la explotación de los servicios, que además disponen de mayor información para realizar tales estudios.

En lo que sigue, los datos de que disponemos se han completado con la información suministrada amablemente, por personas que forman parte de las organizaciones de explotación.

Fundamentalmente puede señalarse que son todavía válidas las conclusiones del artículo de 1963 siguientes:

- el crecimiento del tráfico telefónico de telex sigue una ley exponencial en todos los países, sin que pueda observarse un principio de saturación;
- en consecuencia, los índices medios anuales de incremento del tráfico son constantes, sus valores son elevados tanto para telefonía como para telex y son más altos para el tráfico internacional y el intercontinental que para el interior.

Los límites superior e inferior de los índices medios de crecimiento estimados para los países europeos hasta 1970 (anexo 1) se dieron y reproducen a continuación:

Límites de los índices anuales de crecimiento

	Tráfico interior	Tráfico Internacional	
		Continental	Intercontinental
Teléfono	4 á 9	10 á 19	12 á 20
Telégrafo	-5 á -1	-1 á +4	-1 á +6
Telex	7 á 20	15 á 27	29 á 46

Si se tiene en cuenta los datos adicionales a nuestra disposición desde que se produjeron estos valores y hasta 1966, puede observarse:

- para el tráfico interior telefónico, los valores de ín-

dices de crecimiento 4 y 9 % pueden aún considerarse como buenos;

- para el tráfico continental los estimados de 10 á 19 % son ligeramente bajos;
- para el tráfico intercontinental los estimados de 12 á 20 % eran demasiado bajos;

las estimaciones referentes al tráfico telegráfico son de interés secundario, la cantidad total de telegramas ha disminuído en el tráfico interior y en el internacional se ha experimentado solo un pequeño crecimiento.

En relación con el tráfico telex, se habían dado para valores límites de crecimiento anual los valores siguientes:

- 7 á 20 % para tráfico nacional cuyos valores son un poco bajos;
- 15 á 27 % para el tráfico continental y 29 á 46 % para el intercontinental. De acuerdo con nuestros últimos datos los máximos son demasiado altos.

Al final de este artículo se darán nuevos estimados en forma algo distinta de la anterior.

2. Consideraciones generales

La American Telephone and Telegraph Company hace una estimación, a base mundial, de que el número de teléfonos en servicio a fines de 1966 ha alcanzado la cifra de 208 millones, habiendo sido el crecimiento en el año de 13,4 millones o 6,9 %.

En este artículo, el estudio se ha limitado a los datos y estimaciones referentes a los 9 países siguientes de Europa Occidental: Alemania del Oeste, Bélgica, Dinamarca, Francia, Holanda, Italia, Reino Unido, Suecia y Suiza, a los que corresponden 45,4 millones de teléfonos a fines de 1966. Esta cantidad ha aumentado en 2.979.000 unidades durante el año o sea 6,84 %.

Como referencia agregaremos que en los Estados Unidos, a fines de 1967, se había pasado de 100 millones de teléfonos, con una ganancia de 4.700.000 unidades durante el año.

A continuación se definen los términos que se utilizarán en conexión con el tráfico.

Se entiende como tráfico telefónico, la cantidad total de llamadas completadas, sin considerar, duración, distancia, tarifa, ni tampoco si la llamada se utiliza para conversación o transmisión de datos.

En Estados Unidos se considera que una llamada de larga distancia es aquella de la que se hace un ticket individual indicando, el origen, destino, duración y tarifa percibida, etc. Las demás llamadas son "locales".

En Europa las llamadas interurbanas no corresponden normalmente a un ticket, cuando el abonado disca directamente. Además las áreas correspondientes a llamadas locales varían mucho de unos países a otros y esto a su vez determina la proporción de llamadas de larga distancia en estos países. Las diferencias son considerables.

Los porcentajes de llamadas de larga distancia con respecto al número de llamadas totales en 1967 son tan

altos como 52,5 % en Suiza y tan bajos como 4,5 % en Estados Unidos (anexo 2).

En los países de Europa se establece la densidad del tráfico telegráfico por la cantidad de mensajes transmitidos. En el telex se cuenta, bien el número de comunicaciones tasadas cambiadas entre las estaciones de abonado, el número de minutos tasados o el número de impulsos de tasación en el contador. A veces estas estimaciones se suministran simultáneamente.

En Estados Unidos se llama tráfico interior, telegráfico o telex al número de comunicaciones tasadas en la zona que comprende Estados Unidos, México y Canadá. El tráfico internacional comprende los mensajes salientes de los Estados Unidos, contados en minutos tasados.

Se ha eliminado en lo posible el efecto de las diferencias en los datos, por su procedencia, considerando solamente los índices de crecimiento.

También, para hacer mínimas las causas accidentales, se han calculado los índices de crecimiento de tráfico, tanto para telefonía como para telegrafía y telex sobre la media de cinco años de 1961 á 1966.

En paralelo con estos datos se muestran en la tabla del anexo 9 informaciones económicas fundamentales, el índice de crecimiento anual de la producción interior en bruto, corregida por el aumento del coste de vida, y el crecimiento medio anual del volumen de comercio exterior, con cifras obtenidas de las estadísticas del "fondo monetario internacional".

Se intenta presentar con más detalle la evolución del tráfico telefónico, más bien que el telegráfico o telex, por su mayor volumen.

En el telex, que cubre un importante campo, el aumento de tráfico crece rápidamente en países con pequeña proporción de abonados, siendo el crecimiento más lento en los países con muchos abonados.

El desarrollo de las redes telefónicas tiene una influencia directa en los servicios telegráficos y telex, debido a que las facilidades de línea se proporcionan, generalmente, por arterias comunes.

3. Factores que influyen en el tráfico

a) Factores económicos

Muchos autores han buscado la relación entre el crecimiento del tráfico y factores económicos conocidos. Una contribución al CCITT sugiere que:

- el tráfico telefónico local es proporcional a la densidad de teléfonos;
- hay una estrecha correspondencia entre el índice de crecimiento de tráfico de larga distancia y de producción interior en bruto;
- el crecimiento del tráfico telefónico internacional es más bajo que el nacional. El tráfico telefónico internacional, depende más del mercado exterior que de la vida económica y producción interior [1].

Otra contribución al CCITT sugiere en un documento, leyes de correlación más complejas, señalando para las llamadas locales la influencia del sistema de tarificación, la extensión de las zonas urbanas, la calidad del servicio, las características de los abonados y la densidad de teléfonos [2].

Hemos intentado comprobar la forma de correlación anteriormente indicada para los países que consideramos; debe admitirse que los resultados no son muy coherentes. Sin embargo, observamos que la cantidad total de comunicaciones telefónicas es proporcional aproximadamente al número de abonados telefónicos para Bélgica, Dinamarca y Suiza.

Los índices de crecimiento de tráfico son superiores al de abonados telefónicos en Estados Unidos, Francia, Suecia y Reino Unido y más bajos para Holanda, Italia y Alemania del Oeste.

El índice de crecimiento del tráfico telefónico internacional excede del comercio exterior, sobre todo en el Reino Unido.

Para la orientación de este estudio, tienen gran valor los datos sobre crecimiento de líneas principales, o de número de abonados, ya que están relacionados con el incremento del tráfico.

Los señores Lawrence Robinson y Ernest Shaffer han mostrado que en los Estados Unidos, entre los años 1950 y 1967, el número de teléfonos ha crecido más rápidamente que la población o que la producción interior [3] (anexo 3).

Las variaciones en la situación económica nacional o en la internacional, tienen influencia en el tráfico de telecomunicación, como las grandes depresiones económicas del pasado que han afectado a la forma de las curvas que representan el crecimiento anual de tráfico telefónico. Los períodos de guerra tienen naturalmente su repercusión en el mismo.

En nuestro artículo anterior se ha mostrado, que cuando estas circunstancias anormales terminan, se restablecen las características principales anteriores a la crisis, en algunos casos las curvas de los índices de variación toman valores tales, como si los períodos excepcionales no hubieran existido.

Cambios económicos básicos, como la libertad de comercio entre los seis países del mercado común o la entrada en vigor del "Kennedy Round" tendrán el efecto de aumentar el tráfico internacional por encima de los índices anteriores, si el aumento suplementario tiene medios para realizarse. Otras situaciones nuevas pueden tener un efecto contrario, como por ejemplo las restricciones en el movimiento de divisas.

Por otra parte, varios autores han establecido una correlación entre el número de líneas o teléfonos por cabeza en los países del mundo y la renta por persona anual. Se sabe que, aproximadamente, el número de líneas o de teléfonos aumenta con la renta media anual por persona. En particular, esto se ha presentado en el Comité Consultivo Internacional Telefónico y Telegráfico (CCITT) [4], pero aunque esto indica una directriz media bien establecida, las variaciones en el número de abonados desde el valor medio, para una renta dada por persona, pueden cambiar en la relación de 3 á 1.

En los países que se consideran en este estudio, el desarrollo en telecomunicación comparado con el económico, puede variar en la relación desde 3 hasta 1, dependiendo de las políticas de la Administración que afectan a la telecomunicación.

Existe indudablemente una tendencia en las adminis-

tracciones de explotación de telecomunicación, para relacionar el tamaño y crecimiento de sus medios a factores exteriores a la misma empresa, esencialmente, las condiciones sociales y económicas en sus propios países. La consecuencia de esto es que, estas administraciones dan una ponderación insuficiente a sus oportunidades de asegurar el crecimiento por su propia iniciativa. Por ello, se pondrá poco énfasis en la influencia de los factores nacionales, sociales o económicos, examinando con más detalle las condiciones que están bajo la dependencia de las administraciones de explotación.

b) Política de tarifas

No hay duda de que la política seguida para el establecimiento de las tarifas tiene influencia en la evolución del tráfico telefónico o telex. El tráfico local se determina en parte por el coste de una llamada local, pero resulta difícil establecer comparaciones, porque también interviene el precio de los abonos, la superficie de la zona en que se aplica la tarifa local y otros factores [5].

En muchos países, se ha considerado normal o necesario, obtener un beneficio en las llamadas de larga distancia, que no está en relación con el coste de las instalaciones hechas para esta finalidad, para compensar la falta de rendimiento en las llamadas locales.

Puede citarse como por ejemplo, la memoria del "Bundespost" de 1964 en la cual el exceso de ingresos sobre el coste para las llamadas locales ha sido de 2,9 millones de marcos, mientras que el exceso para las llamadas interurbanas fué de 492,7 millones de marcos [6].

Para las llamadas internacionales, un suplemento importante de tasas en la misma distancia que para una llamada nacional tiene un efecto perjudicial para el tráfico, este tenderá a disminuir con el establecimiento de llamadas internacionales automáticas por discado directo.

Los países que han establecido una relación más equitativa entre los costes y tarifas correspondientes a las diferentes clases de llamadas, han visto aumentar rápidamente su tráfico a distancias medias y largas.

En el "Bell System" se han introducido a partir de 1915 veintidos reducciones importantes de tarifas; entre las recientes reducciones se incluyen, mayor duración de las llamadas, tarifas reducidas en sábados y algunos días festivos, también para llamadas desde la medianoche a las 7 de la mañana, una tarifa máxima de 75 centavos para llamadas automáticas dentro de los límites continentales de Estados Unidos [7].

Las tarifas reducidas a las horas de menor carga proporcionan un mayor volumen de tráfico y de ingresos suplementarios. Las experiencias en este sentido del British Post Office, del Bundespost y de la Administración suiza son demostrativas.

Para analizar mejor la influencia de las tarifas sobre el tráfico, es interesante definir dos categorías de gastos, por una parte, los que dependen directamente del tráfico, y por otra los que prácticamente son independientes.

La utilidad de esta distinción se debe a que los gastos en la categoría bajo influencia del tráfico aumentan menos rápidamente que los ingresos, mientras que los gastos de la segunda clase aumentan más que los ingresos.

En el primer grupo, se encuentran, las centrales, los enlaces y las líneas de larga distancia. Su coste aumenta menos deprisa que el tráfico.

En el segundo grupo, tenemos las líneas y aparatos de abonado y las instalaciones en sus domicilios. Aquí, el coste tiende a aumentar más rápidamente que el tráfico. Por tanto es necesario cualquier posible economía en esta parte de la red.

El coste de las líneas de abonado tiende al aumento, en parte, porque cada vez son más largas y sirven más domicilios particulares; esto puede contrarrestarse por nuevos diseños con ahorro de material y mano de obra.

El coste de las instalaciones de abonados tiende a crecer a consecuencia de los costes elevados del trabajo de instalación del cual una gran parte no contribuye a aumentar el número de abonados o el nivel de ingresos [8].

Estas últimas actividades forman parte de los gastos de la red en régimen estacionario y pueden representar una importante fracción del total.

Las tarifas del abono se establecen para compensar en gran parte los gastos independientes del tráfico. Las reducciones de estas tarifas deben conjugarse con los avances tecnológicos en el dominio de líneas y aparatos de abonado.

c) Factores técnicos

El progreso técnico puede ocasionar una reducción substancial del coste de los circuitos individuales, sobre todo, cuando la cantidad de circuitos sobre la misma vía es elevada. Es lo que ocurre con la introducción de los sistemas multiplex de portadoras, cables coaxiales, radioenlaces de banda ancha con repetidores o por satélites, cables submarinos con repetidores transistorizados.

Una mejora sensible de la calidad de los circuitos arrastra en general un crecimiento del tráfico, así como un alargamiento de la duración media de las conversaciones telefónicas, como se ha comprobado con la introducción de los cables submarinos transatlánticos telefónicos.

La inversión en planta de bucles de abonado en Europa es una fracción importante de la red total, en proporción frecuentemente más alta que las inversiones en las centrales automáticas. Aunque todos los estimados pueden no estar hechos sobre las mismas bases, esto se pone de manifiesto por una tabla en un documento del CCITT de 1964 [9] (se extracta en el anexo 4).

La introducción progresiva de conductores de menor diámetro, sustitución del cobre por aluminio, proyectos más económicos de plantas, métodos más modernos de instalación, utilización común de postes para distribución eléctrica y telefónica, dispositivos electrónicos cuando se necesiten, pueden conducir a reducciones importantes en los costes.

En el caso de enlaces entre centrales, pueden conseguirse ahorros por una gran aplicación de portadoras a circuitos existentes con frecuencia audio o a nuevos circuitos.

El coste por línea de una central automática, aparece casi constante con el tiempo para un servicio dado, pero al extenderse más las redes y hacerse más complejas,

por la introducción de nuevos servicios, el número de operaciones necesarias para alcanzar un abonado dado crece al mismo tiempo que la cantidad de abonados. Esta es la razón por la que las estadísticas disponibles en Europa muestran que con valor constante del dinero, el coste total por teléfono agregado tiende a aumentar año tras año. En compensación el coste del mantenimiento por teléfono en la red tiende a disminuir.

En los Estados Unidos, durante el período de 1957 a 1966 para una ganancia de 35 millones de teléfonos, la inversión en planta ha aumentado en 109% mientras que la inversión en centrales ha crecido en 137% a pesar de la disminución del número de centrales en operación [10].

La configuración de la red adoptada para un caso particular está sujeta a muchas variaciones posibles, puede estudiarse la configuración más económica en cada caso, compatible con una operación eficaz.

La variación en los conceptos de configuración de la red puede mostrarse por la cantidad media de líneas telefónicas servidas desde una central. Se encuentran los extremos en Estados Unidos con 3500 líneas de promedio y en Francia con solamente 122 líneas. Estas diferencias en los proyectos pueden expresarse también en términos del área media servida por una central. Los valores varían entre límites muy amplios. También esto conduce a diferencias muy grandes en la longitud media de las líneas de abonado.

La automatización integral de la red, tiene un efecto muy marcado sobre el aumento rápido del tráfico, especialmente sobre el número de comunicaciones de larga distancia. La República Federal Alemana, Holanda y Suiza, han alcanzado la conmutación automática integral. El Reino Unido, Bélgica, Italia y Suecia, tienen un porcentaje de centrales manuales muy pequeño. Dinamarca y Francia tienen todavía una proporción importante de centrales manuales o semi-automáticas (anexo 5).

Debido al rápido aumento del número de ordenadores hay también un cambio significativo en el crecimiento del tráfico. Según una estimación de Mr. William Knox, Consejero de la Casa Blanca, la cantidad de ordenadores en los Estados Unidos que era 1000 en 1955, alcanzará 80 000 en 1978 [11].

Actualmente en Estados Unidos se cuenta con 50 000 equipos en servicio para la transmisión de datos numéricos, creciendo este número rápidamente.

Pierre Lhermite, informador en el Conseil Economique et Social (Francia), muestra que las empresas de Europa conocerán con algún retardo una experiencia análoga a la de Estados Unidos y que la transmisión de datos a distancia llegará a ser uno de los problemas esenciales de la aplicación de los computadores. Dice además:

“es importante que se tomen medidas para dotar al país con una infraestructura satisfactoria para la transmisión de datos” [12].

La tendencia actual es considerar la línea telefónica como un medio de transmisión, no limitado a la palabra, sino capaz de prestar servicios múltiples para cambiar información o para el control a distancia. En algunos casos para impedir la transmisión de corrientes fuera

de las normas previstas o para respetar los reglamentos vigentes, se emplean métodos que recurren a un acoplamiento acústico entre los aparatos suplementarios y el micrófono y receptor telefónico del aparato de abonado. Este tráfico se agrega evidentemente al existente.

Es muy rápido el desarrollo de enlaces intercontinentales por cables submarinos y satélites repetidores. En 1963 había 128 circuitos telefónicos transoceánicos. En 1970 esta cifra llegará probablemente a 1520 (anexo 6). Las previsiones de las demandas de circuitos por satélites hasta 1972 para los océanos Atlántico, Pacífico e Índico son:

— 1240 circuitos en 1968,

— 3826 circuitos en 1972,

según el International Communication Satellite Committee (anexo 7).

Hoy la previsión es que la cantidad de circuitos transoceánicos por cable submarino y por satélites continuará aumentando en paralelo. Para cumplir con el muy rápido crecimiento del tráfico de larga distancia estos medios jugarán un importante papel.

De todo lo precedente se desprende que son muy numerosos los factores que influyen en el coste inicial, gastos de explotación, calidad del servicio y rentabilidad de la empresa, haciendo probable que solo por medio de datos precisos y con el servicio de máquinas electrónicas se puedan optimizar todos estos factores.

d) Política de inversiones —

Listas de abonados en espera

Teniendo en cuenta que en muchos países, la cantidad de teléfonos y de estaciones telex y el tráfico correspondiente aumenta más rápidamente que la producción bruta interior, debe esperarse que las inversiones y gastos anuales en telecomunicaciones, representen una proporción creciente del presupuesto total de una nación. Sin embargo, aparece que la prioridad dada a las inversiones en telecomunicaciones varía de un país a otro, lo que influye en los índices de aumento del tráfico telefónico.

Una de las repercusiones inevitables de la política de inversiones adoptada por los distintos países para una red de telecomunicaciones es la importancia y la evolución de su lista de espera.

Como el telex se beneficia de la infraestructura de las líneas telefónicas y es relativamente pequeño el número de abonados, su desarrollo está menos afectado por las cuestiones presupuestarias, que el telefónico.

De un país a otro, varía la forma de estimar el número de peticiones de abono telefónico en espera, sin embargo, en cada país las cifras de un año al otro, son comparables (anexo 8).

Italia y la República Federal Alemana tienen listas de espera que disminuyeron entre 1964 y 1967, Suecia, Suiza y Bélgica tienen listas poco importantes y que apenas han aumentado en los mismos años, Gran Bretaña, Holanda y Francia tienen una lista de demandas, no satisfechas, en aumento, siendo particularmente rápido este aumento en Francia.

De los 7 países considerados, la lista de espera en 5 de ellos ha crecido a pesar de que en los 3 años la cantidad de líneas agregadas, ha sido netamente superior

a la lista de espera original. Italia es el único país que acusa una disminución importante del número de peticiones no satisfechas.

Las cifras del anexo 8 no evidencian la importancia probable de la demanda más que en el caso de que las necesidades pudieran satisfacerse sin demora.

Una lista de espera importante tiene el efecto de aumentar las inversiones anuales en los países interesados; cuando los equipos se ponen en servicio se acelera la demanda y el tráfico. La importancia de la lista de espera no es una indicación útil para las posibilidades de desarrollo del servicio, su reducción puede exigir esfuerzos largos y tenaces.

En efecto, si los futuros abonados ven que pueden conectarse rápidamente y obtener un servicio satisfactorio, aumentará su número más de lo previsto, mientras que por el contrario un servicio defectuoso y retardo en la conexión desaniman al público para nuevos abonados.

4. Análisis de los valores estadísticos medios entre 1961 y 1966 del anexo 9

La tabla del anexo 9 muestra para la República Federal Alemana, Bélgica, Dinamarca, Francia, Italia, Holanda, Reino Unido, Suecia y Suiza para el período de 1961 á 1966, las progresiones medias para lo siguiente:

- líneas telefónicas,
- centrales telefónicas,
- tráfico telefónico local,
- interurbano,
- internacional (de salida),
- intercontinental (de salida),
- comunicaciones por abonado.

A título de referencia se han agregado algunos valores relativos a Estados Unidos, y para todos los países:

- teléfonos por 100 habitantes,
- cantidad media de líneas servidas por una central telefónica.

En relación con el telex, se encuentra para los mismos países y período, el valor medio de crecimiento del número de abonados al telex y del tráfico nacional e internacional, y como referencia la cantidad de abonados telex por 10 000 habitantes.

Finalmente, se ha mostrado en las mismas condiciones para telegrafía, el valor medio de la progresión de tráfico (algunas veces negativo) tanto para telegramas nacionales como internacionales.

Para establecer cualquier correspondencia que probablemente existirá entre estos valores y los datos económicos básicos, se ha indicado para los países de la lista y para el mismo período, el progreso medio del producto interior bruto corregido por el coste de vida y el progreso medio del comercio exterior.

a) Progresión media del tráfico telefónico local (Fig. 1)

La variación anual media del tráfico telefónico, en %, para el período de 1961 á 1966 se puede escalar para los países que se consideran en el siguiente orden:

- Suecia 9 %
- Francia 7,8 %
- Reino Unido 7,4 %
- República Federal Alemana 5,9 %

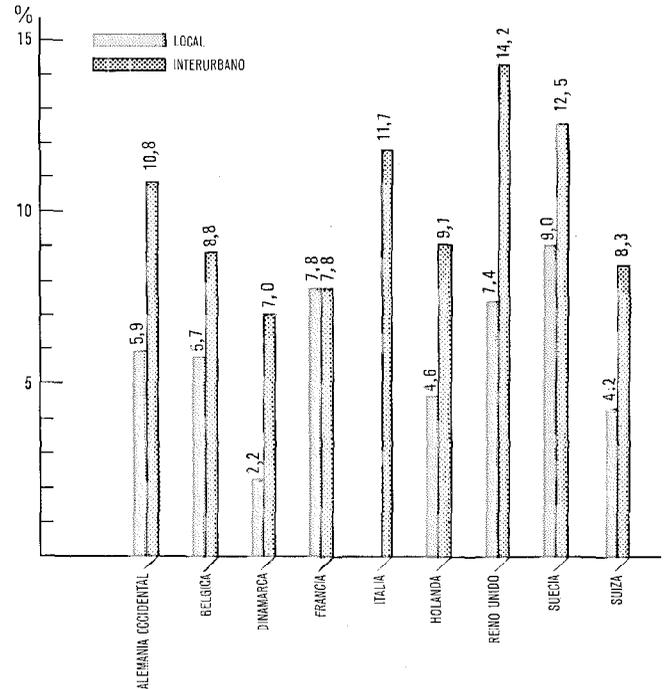


Fig. 1 Promedio de la progresión anual del tráfico telefónico local e interurbano 1961—1966.

- Bélgica 5,7 %
- Holanda 4,6 %
- Suiza 4,2 %
- Dinamarca 2,2 %

Como se ha hecho observar anteriormente, los índices de crecimiento del tráfico no corresponden bien al incremento del número de teléfonos; el 9% de incremento de tráfico en Suecia corresponde a un aumento en la cantidad de teléfonos de un 5,2%, mientras que para Holanda y Dinamarca se invierte la situación con un tráfico que crece en un 4,5% y 2,2%, la ampliación de teléfonos es de 7,8% y 4,5% respectivamente.

Si se acepta hacer la abstracción de Dinamarca donde el tráfico ha sido afectado, por sucesivos aumentos en las tarifas, puede observarse que el índice de crecimiento del tráfico local está entre 4,2% y 9% en un año, porcentajes que están en la relación de 2 á 1.

b) Progresión del tráfico telefónico interurbano (Fig. 1)

Los índices de crecimiento del tráfico telefónico interurbano en el mismo período son mucho mejores que para las llamadas locales, dando en orden decreciente la lista siguiente:

- Reino Unido 14,2 %
- Suecia 12,5 %
- Italia 11,7 %
- Alemania del Oeste 10,8 %
- Holanda 9,1 %
- Bélgica 8,8 %
- Suiza 8,3 %
- Francia 7,8 %
- Dinamarca 7,0 %

El orden es aproximadamente el mismo que para las llamadas locales, excepto en el caso de Francia que

pasa del segundo al octavo puesto y el Reino Unido que asciende desde la tercera posición a la primera.

Nuevamente los índices extremos de crecimiento por año son 7% y 14,2% aproximadamente en la relación de 2 a 1.

Puede verse la escasa correspondencia que existe entre el progreso del tráfico interurbano y la producción nacional bruta en el caso de Francia que tiene la producción interior más alta y la penúltima posición para índice de crecimiento de tráfico y el del Reino Unido que inversamente tiene en nuestra lista el menor incremento en la producción interior y está en primera posición respecto al crecimiento de tráfico interurbano.

Los restantes valores están mejor relacionados.

A título de comparación, los Estados Unidos han anunciado para 1966 un crecimiento del tráfico de larga distancia de 8,4%.

c) Progresión del tráfico telefónico internacional de salida (Fig. 2)

Se encuentra un índice de crecimiento para las llamadas salientes apreciablemente más alto que en la lista anterior, como sigue:

— Reino Unido	20,4 %
— Alemania Occidental	16,8 %
— Francia	14,6 %
— Italia	14,2 %
— Suiza	14,0 %
— Holanda	13,7 %
— Bélgica	13,2 %
— Suecia	12,6 %
— Dinamarca	11,3 %

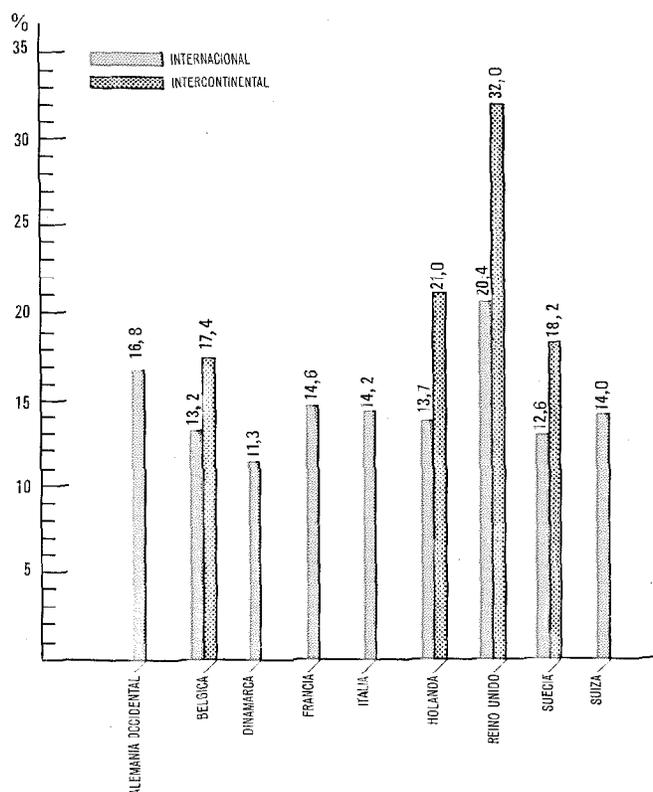


Fig. 2 Promedio de la progresión anual del tráfico telefónico internacional e intercontinental 1961-1966

Puede también observarse la dificultad de correlacionar estos índices de crecimiento de tráfico con la progresión del comercio exterior. El Reino Unido que está en primera posición, tiene un crecimiento del comercio exterior que es el más bajo de los países considerados. La correspondencia entre los dos índices es bastante buena para los restantes países. Los valores extremos de los índices anuales de crecimiento son 20,4% y 11,3% que están en la relación 1,8.

d) Progresión del tráfico telefónico intercontinental (Fig. 2)

Los únicos países para los que se ha podido establecer los índices de crecimiento son:

— Reino Unido	32 %
— Holanda	21 %
— Suecia	18,2 %
— Bélgica	17,4 %

Es útil hacer una comparación con el número de llamadas telefónicas procedentes de Estados Unidos. En el curso del año terminado el 1° de Enero de 1966, este número ha sobrepasado en el 26% la cifra del año anterior.

Puede afirmarse, por tanto, que los índices de aumento del tráfico telefónico intercontinental son superiores a los del tráfico internacional, presentando en sus valores extremos la relación 1,8.

e) Progresión del tráfico telex nacional (Fig. 3)

Los índices de crecimiento del servicio telex nacional muestran gran dispersión como puede verse a continuación:

— Francia	32 %
— Bélgica	22,3 %
— Reino Unido	21,5 %
— Italia	15,4 %
— Suiza	13 %
— Dinamarca	6,8 %
— República Federal Alemana	6,3 %
— Suecia	6 %

Suiza que tiene el mayor número de abonados telex conserva un índice de crecimiento de tráfico bueno: Reino Unido, Francia y Suecia tienen relativamente pequeña densidad de abonados telex; los dos primeros tienen índices de crecimiento elevados, y Suecia bajo. Italia que tiene una densidad de telex muy pequeña presenta un índice medio de aumento del tráfico nacional.

f) Progresión del tráfico telex internacional (Fig. 3)

El orden en que se colocan los países considerados es bastante diferente del expuesto en el caso anterior, pero los valores extremos están menos distanciados:

— Reino Unido	26,1 %
— Francia	24,4 %
— Suecia	16,8 %
— Bélgica	16 %
— Suiza	15 %
— Italia	13,9 %
— Países Bajos	13,8 %
— Dinamarca	12,8 %
— República Federal Alemana	12,7 %

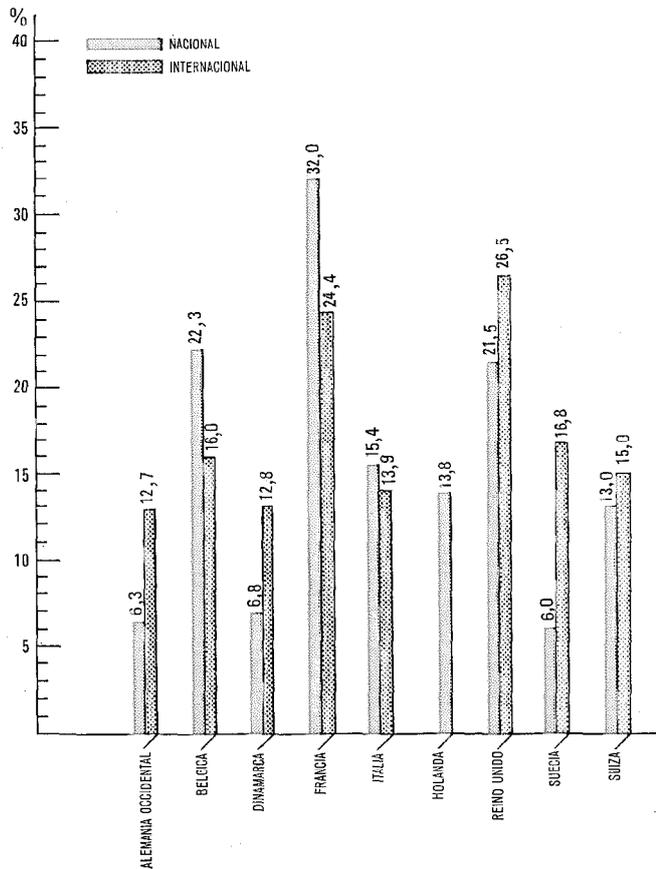


Fig. 3 Promedio de la progresión anual del tráfico telex nacional e internacional 1961—1966.

Suecia que tenía el menor crecimiento en el tráfico local, ocupó por el contrario el tercer lugar en la lista sobre crecimiento del tráfico internacional.

g) Tráfico telegráfico

La evolución del tráfico telegráfico nacional, diferente del tráfico telex, acusa una progresiva disminución en 5 de los 9 países considerados; en los restantes países hay un índice de crecimiento pequeño o muy mediano. Francia y Suiza tienen los índices más altos con 2,8% y 3%.

El tráfico telegráfico internacional está en disminución en 3 de los 9 países de la lista, los otros tienen crecimientos muy pequeños excepto en Italia donde alcanza un 10,7%.

5. Previsión sobre la evolución del tráfico hasta 1975

Creemos posible, partiendo de lo que precede, hacer la estimación de los límites en que podemos esperar ver desarrollarse el tráfico en el curso de los próximos años hasta 1975, cuyo año se ha escogido arbitrariamente.

Se han limitado las previsiones hasta 1975, debido a la dificultad de hacer el pronóstico para mayor cantidad de años, entre otras razones por la aparición de nuevas formas de servicio, de la importancia que tomarán éstas y del efecto sobre las estructuras económicas de los países, otra razón es que el desarrollo de las telecomunicaciones tienda a realimentarse a si mismo, puesto

que al aumentar la cantidad de teléfonos crece el número de abonados con que cada uno puede comunicar y, por tanto, su utilidad.

a) Telefonía

No se puede extrapolar individualmente por países los datos anteriores de crecimiento telefónico, sin un gran riesgo, pero pueden indicarse límites, entre los cuales es más probable que permanezcan durante este periodo. Sin embargo, para un determinado país, la tendencia en el año anterior influirá en los años sucesivos.

En los diagramas que se presentan en las figuras 4 y 5 se han adoptado como valores extremos de los índices de crecimiento, los valores medios establecidos para el periodo de 1961 a 1966, ajustados hacia arriba para tener en cuenta los nuevos tipos de servicios a que nos hemos referido anteriormente. Las curvas exponenciales muestran para cualquier año posterior a 1968, en ordenadas, los factores máximo y mínimo por los que hay que multiplicar el tráfico en 1 de Enero de 1967 para obtener los valores probables superior e inferior para aquel año.

Los índices de crecimiento del tráfico telefónico adoptados son:

- local 5 á 10 %
- interurbano 7,5 á 15 %
- internacional 11,5 á 21 %
- intercontinental 18 á 32,5 %

Sobre esta base, la densidad del tráfico telefónico en 1975 sería mayor que su valor al 1 de Enero de 1967 en las proporciones mínima y máxima siguientes:

- local 1,5 á 2,1 veces
- interurbano 1,8 á 3,1 veces
- internacional 2,4 á 4,6 veces
- intercontinental 3,8 á 9,2 veces

b) Telex

En vista de las importantes variaciones en los índices de crecimiento del tráfico telex, no podemos seguir la misma norma para el crecimiento estimado del volumen. Sin embargo, nos parece justificado, adoptar las conclu-

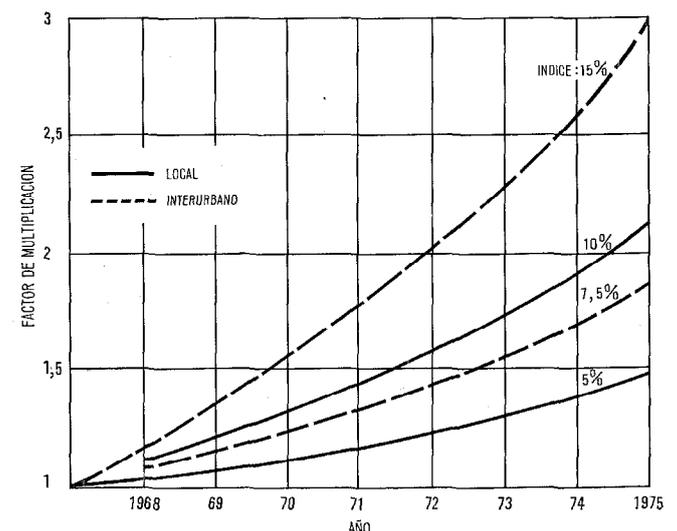


Fig. 4 Factores máximo y mínimo por los que hay que multiplicar el tráfico telefónico local e interurbano para obtener el estimado en los años indicados.

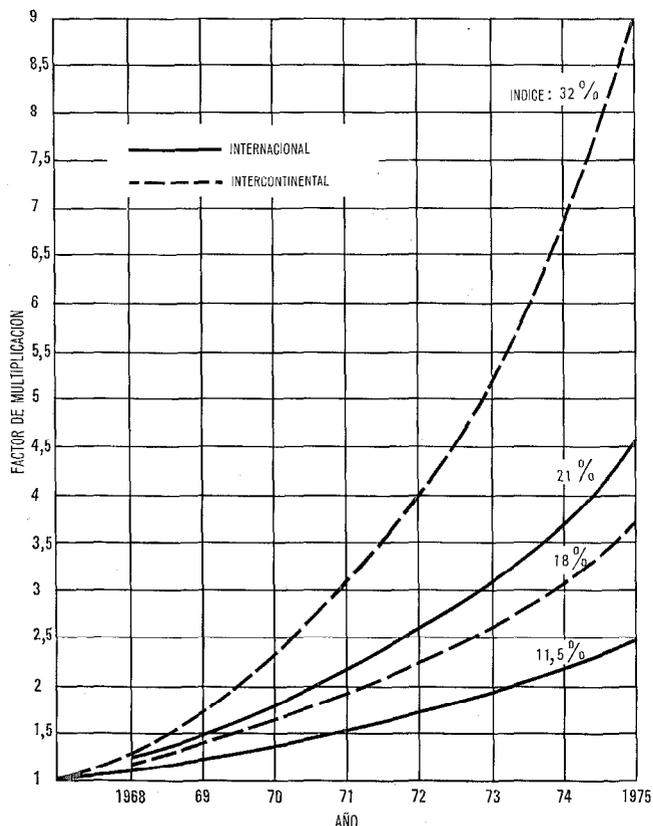


Fig. 5 Factores máximo y mínimo por los que hay que multiplicar el tráfico telefónico internacional e intercontinental para obtener el estimado en los años que se indican.

siones del estudio de Mr. Daniel Faugeras (PTT de Francia) [13] referentes al servicio nacional, fundamentalmente, que el índice de crecimiento del tráfico telex permanecerá sin cambios, en los años próximos.

c) Telegrafía

Como primera aproximación, puede considerarse el volumen de mensajes telegráficos, distinto de cualquier forma de transmisión de datos y establecerlo con un nivel constante, puesto que otros modos de comunicación sustituyen al telégrafo clásico en muchos casos. Es probable que la cantidad de mensajes telegráficos, habría disminuido más notablemente si no hubiese sido ayudado por el telex que en la mayor parte de los países tiene acceso a posiciones especiales de los servicios telegráficos, en los casos que el corresponsal no es abonado telex.

Como consecuencia de esto no se hace estimación para los servicios telegráficos de los próximos años.

6. Resumen

La dificultad que normalmente se encuentra para el establecimiento de los programas referentes a los servicios de telecomunicación, está, en las predicciones para un plazo relativamente largo, que permitan responder en el momento dado a las necesidades públicas o privadas de comunicaciones.

Además, las nuevas facilidades para el servicio pueden exigir un periodo de 3 a 5 años desde su programación hasta la explotación.

Los índices anuales de crecimiento del tráfico que se han encontrado en este estudio para las distintas modalidades de servicios, 10% hasta 30% por año, significan un crecimiento tan rápido en el volumen total que varios autores lo han clasificado como "explosivo".

Todos aquellos que están enfrentados con la tarea de proporcionar estos servicios, están en peligro de dejarse arrastrar por la esperanza, de que la ley inexorable, aplicable al teléfono y al telex, del crecimiento exponencial del tráfico sin signos de saturación, no se aplicará milagrosamente a los años próximos.

Como consecuencia de la tendencia a subestimar las necesidades, se toman precipitadamente medidas de rectificación, demasiado tarde; éstas se manifiestan como poco adecuadas, lo que ocasiona fatalmente un empeoramiento de la calidad del servicio y una pérdida de beneficios, ambos contrarios al interés general.

Para terminar, deseo agradecer su amable ayuda a las personas de las administraciones de explotación que nos han suministrado algunos datos para este estudio, así como a Mr. François Babin del Laboratoire Central de Télécommunications de París, Mr. Allan R. Mossberg de ITT Europe Inc. y Mr. H. R. Huntley, Consultor de ITT Inc. USA, por su importante contribución a este estudio.

Referencias

- [1] CCITT documento GAS 5, N° 10, Agosto 1965.
- [2] CCITT documento GAS 5, N° 19, Agosto 1967.
- [3] Outlook 1967, US Department of Commerce, Diciembre 1966.
- [4] CCITT documento GAS 5, Temp. n° 2, 14 Febrero 1967.
- [5] "Postes et Télécommunications" (Francia). Octubre 1966, págs. 4, 5 y 6.
- [6] "Geschäftsbericht der Deutschen Bundespost 1964", pág. 47.
- [7] "Telephony", 7 Octubre 1967.
- [8] "Telephone Engineer and Management", 1 Septiembre 1966, pág. 62.
- [9] CCITT documento GAS 5, N° 11, Respuesta a la cuestión E 4.
- [10] Telephone Industry 1968, Telephone Engineering and Management. 15 Enero 1968.
- [11] William Knox, Le Défi Américain, J. J. Servan Schreiber, capítulo 10.
- [12] Journal Le Monde, 5 Febrero 1968, pág. 9.
- [13] Daniel Faugeras, Ingeniero Jefe de Telecomunicación, "Les statistiques du Service Telex en France", revista PTT de Francia, Mayo-Junio 1967.

Bibliografía

- International Monetary Fund, Monthly Financial Statistics.
Telecommunications Annual Reports.
- Bélgica "Rapports sur l'exercice" 1961 a 1966;
- Dinamarca "Statistiske Meddelelser Verdrerende Danmarks telefoner", 1960 a 1966;
"Danske P & T Beretning om Virksomheden", 1965-1966;
- Francia "Statistique Annuelle du Service des Télécommunications" 1961 a 1966;
- Alemania "Geschäftsbericht der Deutschen Bundespost" 1961 a 1966;
- Italia "Relazioni e bilancio" —
"Informazioni Statistiche";
STET, 1961 a 1963;
SIP, 1965 a 1966;
- Holanda "Jaarverslag PTT" 1960 a 1966;
- Suecia "Televerket" 1960/61 a 1965/66;
- Suiza "Rapports de gestion" } 1961 a 1966;
"Statistiques PTT" }
- EE. UU. FCC "Annual Report" 1966;
- CCITT Estadísticas en telefonía 1961 a 1966;
Estadísticas en telegrafía 1961 a 1966;
- ATT "The World's Telephones" 1951 a 1967;
- CCITT GAS 5, documentos distribuidos en las reuniones de 1965 a 1967.

Tráfico telefónico

E. M. Deloraine nació en París el 15 de Mayo de 1898. Recibió en 1920 el diploma de la Ecole Supérieure de Physique et Chimie, de la Universidad de París. En 1949 recibió el grado de Doctor-Ingeniero por la Universidad de París.

En 1917, se incorporó al French Army Signal Corps y trabajó en investigación en la torre Eiffel. En 1921 entró a formar parte de la ingeniería en Londres de la International Western Electric Company, donde trabajó en transmisiones de radiodifusión y fué responsable de parte del trabajo de desarrollo en Gran Bretaña del primer circuito radiotelefónico transatlántico.

En 1928 organizó el laboratorio en París de International Standard Electric Corporation que luego fué el Laboratoire Central de Télécommunications. En 1933 fué nombrado Director técnico europeo de aquella corporación. Entre 1931 y 1937 contribuyó con gran importancia en la aplicación de frecuencias ultraelevadas en la comunicación. También tuvo mucha actividad en el avance de la radiodifusión de potencia.

En 1941 el Dr. Deloraine llegó a los Estados Unidos para establecer un laboratorio en Federal Telephone and Radio Corporation relacionado con los trabajos de defensa. En 1946, fué nombrado Director general técnico de International Telephone and Telegraph Corporation, Vicepresidente y Director técnico de International Standard Electric Corporation y Subdirector de

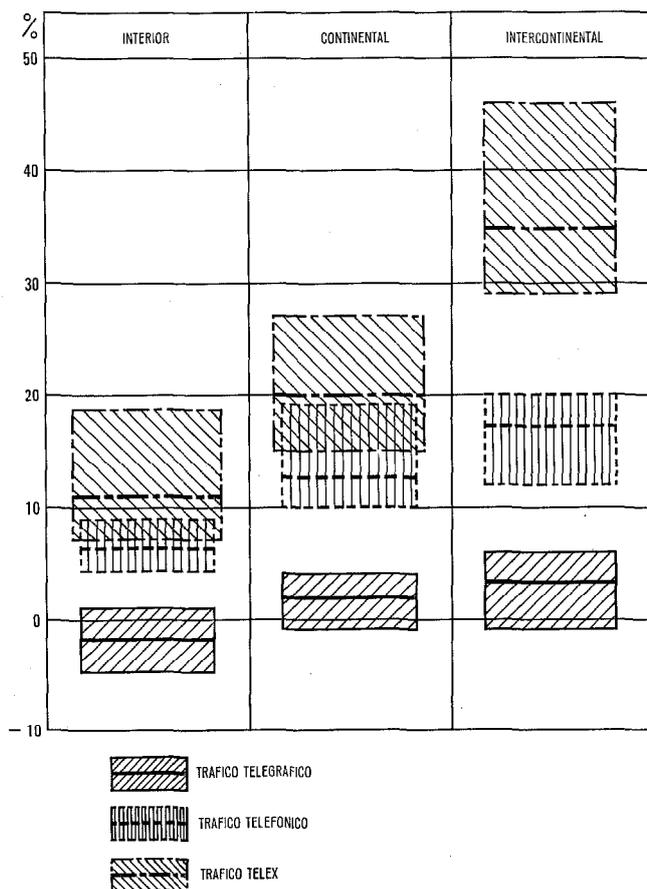
Standard Telecommunication Laboratories en Gran Bretaña. En este período estuvo personalmente ocupado en investigación y desarrollo de sistemas de conmutación. Más tarde fué nombrado Vicepresidente de International Standard Electric Corporation y Presidente del Laboratoire Central de Télécommunications, Presidente de Le Matériel Téléphonique y alternadamente de la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques. Hoy sigue siendo miembro del cuadro directivo de varias subsidiarias de ITT en Francia y Presidente honorario del Laboratoire Central de Télécommunications.

El Dr. Deloraine fué nombrado caballero de la Legión de Honor en 1938 por sus excepcionales servicios al departamento de correos y telégrafos de Francia y en 1945 fué nombrado oficial de la Legión de Honor por el Ministerio de Marina. Propuesto por el Ministro de Correos y Telecomunicación en 1963, recibió la cruz de oficial de mérito postal y en 1964 la de comandante de la orden de mérito nacional y en 1966 del mérito nacional de Italia, propuesta por el Presidente del Instituto Internacional de Comunicaciones (Ginebra).

El Dr. Deloraine es "Fellow" del Institute of Electrical and Electronic Engineers y miembro de la Institution of Electrical Engineers en Gran Bretaña. Es también miembro de varias sociedades científicas francesas.

Anexo 1 - Índices de crecimiento medio telefónico anual de tráfico telefónico, telegráfico y telex

(Extraído del Congreso Internacional de Ginebra de 1963)



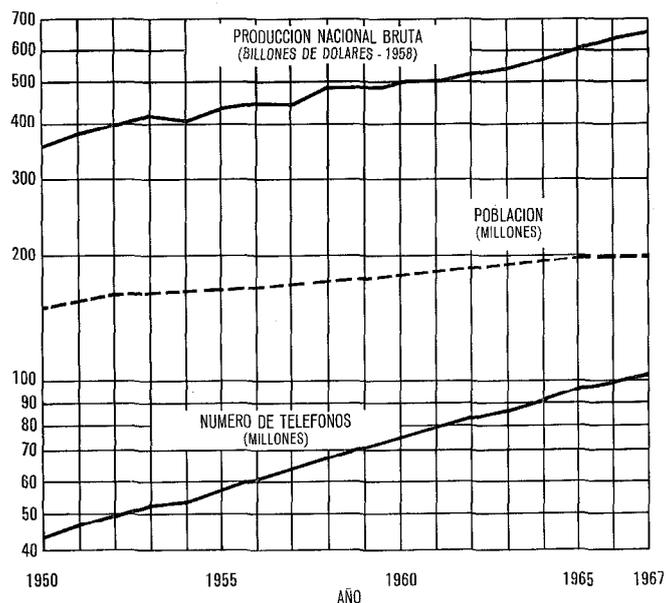
Anexo 3 - Aumento en cantidad de teléfonos, población y producto nacional bruto en Estados Unidos para los años 1950 a 1957

(Extraído de US Industrial Outlook 1967, Departamento de Comercio de Estados Unidos)

Anexo 2 - Estadísticas de conversaciones telefónicas mundiales en 1966

(Extraído de "The World's Telephones January 1967", publicado por American Telephone and Telegraph Co.)

	Número total de conversaciones por teléfono	% de conversaciones de larga distancia
Bélgica	640	20,5
Francia	420	33,5
Alemania	740	29,5
Italia	1260	10,7
Holanda	860	36,5
Suecia	1230	14,0
Suiza	760	52,5
Reino Unido	655	12,6
Estados Unidos	1300	4,5



Anexo 4 - Porcentaje de inversiones por conceptos diferentes (año 1964)

(Extraído del documento de CCITT GAS 5, N° 11, Respuestas a la cuestión E 4)

	Varios	Instalaciones de abonado	Red local de abonado	Centrales	Circuitos larga distancia	Edificios y terrenos
Holanda	2,7	10,6	23,9	43,9	18,9	*
Dinamarca	4,6	17,2	22,3	33,7	16,7	5,5
Francia		5,3	31	24,4	30,6	8,7
Reino Unido		23,4	21,9	25,2	19,8	9,7
Alemania (Rep. Federal)		2,8	48,4	15,8	15,2	17,8
Suiza		17,1	23,2	47,3	12,4	*

* No se conoce la parte de terrenos y edificios.

Anexo 5 - Porcentaje de teléfonos automáticos al total de aparatos, año 1966

(Origen: memorias anuales de las Administraciones telefónicas)

Holanda	100 %
Dinamarca	49 % y 22 % semi-automático
Francia	70 % y 17 % semi-automático rural
Reino Unido	95 %
Bélgica	96 %
Alemania del Oeste	100 %
Italia	99 %
Suecia	98 %
Suiza	100 %

Anexo 7 - Necesidades de circuitos por satélites en los próximos años

(Extraído de la memoria del "interim communications Satellite Committee")

	1968	1969	1970	1971	1972
Atlántico	672	1308	1640	1795	2022
Pacífico	512	703	833	957	1017
Oceano Indico	56	273	562	671	787
Total	1240	2284	3035	3423	3826

Anexo 6 - Número de circuitos de conversación por cable submarino en las rutas transoceánicas

(De Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43, N° 2, 1968, pág. 183)

Año	Circuitos
1960	36
1962	80
1964	128
1966	160
1968	360
1970 estimado	1520

Anexo 8

	Lista de espera de abonados		Número de líneas agregadas en 3 años
	1-1-64	1-1-67	
Alemania del Oeste	425 000	391 000	1 242 000
Bélgica	16 400	30 800	198 000
Francia	186 000	339 000	525 000
Italia	290 000	110 000	943 000
Holanda	104 000	156 000	310 000
Reino Unido	43 700	116 000	1 312 000
Suiza	37 100	44 500	245 000
Suecia	?	62 000	374 000

Tráfico telefónico

Anexo 9 – Crecimiento medio en % para los años 1961 á 1966 de los índices económicos y valores característicos relacionados con las telecomunicaciones

	Estados Unidos	Alemania Oeste	Bélgica	Dinamarca ¹	Francia	Italia ²	Holanda	Reino Unido	Suecia	Suiza
Producto nacional bruto corregido por coste de vida	5,62	5,17	5,10	5,17	5,93	5,24	5,72	3,15	4,99	5,05
Volumen de comercio exterior	8,8	9,0	10,9	6,5	9,2	12,8	10,8	3,8	7,3	7,5
Líneas telefónicas	3,0	8,9	6,1	3,8	6,2	7,9	7,5	5,9	5,0	6,0
Centrales telefónicas	5,0	8,0	6,6	4,5	7,1	8,8	7,8	5,7	5,2	6,3
Tráfico telefónico local	5,4	5,9	5,7	2,2	7,8		4,6	7,4	9,0	4,2
Tráfico telefónico interurbano	8,0	10,8	8,8	7,0	7,8	11,7	9,1	14,2	12,5	8,3
Tráfico telefónico internacional	15,0	16,8	13,2	11,3	14,6	14,2	13,7	20,4	12,6	14,0
Tráfico telefónico intercontinental			17,4				21,0	32,0	18,2	
Conferencias telefónicas por línea	2,0	-1,6	0	0	+1,6	-2,6	-1,3	2,2	2,4	0,2
Estaciones telex		8,9	16,7	13,0	18,7	15,4	17,0	17,4	13,7	14,6
Tráfico nacional telex	5,8	6,3	22,3	6,8	32,0	15,4		21,5	6,0	13,0
Tráfico internacional telex	23,3	12,7	16,0	12,8	24,4	13,9	13,8	26,1	16,8	15,0
Telégrafo nacional	-5,3	-6,8	+0,4	-3,1	+3,0	1,2	-3,3	-7,2	-1,8	+2,8
Telégrafo internacional	+2,4	-0,7	+0,3	-3,0	+2,7	+10,7	-1,8	+1,2	+0,6	+1,1
Otros datos										
Densidad en abonados telefónicos por 100 habitantes	50	16	17	29	13	12	20	21	46	38
Promedio de líneas telefónicas por central	3.500	1.140	2.190	756	122	861	1.300	1.130	423	1.630
Densidad de estaciones telex por 10 000 habitantes		10,5	4,7	6,4	2,6	0,68	6,2	3,6	4,9	15,7

¹ Valores medios para telegrafía y telex para los años 1960 á 1965

² Valores medios para telegrafía y telex para los años 1961 á 1965

Sistema de conmutación de mensajes DS.4

H. BENMUSSA

A. GIRINSKY

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, París

1. Introducción

Los centros automáticos de conmutación de mensajes instalados en los últimos años han marcado la aparición de distintos conceptos.

Algunos sistemas utilizaban un órgano central de control de lógica cableada, otros comprendían un computador comercial de uso general.

En el sistema DS.3 desarrollado en 1964 por la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, se ha tratado de buscar la solución que mejor resolviera el compromiso planteado entre los circuitos de control de lógica cableada, potentes pero rígidos, y los de programa registrado en memoria, muy flexibles pero en ocasiones poco eficaces.

El sistema DS.4 que se describe en este artículo es la versión en circuitos integrados del sistema DS.3.

La primera instalación del sistema DS.3 se puso en servicio en 1966 en Air France, la segunda en el Servicio de Navegación Aérea del Aeropuerto de París-Orly y la tercera, en el Ejército de Tierra, en París.

A pesar de su tecnología, ya superada (transistores de germanio, memoria de ferrita con un ciclo de 13 microsegundos, las instalaciones DS.3 se han mostrado capaces de cursar un tráfico importante (24 000 mensajes de entrada diarios en Orly) con una fiabilidad excelente. Fallo de menos de un componente por trimestre y por máquina, y, gracias a la duplicación de las máquinas, con conmutación automática, de la que opera a la que se encuentra en buen estado, los fallos no llevan consigo perturbación alguna del servicio.

2. Planteamiento del problema

Los centros automáticos de conmutación de mensajes tienen como función la interconexión de aparatos de transmisión telegráfica. Estas instalaciones se caracterizan porque las líneas de transmisión están frecuentemente ocupadas y los destinatarios de un telegrama pueden ser múltiples. Los aparatos receptores no siempre utilizan los mismos códigos y velocidades de modulación que los emisores.

La solución clásica consiste en registrar los mensajes en el centro, en espera de poderlos enviar por un circuito libre.

En la mayor parte de los sistemas electrónicos de conmutación de mensajes se distinguen las siguientes funciones:

- a) adaptación de niveles entre las líneas telegráficas y los equipos electrónicos;
- b) recepción de la modulación telegráfica y composición de caracteres en la memoria de ferrita;
- c) composición de mensajes a partir de los caracteres y transferencia de los mensajes a una memoria masiva;
- d) análisis del prefijo y traducción de los códigos de los mensajes recibidos para determinar las direcciones en que deben ser retransmitidos;

e) transferencia de los mensajes a emitir desde la memoria masiva a la memoria de ferrita;

f) descomposición de los caracteres y emisión de la modulación telegráfica;

g) transposición de los niveles electrónicos en niveles telegráficos.

Estas funciones deben realizarse permanentemente y con toda garantía, debiendo además presentar el sistema un buen comportamiento frente a los casos más desfavorables.

Puntas de tráfico

Las líneas telegráficas operan casi siempre en "duplex total" y no es posible controlar la cantidad de tráfico de entrada. La capacidad de los equipos de entrada-salida debe sobredimensionarse para hacer frente a puntas de tráfico elevadas. Habrá de disponerse un sistema de colas de espera para que los restantes órganos del sistema puedan trabajar en tiempo diferido.

Intervenciones manuales incorrectas

Los operadores y sobre todo los supervisores, disponen de numerosas facilidades para intervenir sobre el sistema, corriéndose el riesgo de que una acción incorrecta perturbe el funcionamiento normal del centro. La programación de estos sistemas de tiempo compartido y multiprogramación es muy delicada. La gran capacidad de procesamiento y el fácil acceso a la memoria masiva son las principales armas del programador para conseguir un sistema bien protegido.

Fallos de componentes

La fiabilidad de los circuitos integrados y de las memorias de ferrita es excelente pero no ilimitada. El sistema debe continuar dando servicio en el caso de fallo de un componente. La duplicación de los órganos centrales es indispensable, así como un sistema de conmutación integrado que evite que los abonados resulten afectados por estos incidentes.

Para concluir, todas estas funciones deben llevarse a cabo en forma económica.

Los equipos tendrán una importancia adaptada a las funciones que realicen, independientemente de la dimensión del sistema: satélite, terminal o centro de tránsito.

La programación de los centros de conmutación de mensajes debe ser lo suficientemente modular para adaptarse a diferentes casos sin un coste excesivo de memoria.

3. Concepción de un centro electrónico de conmutación de mensajes

3.1 Concepción clásica

La figura 1 representa la organización de un centro de conmutación de mensajes generalmente adoptada, establecida en torno a un computador de uso general.

El computador es el único órgano de decisión del sistema. Vigila las líneas de entrada y salida, las diversas

Commutación de mensajes

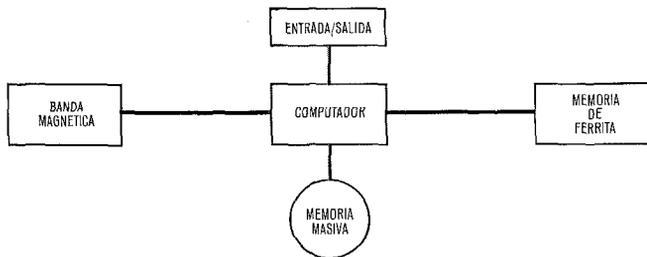


Fig. 1 Sistema de conmutación de mensajes clásico.

memorias internas y, simultáneamente, procesa los mensajes telegráficos.

Esta concepción, aunque atractiva a primera vista, impone ciertas limitaciones:

a) Los equipos asociados a las líneas de entrada y salida realizan no solamente la función de adaptación de niveles, sino también la de composición y descomposición de caracteres, descargando al calculador de las tareas que se repiten con más frecuencia. Cuando el número de líneas es superior a 10 ó 20, estos equipos comienzan a tomar importancia dentro del conjunto.

b) El calculador debe atender a un elevado número de solicitudes simultáneas, algunas de carácter muy urgente. Por lo tanto, ha de ser capaz de interrumpir un proceso en curso para arrancar un trabajo más urgente. Al final del tratamiento de la interrupción, reemprenderá el primer proceso en el punto en que lo había abandonado. Un trabajo urgente puede a su vez ser interrumpido por otro todavía más urgente. En suma, el calculador estará provisto de un potente sistema de interrupciones en tiempo real, cuya programación es muy delicada.

c) El calculador está muy cargado por estos trabajos de control, por lo que el tiempo disponible para el tratamiento de los telegramas es a veces reducido. Los programas y las tablas deben almacenarse entonces en una memoria de ferrita, no utilizándose prácticamente la memoria masiva más que como almacén de mensajes.

3.2 Concepción del sistema DS.4

En la organización del sistema DS.4 se distinguen unos órganos procesadores distintos que ejecutan las diversas funciones del centro:

a) las funciones de coordinación del sistema, análisis y tratamiento de mensajes, siguen a cargo de un calculador de programa registrado en memoria, denominado procesador central;

b) por el contrario, las funciones más simples y repetitivas, composición y descomposición de caracteres, y su ordenación dentro de la memoria de ferrita, son ejecutadas por un procesador de lógica cableada, denominada unidad de entrada y salida;

c) asimismo, las funciones de transferencia entre la memoria de ferrita y la masiva, también muy simples, están a cargo de otro procesador de lógica cableada, denominada unidad de tambor o unidad de disco.

Los distintos procesadores intercambian informaciones entre sí a través de una memoria de ferrita común. Esta memoria, subdividida en bloques, es accedida des-

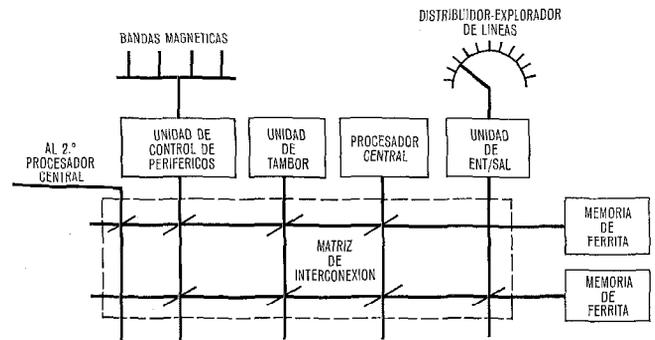


Fig. 2 Principio del sistema DS.4.

de los procesadores a través de una matriz intermedia de interconexión, MI, que permite el acceso simultáneo de varios procesadores a bloques de memoria distintos (Fig. 2).

El sistema DS.4 concebido de esta forma es más potente que los sistemas clásicos de calculador central único. El empleo de circuitos integrados en los procesadores de lógica cableada determina un diseño compacto, fiable y económico. El aumento de la lógica resulta compensado por la sencillez de los equipos individuales, el pequeño volumen de los datos y los programas almacenados en la memoria de ferrita y la simplificación de la programación.

La organización del sistema de procesadores, adoptada en 1963 por la CGCT en su sistema DS.3, se ha aplicado en ocasiones a los grandes sistemas de cálculo. Un órgano procesador central puede alimentar hasta 10 procesadores satélites. Los satélites trabajan con programa registrado, afectado temporalmente a ciertas tareas. El empleo en el sistema DS.4 de procesadores especializados de lógica cableada por ejemplo permite alcanzar, con un coste $\frac{1}{2}$ a $\frac{1}{3}$ veces inferior, una capacidad 5 a 10 veces superior a la obtenida mediante técnicas de programa almacenado en memoria.

4. Procesador central con programa almacenado

4.1 Principios

Los programas ejecutados por el procesador central son de dos tipos:

a) programas de control de los procesadores especializados y demás órganos periféricos. Estos programas se consideran "urgentes" y deben ser efectuados con un retraso inferior a unas decenas de milisegundos;

b) programas de tratamiento de los mensajes, cuya ejecución puede demorarse varias centenas de milisegundos.

La ejecución de estos programas hubiera sido posible con un calculador dotado de una lista de instrucciones convencional y un conjunto de programas almacenado en una memoria de ferrita. En el sistema DS.4 se ha efectuado una doble optimización:

a) optimización de los programas urgentes por la adopción de una lista de instrucciones particularmente adaptada al problema: el CT 21 que se describirá posteriormente;

b) optimización de los programas diferidos por la introducción de un tambor magnético con un acceso de rendimiento elevado.

4.2 Programas urgentes

Estos programas, que dependen de los equipos periféricos conectados y no del problema a tratar, forman parte de la programación general de la máquina. Constituyen esencialmente programas de control:

a) control de la unidad de líneas para la transferencia de caracteres entre las líneas de entrada y de salida y las memorias de ferrita;

b) control de la unidad de tambor para la transferencia de caracteres entre la memoria de ferrita y el tambor;

c) control de los restantes equipos periféricos, para archivar o visualizar información: bandas perforadas, bandas magnéticas, tubos de rayos catódicos o máquinas impresoras de gran velocidad.

Estos programas no son muy extensos (1000 á 6000 palabras, según el número de equipos periféricos conectados al calculador), pero si los que el calculador ejecuta con mayor frecuencia.

Así pues, si se desea aumentar la capacidad de procesamiento, el tiempo de ejecución de estos programas debe reducirse al mínimo. Por lo tanto, será necesario:

a) situarlos en una memoria de acceso rápido;

b) asignar al calculador una lista de instrucciones particularmente adaptada a este tipo de trabajo, minimizando así el número de instrucciones a recorrer en la ejecución de un programa dado.

El sistema DS.4 ha sido optimizado teniendo en cuenta ambos aspectos.

4.2.1 Memoria de programas

La elección de la memoria de programas es función del compromiso planteado entre velocidad y economía. Constituye una memoria de ferrita clásica, de toros de litio con un diámetro de 0,5 milímetros y un ciclo total de funcionamiento de 1 microsegundo.

4.2.2 Calculador CT 21

El calculador CT 21 utilizado en el sistema DS.4 no es un calculador clásico, sino originalmente concebido para tratar los problemas planteados en el control de sistemas de telecomunicación.

La principal ventaja del programa almacenado en memoria en lo que respecta a los sistemas de conmutación, es su flexibilidad para adaptarse a las diversas configuraciones que pueden presentarse.

Por el contrario, las tareas a ejecutar difieren fundamentalmente de las involucradas en el cálculo científico. Consisten en la interpretación de las instrucciones almacenadas, en orden a ejecutar un programa de tratamiento de unas informaciones inscritas en una memoria.

Este proceso no justifica la presencia de una lista de instrucciones complicada, por lo que se ha seleccionado un repertorio simple y convencional, que comprende:

a) instrucciones aritméticas;

b) instrucciones lógicas;

c) instrucciones de decisión;

d) instrucciones de manipulación de datos.

Con objeto de facilitar el acceso a las tablas, se ha conservado, sin embargo, un sistema de direcciones muy potente. Teniendo en cuenta la importancia y la complejidad de los problemas a tratar en el dominio de las telecomunicaciones, se ha considerado conveniente poder dirigirse a una memoria de 65 000 palabras, lo que implica un campo de direcciones de 16 bits. Ahora bien, si el hecho de escribir la dirección completa del operador en cada instrucción representa una facilidad para el programador, constituye por el contrario una redundancia inútil cuando se trabaja sobre tablas de datos. En el calculador CT 21 se evita esta redundancia introduciendo la dirección inicial de la tabla, en forma de factor, en un registro denominado "registro de base". El CT 21 dispone de 4 registros de base, configuración óptima en lo que respecta a la eficacia global del calculador.

En estas condiciones, la dirección real de una palabra de la memoria se obtiene por la suma de la dirección de base contenida en un registro de base y un desplazamiento que indica la posición de la palabra dentro de la tabla. Este desplazamiento puede estar contenido en la instrucción o en un registro de índices. Además de los registros de base, el calculador tiene tres registros de trabajo, que pueden emplearse como acumuladores o registros de índices. En este caso, completan la dirección contenida en la instrucción misma o en el registro de base.

Esta posibilidad facilita enormemente la manipulación de las tablas, ya que permite al programador acceder a las informaciones contenidas en las palabras de la memoria de ferrita, bien aplicando un índice a la dirección de la palabra misma, aplicándolo a una parte de una palabra o al "bit" dentro de la tabla.

La reducción del número de instrucciones conseguida con el CT 21 se traduce en una ventaja doble:

a) disminución del volumen de las memorias de programa, es decir una ganancia de equipo;

b) minimización del número de instrucciones de tratamiento de un mensaje, de donde se desprende una ganancia en la capacidad total del sistema.

4.3 Programas diferidos

Los programas diferidos constituyen los programas de tratamiento de los mensajes: análisis del prefijo, traducción de la dirección, encaminamiento, tasación y observación de tráfico, etc. Estos programas son más o menos complicados según las exigencias del problema a tratar. Normalmente no se ejecutan más que una vez por mensaje, algunos solo en casos excepcionales. Sin embargo, en ocasiones resultan voluminosos y largos de escribir. Si estos programas se almacenaran en una memoria de ferrita, su coste sería elevado, por lo que debería intentarse reducir su volumen al precio de una programación hábil y cuidadosa. No obstante, esta programación depende de las especificaciones particulares de cada cliente, no siendo por tanto repetitiva, por lo que su coste puede resultar más importante que las economías realizadas en material. La minoración del número de instrucciones de memoria sería, entonces, una operación de resultados negativos.

Conmutación de mensajes

El problema se resuelve almacenando los programas diferidos en una memoria mucho más económica que la memoria de ferrita, y escribiéndolos además en un lenguaje más sencillo.

Los mensajes de entrada, por otra parte, deben guardarse hasta que las direcciones de salida correspondientes están libres, y el tráfico de salida ser archivado por períodos de 1 a 24 horas, según las especificaciones del cliente. La capacidad de almacén de mensajes debe entonces estar comprendida entre 10 y 200 megabits, por lo que resulta indispensable el empleo de tambores o discos de cabezas fijas.

Ahora bien, el volumen de la memoria de programas requerido para tratar un mensaje, está comprendido entre 0,2 y 0,8 megabits, siendo por tanto despreciable ante el volumen de la memoria de los mensajes mismos. Así pues, resulta en principio atractivo almacenar los programas diferidos sobre un tambor, transfiriéndolos parcialmente a la memoria de ferrita según vayan siendo necesarios para tratar un mensaje.

La aplicación general de este procedimiento presenta dos limitaciones:

- a) la capacidad de transferencia del canal del tambor;
- b) el tiempo de espera.

4.3.1 Canal del tambor

La capacidad de transferencia de un canal de tambor es más que suficiente: la información se presenta bajo cada cabeza a la velocidad de 1 bit cada 500 nanosegundos; los tambores con capacidad superior a una decena de megabits tienen al menos un millar de cabezas; su potencia de transferencia teórica es pues de 1000 bits cada 500 nanosegundos, es decir, 100 veces superior a la de una memoria de ferrita con un ciclo de 1 microsegundo.

El empleo de varias cabezas en paralelo salvaría, pues, cualquier limitación.

4.3.2 Colas de espera

El tambor es una memoria giratoria; el tiempo de acceso a una determinada información depende de la posición relativa de la zona solicitada respecto a la cabeza de lectura. Este tiempo está comprendido entre 0 y la duración de una revolución del tambor, es decir, varios milisegundos. Teniendo en cuenta que el tiempo de espera es importante, el calculador no controla directamente las transferencias de información entre el tambor y la memoria de ferrita, sino que pasa la solicitud a una unidad especializada, denominada unidad de tambor, retirándose a continuación para efectuar otras tareas.

En algunos sistemas y en el DS.3 en particular, no se plantea más de una solicitud simultáneamente. El tiempo medio de espera corresponde entonces a una semi-revolución (2 transferencias por vuelta). Los tambores clásicos giran a 50 vueltas por segundo; por lo tanto, se atenderán como media 100 solicitudes por segundo.

Por otra parte, si todos los programas diferidos y sus tablas asociadas estuvieran almacenados en el tambor, el número de transferencias por mensaje sería del orden de 50 a 100, según la complejidad del problema. Así pues,

el número de mensajes tratados por segundo no podría ser mayor de 1.

Ahora bien, se ha indicado anteriormente que la capacidad de tratamiento del CT 21 es superior a 10 mensajes por segundo, por lo que sería lamentable que la capacidad total del centro estuviera limitada por un órgano periférico.

Este estrangulamiento se salva hasta cierto volumen de tráfico creando no solo una cola de espera para las operaciones de transferencia, sino un número elevado, estando cada una de ellas asociada a un sector angular del tambor. Las solicitudes se atienden sucesivamente según la posición angular del tambor (ver 5.3). Con esta organización, el conjunto de las tablas y los programas de tratamiento de los mensajes puede registrarse en un tambor. La ganancia obtenida es doble:

- a) el volumen de la memoria de ferrita se reduce al mínimo, con la consiguiente economía de equipo. Por ejemplo, un centro de 128 líneas no exige más que 8000 palabras de ferrita.
- b) los programas que dependen de las especificaciones del cliente se almacenan en un tambor magnético, que es dispositivo de precio reducido; los programas pueden escribirse en un lenguaje simple, con la consiguiente economía de tiempo de realización.

5. Procesadores especializados de lógica cableada

5.1 Principios

El empleo de la lógica cableada en los sistemas de tratamiento de información no está demasiado extendido. Los calculadores científicos, por su parte, disponen en ocasiones de un órgano cableado opcional para realizar las operaciones de multiplicación o división.

En los sistemas de telecomunicación, telefónicos o telegráficos, numerosas operaciones pueden llevarse a cabo con esta técnica, pero la mayor parte de las tentativas efectuadas hasta la fecha han concluido con un fracaso, por las razones siguientes:

- a) la fiabilidad de los elementos componentes existentes en aquella época era insuficiente;
- b) la localización de las averías, teniendo en cuenta el volumen e importancia del equipo, resultaba demasiado complicada;
- c) la capacidad de adaptación a las especificaciones de cada cliente en particular, era muy limitada debido a la organización monolítica de los sistemas.

Hasta hace relativamente poco tiempo, la velocidad de los componentes no era muy elevada, por lo que únicamente podía considerarse la posibilidad de emplear unidades de lógica cableada. En efecto, para ejecutar una función dada, la velocidad de los circuitos cableados es 5 a 10 veces superior a la de los dispositivos de programa almacenado en memoria de ferrita.

En el diseño del sistema DS.4 se han tenido en cuenta las experiencias anteriores:

- a) los circuitos integrados actuales permiten constituir unidades cableadas extremadamente complejas y de una fiabilidad muy notable. Este último punto no plantea en manera alguna una limitación a la dimensión de las unidades cableadas; la unidad más importante del sistema DS.4, la unidad de línea, comprende aproximadamente

800 circuitos integrados, y el plazo medio entre averías se estima en una decena de años;

b) los circuitos integrados actuales hacen posible la realización de unidades muy compactas; la unidad de tambor se monta en una placa enchufable y la unidad de línea en dos. La localización de una placa averiada, mediante un programa, resulta entonces extremadamente sencilla.

El sistema DS.4 comprende varios procesadores especializados, siendo los dos principales:

- a) la unidad control de las entradas y salidas telegráficas;
- b) la unidad control del tambor.

5.2 Unidad de líneas telegráficas

El ejemplo más notable de la asociación de lógica cableada y lógica programada es, sin duda alguna, la unidad de líneas (Fig. 3). Esta unidad contiene un secuencial cableado que controla un cierto número de funciones correspondientes a las diferentes tareas que debe realizar la unidad de línea para recibir y emitir las señales telegráficas. Estas funciones tienen prioridades diferentes, produciendo interrupciones y la salvaguarda de las funciones interrumpidas.

Las líneas telegráficas de entrada y salida conectadas a esta unidad son de dos tipos:

a) líneas de baja velocidad (50, 75, 100 ó 200 baudios) que transmiten de manera arrítmica caracteres de 5, 6, 7 u 8 bits.

b) líneas de velocidad media (600, 1200 ó 2400 baudios) que transmiten de forma síncrona caracteres generalmente de 8 bits.

La unidad de líneas recibe las informaciones entrantes explorando el estado de las líneas a una frecuencia de 3200 Hz, lo que permite aceptar una distorsión del 45% a 200 baudios.

La exploración se efectúa por grupos de 16 líneas lentas, inscribiéndose su resultado en el registro IN de la unidad de línea (Fig. 3).

Los estados anteriores, encontrados en el curso de la exploración precedente y almacenados en una zona de la memoria de ferrita reservada a este efecto, se transfieren simultáneamente al registro M, bajo el control de la unidad de línea.

La comparación del contenido de estos registros pone de relieve todos los cambios de estado aparecidos en las líneas telegráficas del grupo entre dos exploraciones sucesivas.

Cuando no se detecta ninguna transición, el explorador pasa al grupo siguiente. En caso contrario, la memoria que contiene los estados anteriores es puesta al día y todas las líneas que llaman (en las que se ha detectado una transición) se inscriben y tratan sucesivamente. Para ello, la unidad de líneas lee, en la memoria de ferrita, la palabra que contiene el carácter en curso de recepción sobre la línea L_i considerada y efectúa las operaciones necesarias para la reconstitución de este carácter, teniendo en cuenta la velocidad de modulación y el alfabeto propio al grupo de líneas tratado.

Si la transición recibida es suficiente para completar la reconstitución del carácter, y una vez verificada la paridad, se introduce éste en la cola de espera del computador central; al mismo tiempo, se pone en cero la memoria asociada a la línea L_i . Si la transición recibida no permite completar la reconstitución del carácter, la unidad de línea pone al día la memoria anterior, anotando igualmente el valor máximo de la distorsión telegráfica.

La unidad de línea pasa a continuación a tratar la línea llamante siguiente, y así sucesivamente hasta acabar con todas las líneas llamantes del grupo. El mismo proceso se desarrolla después en los restantes grupos.

El ciclo de exploración de todas las líneas del centro dura $312 \mu\text{seg.}$ es decir, la dieciseisava parte de un bit telegráfico, que corresponde a una velocidad de modulación de 200 baudios. Esta frecuencia de exploración garantiza la recepción de señales con una distorsión inferior al 45%.

La unidad de líneas se comporta en la emisión en forma prácticamente inversa a la recepción (Fig. 4). El programa de emisión entra en ejecución regularmente cada $104 \mu\text{seg.}$ Comienza con la lectura de la memoria del grupo de líneas considerado que contiene las características de las líneas del grupo (velocidad, alfabeto, longitud de la parada) y provoca la evolución del contador de bits telegráficos. Este último permite determinar si el impulso de $104 \mu\text{seg.}$ coincide con un carácter.

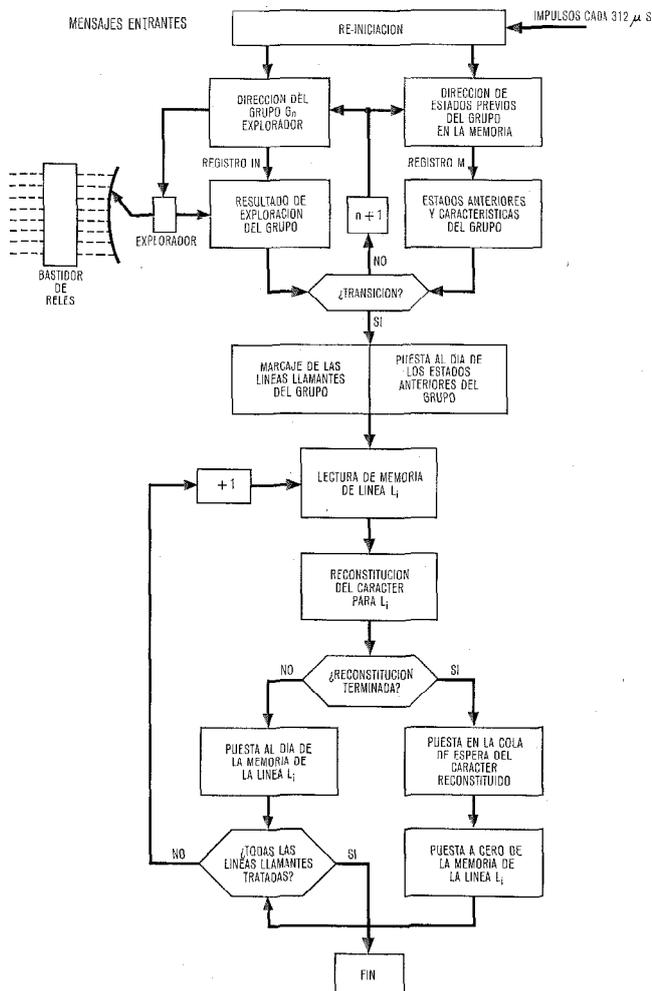


Fig. 3 Diagrama funcional de la unidad "líneas telegráficas". Recepción.

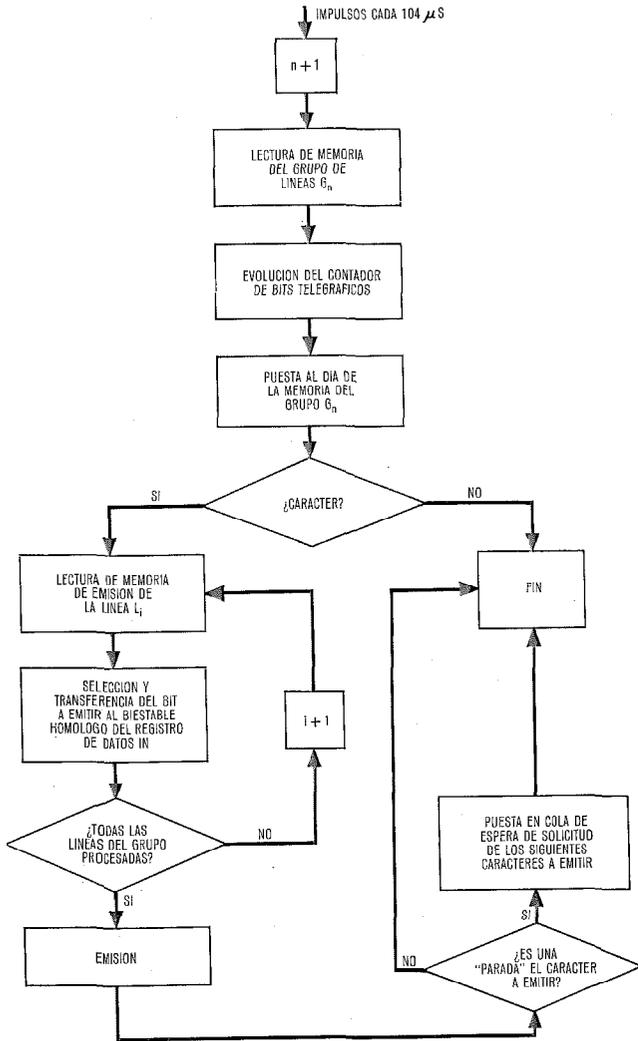


Fig. 4 Diagrama funcional de la unidad "líneas telegráficas". Transmisión.

Si es así, la unidad de líneas transfiere al registro IN los bits a emitir por las 16 líneas del grupo, consultando las memorias individuales de éstas. El distribuidor telegráfico se encarga de traducir los estados del biestable del registro IN en las polaridades para cada línea.

Una vez tratadas todas las líneas del grupo, el programa cesa hasta la siguiente parada, producida 104 μseg. más tarde, a excepción del caso en que el bit emitido corresponde a una parada, en que hay que preparar los bits siguientes a emitir en todas las memorias individuales de las líneas del grupo. Esta operación se pone en marcha introduciendo en una cola de espera la solicitud de los caracteres siguientes, siendo el calculador quien la toma a su cargo.

El análisis somero del funcionamiento de la unidad de líneas muestra que todas las operaciones de emisión y de recepción son controladas por la propia unidad de línea; el calculador no aparece en los organigramas más que en dos ocasiones, una en la emisión y otra en la recepción.

La memoria de ferrita es utilizada con frecuencia, bien para almacenar los resultados intermedios de los tratamientos o para entregar a la unidad de línea los parámetros de trabajo, que pueden ser modificados por el procesador central.

La unidad de líneas telegráficas puede enfrentarse, según esta organización, con los casos de explotación más desfavorables (todas las líneas de entrada modulando al mismo tiempo) ya que por trabajar en tiempo real, acepta simultáneamente el tráfico presente en todas las líneas y por medio del sistema de colas de espera, libera al resto del sistema de las sobrecargas.

5.3 Unidad de tambor (Fig. 5)

La lógica cableada se utiliza asimismo para optimizar la capacidad de transferencia del canal del tambor, aspecto interesante puesto de relieve en el capítulo anterior. A este respecto:

a) el tambor (o disco) está dividido en un cierto número de sectores angulares (16, 32, 64 o más), que no deben ser demasiado pequeños para evitar una pérdida importante de la capacidad del tambor, ni demasiado grandes en relación con la longitud de las transferencias más frecuentes;

b) la memoria de ferrita dispone de dos tablas. La primera contiene una zona por sector, con la dirección de referencia de la segunda tabla. Esta última contiene las características (dirección inicial en el tambor, longitud de la transferencia, dirección inicial en la memoria de ferrita, tipo de operación, etc.) de las transferencias solicitadas por el programador.

Cuando el programa desea efectuar una transferencia, somete su solicitud llenando convenientemente las dos tablas mencionadas.

El contador de sectores, que forma parte de la unidad de tambor de lógica cableada, conoce en todo momento su posición angular. Así pues, permite acceder a la zona

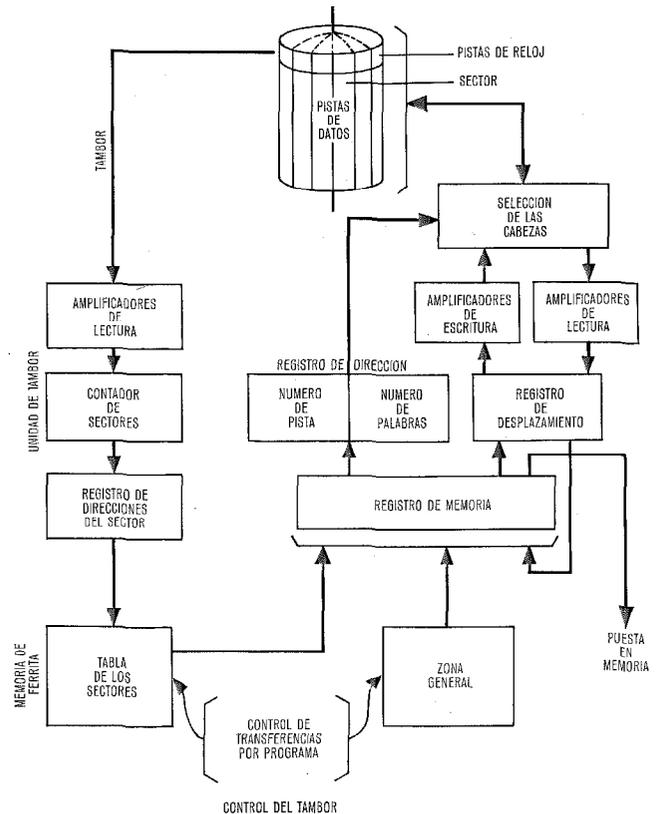


Fig. 5 Diagrama funcional de la unidad "tambor".

de la memoria de ferrita que contiene la solicitud correspondiente al sector que va a presentarse bajo las cabezas de lectura-escritura.

Si esta zona está vacía, significa que no hay que efectuar ningún trabajo en el sector considerado. Si, por el contrario, contiene una dirección de referencia de la zona generalizada, la unidad de tambor efectúa una segunda consulta a la memoria de ferrita donde encuentra las características de la transferencia a ejecutar; estos datos se conservan en los registros de la unidad de tambor durante toda la operación, lo que permite:

- a) seleccionar la cabeza que da acceso a la pista requerida;
- b) abrir las puertas de lectura o escritura durante el paso del sector considerado.

El registro de desplazamiento actúa de elemento convertidor serie-paralelo o inversamente, entre los amplificadores de lectura o escritura y el registro-memoria.

Según este procedimiento, el tambor puede atender teóricamente tantas solicitudes por vuelta como sectores existen en el tambor.

La evaluación exacta de la ganancia alcanzada con esta optimización se ha determinado mediante una simulación realizada por un sistema de simulación para utilización general. Los resultados están resumidos en la tabla siguiente, correspondiendo a un centro DS.4 que trata mensajes de una longitud media de 300 caracteres y cuya memoria de ferrita no contiene más que el programa de control, las memorias intermedias de 16 caracteres y las diversas tablas requeridas por la unidad de línea; los restantes programas para el tratamiento de los mensajes están contenidos en el tambor. Este último se suponía giraba a una velocidad de 3000 vueltas por minuto y disponía de capacidad suficiente.

El coeficiente de retransmisión del centro considerado era igual a 2.

Con una memoria de ferrita mínima, el tráfico de entrada admisible era superior a 4 mensajes por segundo. Se llega a este resultado gracias al empleo de un órgano de lógica cableada cuyo volumen corresponde a la placa representada en la figura 6. Para llegar a más de 4 mensajes por segundo y alcanzar, por ejemplo, los 10, hay que adoptar otras medidas suplementarias.

Además del aumento de la capacidad de tratamiento, la optimización del canal del tambor presenta una ventaja apreciable en el plano de la flexibilidad del sistema. En efecto, es posible disponer sobre el tambor no un solo programa de tratamiento sino varios, adaptados a diferentes especificaciones. Por ejemplo, OACI, IATA, telex CCITT, etc. Por otra parte, la escritura de los pro-

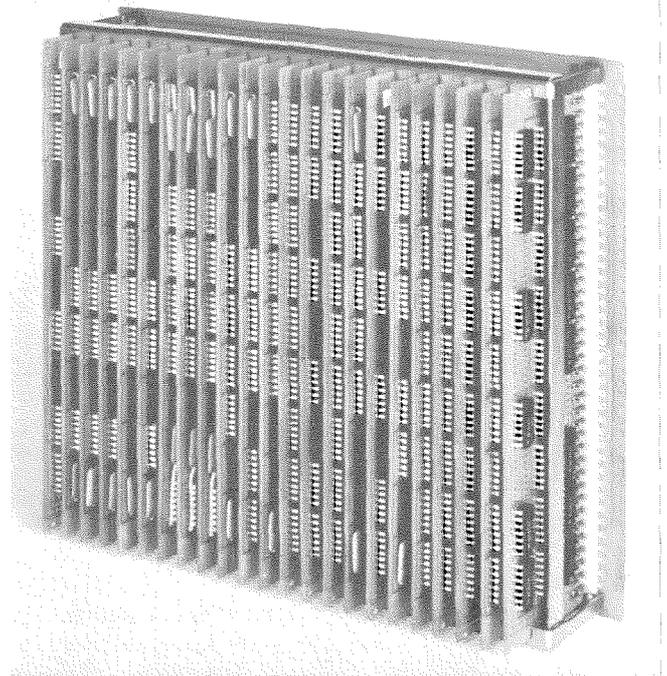


Fig. 6 Calculador 21. Tarjeta "madre" del operador.

gramas puede simplificarse pues el precio de una memoria tambor es 30 a 50 veces inferior al de la memoria de ferrita, por lo que puede utilizarse un lenguaje más cómodo aunque de peor rendimiento.

6. Seguridad del sistema

El sistema DS.4 según se ha visto, es un sistema potente. Gracias a su unidad de línea puede hacer frente a picos de tráfico imprevistos; por la presencia del calculador y la unidad de tambor optimizado, puede hacer frente a problemas complicados, en particular a aquéllos planteados por maniobras erróneas de los abonados o el fallo de ciertos centros de la red.

El funcionamiento del sistema como instrumento adecuado a un proceso en tiempo real, debe estar protegido contra las averías de los componentes que lo integran.

A pesar del formidable progreso experimentado en este dominio, no es posible garantizar el servicio permanente en un centro que no disponga más que de un conjunto procesador. Así pues, se instalan dos cadenas de tratamiento, centrándose el problema a disminuir las consecuencias de una conmutación de una cadena sobre otra, situación que se presenta de forma aleatoria.

Organización de la unidad de tambor	Número de sectores	Número medio de transferencia por vuelta	Tiempo de respuesta en milisegundos	Tráfico máximo de entrada en mensajes por segundo	Ganancia debida a la optimización
Sin optimización	—	1,5	14	0,75	1
Con optimización	16	7 á 8	30	3,6	4,8
	32	7 á 8	22,4	4,1	5,45
	64	8 á 8,5	21,2	4,2	5,6
	128	10	19	4,5	6

Conmutación de mensajes

La primera medida a adoptar en este sentido consiste en comunicar las informaciones de entrada a las dos cadenas, conservando su independencia de funcionamiento. El inconveniente de este método reside en la necesidad de repetir todos los mensajes que se encontraban en curso de retransmisión en el momento de producirse una conmutación. El destinatario se encuentra entonces frente a informaciones inconclusas, repetidas o duplicadas.

Asimismo, hay que prever un procedimiento para solicitar de nuevo el envío de los mensajes recibidos de forma incompleta en el centro. En resumen, el conjunto del tráfico de la red resulta perturbado.

El método ideal consistiría entonces en sincronizar las dos cadenas a nivel de las instrucciones del programa. Esta solución da lugar a una integración excesiva de las dos cadenas, siempre difícil de realizar y que lleva consigo el riesgo de que la cadena averiada perturbe el funcionamiento de la cadena en buen estado.

El sistema DS.4 comprende dos cadenas de tratamiento completamente independientes, que funcionan en paralelo y simultáneamente, y capaces cada una de ellas de cursar la totalidad del tráfico del centro. Mientras

que las dos cadenas efectúan el tratamiento, solamente una de ellas está autorizada a emitir mensajes. La cadena en reserva se limita a efectuar una especie de simulacro de emisión pero al mismo paso que la otra.

La conmutación de una cadena sobre la otra no lleva consigo la pérdida ni mutilación de los mensajes en virtud de una sincronización en dos etapas:

a) una sincronización aproximada de los programas mediante un intercambio de informaciones entre las dos cadenas en los momentos importantes del tratamiento: la cadena "en línea" adopta las decisiones importantes y las comunica a la cadena "en reserva" a través de un canal de intercambio;

b) un sincronismo riguroso de los relojes de emisión de los caracteres telegráficos de las dos cadenas, tanto en frecuencia como en fase. De esta forma, en el momento de una conmutación, la máquina "en reserva" puede pasar inmediatamente en línea sin interrumpir el funcionamiento. Los caracteres en curso de transmisión no se pierden ni resultan mutilados;

c) la decisión de una conmutación se toma a partir de los controles efectuados por la máquina en línea con la ayuda de circuitos cableados y de una importante redundancia introducida en los programas.

El centro garantiza, en estas condiciones, un servicio permanente. El proceso de conmutación evita la necesidad de repetir los mensajes y presenta un enorme interés en el caso de transmisión de datos o de mensajes muy largos.

7. Realización de los equipos

La filosofía de realización del sistema DS.4 ha estado dominado por los imperativos de la velocidad de funcionamiento y de la fiabilidad.

La necesidad de disminuir el tiempo de tratamiento conduce ineludiblemente a la miniaturización de los equipos y al empleo de circuitos integrados que también proporcionan mejor fiabilidad.

7.1 Circuitos integrados

En la época en que se diseñó el sistema DS.4, los elementos más rápidos disponibles en el mercado eran los circuitos TTL de la serie 74N. Por tanto, se seleccionaron allí donde el factor determinante era la velocidad de funcionamiento; éste es el caso, en particular, del operador aritmético que comprende 370 circuitos TTL.

Por el contrario, las cadenas lógicas que no forman parte del camino crítico del funcionamiento de la máquina, se han realizado con circuitos integrados más lentos, de la familia DTL, de aplicación más sencilla.

Así pues, el conjunto del calculador CT 21 comprende 950 circuitos DTL y 650 circuitos TTL.

7.2 Opciones tecnológicas y estructura tridimensional

a) Por razones técnicas, se han preferido circuitos integrados con encapsulación DIP en lugar de plana.

b) Se han adoptado circuitos impresos de "doble cara", con taladros metalizados.

c) Se ha dedicado un cuidado especial al problema de los parásitos producidos por la presencia de los cir-

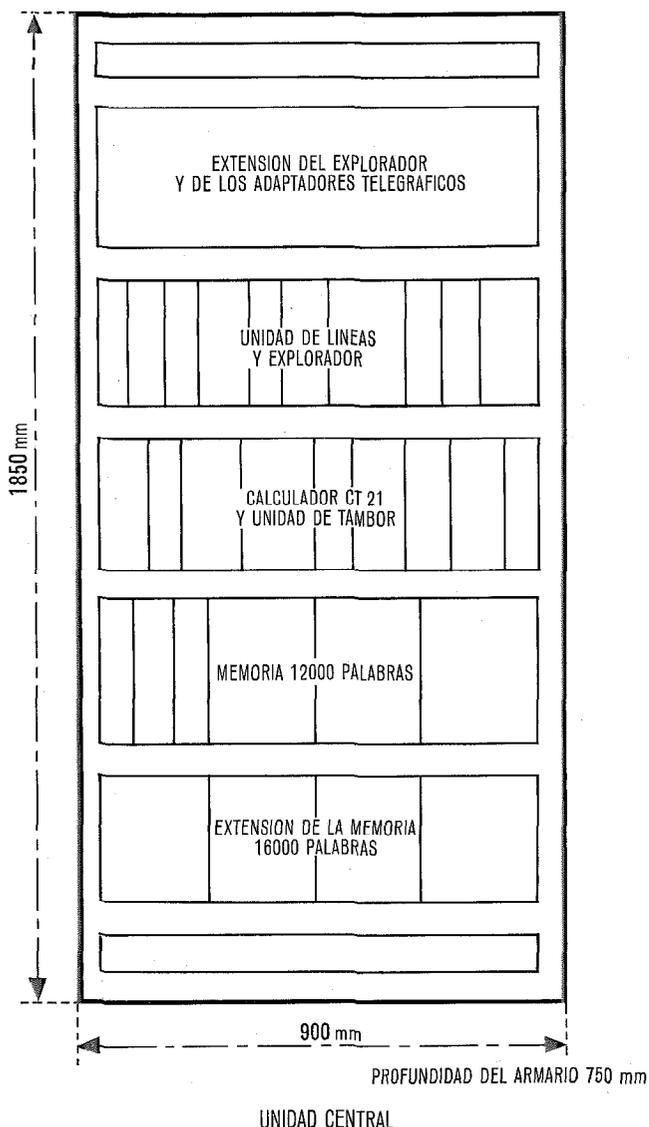


Fig. 7 Equipo del armario central.

cuitos integrados cercanos, que dependen, en primer lugar, de la longitud de las conexiones entre circuitos.

Estas longitudes son función de la densidad de los circuitos y del aspecto general del equipo; la forma cúbica es la más cercana al óptimo.

A partir de estas consideraciones generales, al final se ha adoptado una estructura tridimensional; una placa "madre" admite sobre ella, dispuestas perpendicularmente, hasta 23 placas "hijas", cada una de las cuales comprende un máximo de 27 circuitos integrados. El circuito impreso de la placa "madre" establece las conexiones entre las placas "hijas", por una parte, y con el resto del equipo por otra (ver Fig. 6).

La acción de los parásitos se reduce gracias a la disposición de las conexiones, en las dos caras de los circuitos impresos, en ángulo recto. Las conexiones entre placas "madre" diferentes se efectúan normalmente mediante alambrado directo. En algunos casos particulares se emplean pares retorcidos, cuya impedancia característica puede adaptarse si es necesario mediante circuitos R-C.

Las placas "madres" del sistema DS.4 se agrupan en cuadros, formando conjuntos funcionales.

La figura 7 muestra el armario central del sistema, que comprende tres cuadros principales:

- a) memoria de ferrita;
- b) el calculador CT 21 con la unidad de tambor;
- c) la unidad telegráfica, que contiene la unidad de línea y el órgano explorador-distribuidor.

Dos cuadros suplementarios permiten ampliar la capacidad de la memoria de ferrita hasta 28 kilobits y la de



Fig. 8 Unidad central con sus periféricas.

los circuitos telegráficos hasta 256 líneas lentas y 32 líneas rápidas (1200 baudios).

La interconexión de los armarios está realizada con cableado enchufable, lo que hace la instalación extremadamente sencilla.

7.3 Fiabilidad de los equipos

La fiabilidad de los equipos es función de la de los componentes, de los puntos de conexión por soldadura, arrollados y de los conectores.

En lo que atañe a los circuitos integrados, su fiabilidad se estima cinco veces superior a la de los transistores y diodos discretos.

La experiencia adquirida en el dominio de las soldaduras permite afirmar que su probabilidad de fallo es inferior a 10^{-8} , siendo aún mejor la de las conexiones arrolladas.

El empleo del conector de enclavamiento mecánico de CGCT, de 132 puntos de conexión, caracterizado por una fuerza de inserción nula y por una presión de contacto aproximadamente igual a 500 g. por punto, garantiza una fiabilidad de los puntos de conexión de las placas con el cableado exterior comparable a la de las conexiones arrolladas.

De estas cifras se desprende que, desde el punto de vista del equipo, el sistema DS.4 es superior al sistema DS.3, cuyo comportamiento en servicio permanente es ya bien notable (un fallo de componente por trimestre).

7.4 Configuración del equipo

Un centro de conmutación de mensajes DS.4 puede ser de tipo "simplex" con una sola cadena de tratamiento, o de tipo "dúplex". En este último caso, dos cadenas independientes ejecutan el mismo trabajo, garantizando un funcionamiento prácticamente perfecto.

Cada cadena comprende:

- a) una unidad central (ver Fig. 8);
- b) una unidad de tambor (o disco);
- c) unidades suplementarias, que pueden añadirse para constituir sistemas de gran capacidad.

Estas unidades se completan con uno o varios armarios con los equipos individuales de emisión, recepción y mantenimiento de las líneas; en ningún caso estarán duplicados pues la avería de un componente no afectará más que al servicio de una línea.

La figura 9 representa la distribución normal del equipo en un centro de conmutación de mensajes de 128 líneas dúplex.

Además de las dos cadenas situadas en la sala de tratamiento, existe otra sala reservada al personal de explotación donde se instala también las consolas de supervisión y de reclamaciones.

8. Modularidad del sistema DS.4

Como se ha indicado anteriormente (5.3), la optimización del acceso al tambor ha permitido agrupar todos los programas de tratamiento de mensajes en el tambor y reducir así considerablemente el volumen de la memoria de ferrita. Esta no contiene más que un programa de control y una zona de trabajo generalizada, que hasta

Conmutación de mensajes

cierto límite no dependen de la importancia de la instalación, y las memorias intermedias y tablas que son función del número de líneas.

El primer conjunto ocupa unas 4000 palabras de memoria, mientras que el segundo requiere unas 4000 palabras de memoria por cada grupo de 128 líneas lentas.

Esta disposición determina la modularidad del sistema en función del número de líneas y del tráfico, como se indica en la figura 10.

Cuando el número de líneas lentas es superior a 240, debe añadirse una segunda unidad de líneas, utilizándose las posibilidades de la matriz de interconexión. Esta configuración permite dar servicio a 512 líneas lentas y 32 líneas rápidas con una memoria de 20000 palabras, a condición de que su tráfico no sea superior a 4 mensajes por segundo.

Por encima de este límite, la organización de los programas será diferente. Para tratar un tráfico de 10 mensajes de entrada por segundo, todos los programas estarán en la memoria de ferrita y debe agregarse un procesador autónomo para algunas funciones. Sin embargo, en el momento actual los centros de conmutación de mensajes de esta importancia son todavía muy raros.

La modularidad del sistema DS.4 se extiende hasta la memoria masiva, cuyo volumen determina la capacidad de almacenamiento de un centro de conmutación. Para esta función se ha preferido emplear tambores magnéticos en lugar de discos por su superior fiabilidad. Los tipos normalmente adoptados son: 2, 4, 8, 16 megabits, con un tiempo de acceso medio de 10 milisegundos.

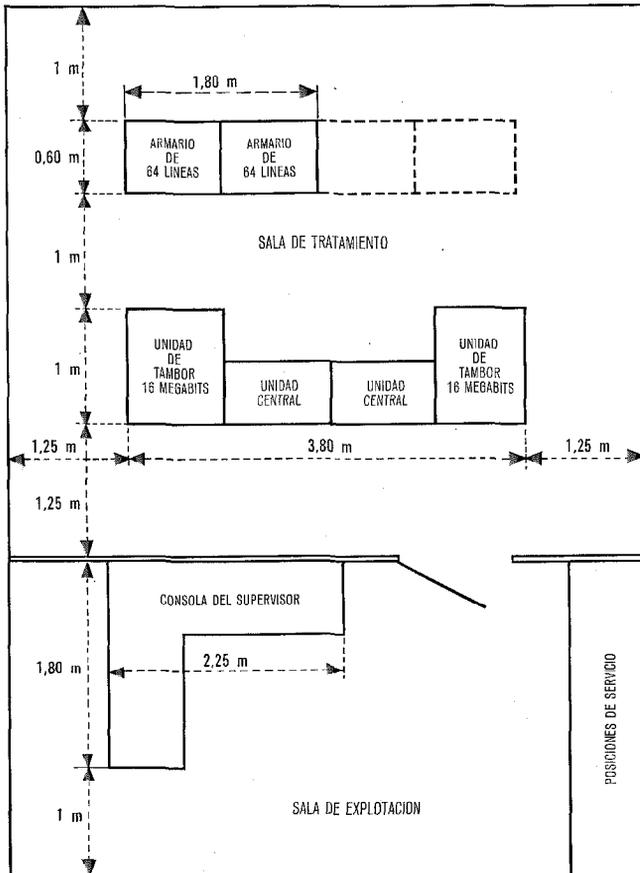


Fig. 9 Distribución típica en planta para una central de conmutación de 128 líneas en duplex.

Los únicos dispositivos utilizables para capacidades superiores son los discos de cabeza fija. El sistema DS.4 prevé el empleo de un solo tipo; su capacidad es de 160 megabits y el tiempo de acceso, 23 milisegundos.

La organización de los equipos de adaptación a las líneas telegráficas, tales como el explorador-distribuidor, y bastidor de relés, son también de tipo modular.

Conclusión

El sistema DS.4 constituye un sistema original que combina las técnicas de lógica cableada y los programas almacenados en memoria de ferrita o memoria masiva, lo que permite sacar el máximo provecho de los componentes actuales.

El sistema así concebido se traduce finalmente en un equipo de conmutación de mensajes a la vez potente, sencillo y económico.

Este producto ha demostrado ya su valor competitivo, habiendo sido elegido para realizar diversas redes militares y civiles.

Otros muchos campos de aplicación pueden encontrarse sin modificación material y con ayuda de una programación apropiada control a distancia de concentradores telegráficos, satélites telefónicos o subcentrales industriales.

Las posibilidades del sistema DS.4 no están limitadas más que por la programación, percibiéndose claramente una gran diversidad de aplicaciones.

Henri Benmussa nació el 28 de Mayo de 1926 en Túnez. Obtuvo en 1952 el título de ingeniero físico de la Ecole Polytechnique de Lausanne, así como la licenciatura en ciencias.

Ingresó en la firma Albiswerk (Zurich) donde se ocupó de óptica electrónica y de regulación.

En 1954 entró en el Laboratoire Central de Télécommunications donde participó en la concepción y estudio de conmutadores totalmente electrónicos para 24 líneas y para 240 realiza-

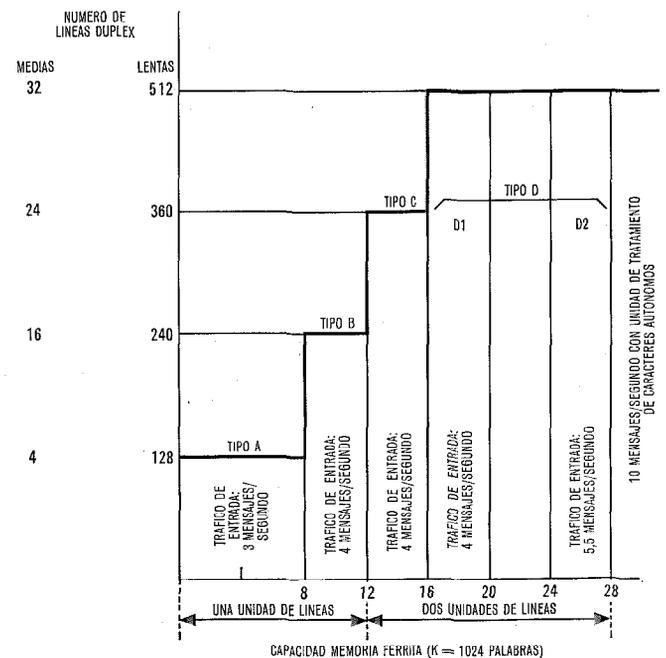


Fig. 10 Composición modular del sistema DS.4 como función del número de líneas y volumen de tráfico.

dos en dicho centro. Fué nombrado jefe de conmutación electrónica.

Transferido en 1956 a la Compagnie Générales de Constructions Téléphoniques, se encargó del desarrollo de las técnicas de conmutación electrónica. Como jefe de la División de investigación, tuvo la responsabilidad del desarrollo de nuevos sistemas de conmutación para telefonía y mensajes de esta Compañía.

Actualmente es jefe de la División de electrónica de CGCT.

Anatole Girinsky nació el 27 de Diciembre de 1917 en Kinechma, Rusia. En 1940 obtuvo el título de ingeniero de la École Supérieure d'Electricité de París.

En 1941 ingresó en la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques donde participó en el desarrollo de sistemas de transmisión sobre líneas de energía. Seguidamente fué nombrado jefe del Laboratorio de transmisión. Participó finalmente en el estudio de los sistemas DS.3 y DS.4. Ahora es jefe del servicio de conmutación de mensajes y transmisión de datos.

Sistema de cable coaxial para países en desarrollo

H. B. CRANSWICK

C. W. JOLLY

Standard Telephones and Cables Ltd., Londres

1. Introducción

Es evidente que existe un vacío entre los sistemas de transmisión por portadora de 24 canales en línea aérea utilizados en los países en desarrollo, y los de 300 y 960 canales en cable de la mayoría de las zonas industrializadas.

En las regiones en desarrollo, las administraciones no están decididas a invertir sus limitados recursos económicos en un sistema de 300 circuitos a cuatro hilos que tendría que soportar canales no ocupados. Sin embargo acogerían favorablemente un sistema que pudiera aumentar la capacidad de sus sistemas de línea aérea a 120 circuitos utilizando las rutas de postes existentes. Este artículo describe el diseño de uno de estos sistemas.

2. Consideraciones económicas

Puesto que la mayor parte del coste de los sistemas de cables está en el precio del cable, era importante seleccionar el cable adecuado. Además se pensó que una gran cantidad del coste inicial de cualquier instalación de cable está en el tendido y enterrado del cable. Por ello se decidió que el cable debería ser lo suficientemente ligero para poder manejarse por un equipo de dos hombres en longitudes cortas, y lo suficientemente fuerte para soportar los tramos normales de las rutas de postes en servicio.

Se consideró el sistema como un conjunto comprendiendo a la vez cable y repetidores, de modo que para obtener el mejor equilibrio económico había que estudiar otros factores incluyendo el tipo de configuración del repetidor auxiliar y el procedimiento de los circuitos de supervisión.

Estos estudios llevaron a seleccionar un sistema a 2 hilos por un solo tubo coaxial con filtros direccionales y un solo amplificador en cada repetidor. Esto implica una reducción en el número de unidades necesarias y el consiguiente aumento de fiabilidad y fácil conservación.

El coste por canal de este sistema se compara ventajosamente con otros, tales como los sistemas de cable coaxial enterrado para 120 y 300 canales y también con los sistemas de línea aérea de 12 canales.

La comparación se hace suponiendo las mismas necesidades de suministro de fuerza y longitudes de ruta.

Como ejemplo, el coste por canal del sistema coaxial de cable aéreo de 120 canales podría ser inferior al 50% del coste del de 300 canales de cable enterrado.

Otra ventaja es que el sistema de 120 canales puede colocarse en postes existentes en la ruta, si se observan ciertas precauciones respecto a la frecuencia, separación física y nivel de operación.

3. Cable

El cable es del tipo 245 análogo al que se utiliza en las redes de distribución de televisión. Tiene un conductor central de cobre de 1 milímetro (0,04 pulgadas) de

diámetro y un dieléctrico continuo de polietileno de 6,2 milímetros de diámetro (0,245 pulgadas); el conductor exterior es de cobre acanalado. Este tubo coaxial y el alambre continuo de suspensión de acero están cubiertos por una sola envoltura de cloruro de polivinilo formando una sección recta en "8". Si el cable ha de ser enterrado directamente o tendido a través de conductos, se suprime el alambre de suspensión y se añade una cubierta protectora de banda de politeno y aluminio.

La impedancia característica tiene 75 ohmios de valor nominal y la atenuación es de 6,6 decibelios por kilómetro aproximadamente (10,6 decibelios por milla) a 1364 KHz.

4. Distribución de frecuencias

En un sistema a 2 hilos es necesario separar la banda de operación; la banda superior para una dirección de transmisión y la inferior para la otra dirección, con una banda libre intermedia para proporcionar una región de cruce de los filtros direccionales.

Se consideraron los procedimientos para deducir las bandas superior e inferior.

El primer planteamiento parte del supergrupo básico de 312 a 552 KHz modulado con una portadora normalizada de 612 KHz para obtener el supergrupo 1 de 60 a 300 KHz. Luego se combina con un segundo supergrupo básico para formar la dirección en la banda inferior. En el terminal de recepción la banda se separa en los supergrupos 1 y 2 y el supergrupo 1 se demodula en el supergrupo básico.

En la otra dirección de transmisión la misma banda de 60 a 552 KHz se deduce como antes y se modula en bloque con la portadora de 1364 KHz para obtener la banda superior de 812 a 1304 KHz. Esta recepción se demodula a la banda inferior y se divide en supergrupos básicos igual que antes.

El segundo planteamiento consiste en formar la banda inferior como en el primero, pero la banda superior se deduce de otros dos supergrupos básicos, el primero se modula con 1364 KHz para formar el supergrupo 4, de 812 a 1052 KHz, y el segundo con 1612 KHz para formar

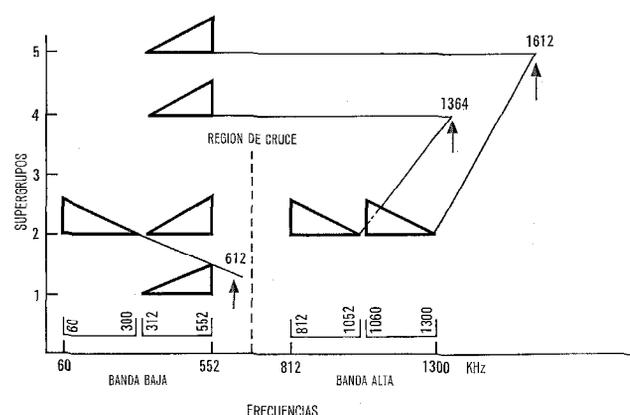


Fig. 1 Disposición de frecuencias para las 2 bandas de 120 circuitos.

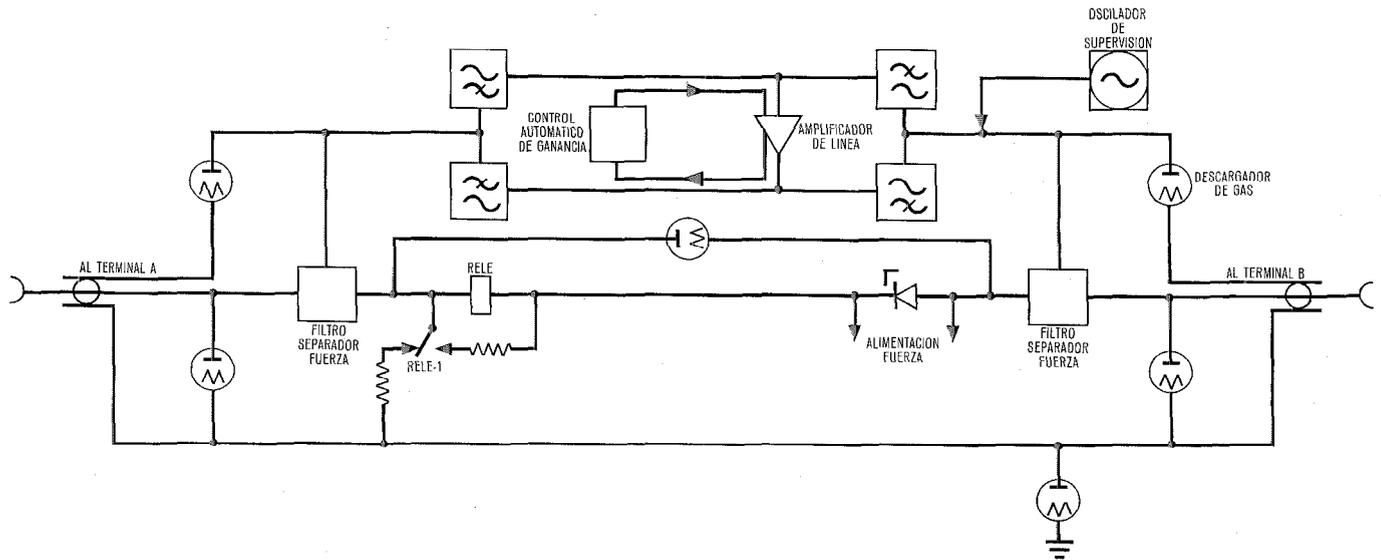


Fig. 2 Esquemático simplificado del repetidor auxiliar.

el supergrupo 5; a continuación se combinan para formar la banda de transmisión de 812 a 1300 KHz.

Se eligió este último procedimiento porque los supergrupos típicos pueden obtenerse a partir de los equipos de traslación de frecuencia normalizados (ver Fig. 1).

Por la misma razón se escogió la frecuencia de regulación de 1364 KHz para obtener el mismo espectro de línea y frecuencia piloto que en los sistemas normalizados de 300 canales y compatibles con otros sistemas recomendados por el CCITT.

A causa del funcionamiento en banda dividida existen dos tipos de terminales, el terminal A recibe en la banda inferior (y transmite en la banda superior) y el terminal B recibe en la banda superior (y transmite en la banda inferior).

5. Repetidor auxiliar

Cada repetidor a dos hilos proporciona la amplificación, igualación y regulación necesarias para compensar la atenuación de una sección de cable. El diagrama bloque

del circuito se representa en la figura 2. Está formado por cinco unidades, un filtro separador de fuerza, dos filtros direccionales que separan las dos bandas de frecuencia de línea, un amplificador de línea único para ambas direcciones de transmisión y el regulador piloto asociado de 1364 KHz. Estas unidades se montan en una tarjeta común que forma el ensamble principal del repetidor (Fig. 3). Las restantes partes del repetidor están constituidas por un conjunto protector enchufable que lleva los tubos descargadores de gas para protección contra las descargas atmosféricas, una tarjeta de oscilador de supervisión para la frecuencia local del repetidor, que se monta sobre la armadura principal del repetidor para facilitar el acceso al cristal enchufable.

El repetidor auxiliar (Fig. 4) se coloca en una caja robusta de aleación de aluminio fundido resistente a la corrosión con tapa de cierre hermético y diseñada para instalarla en los postes junto al cable (Fig. 5). Se fija a la caja una válvula Schrader para poder comprobar el

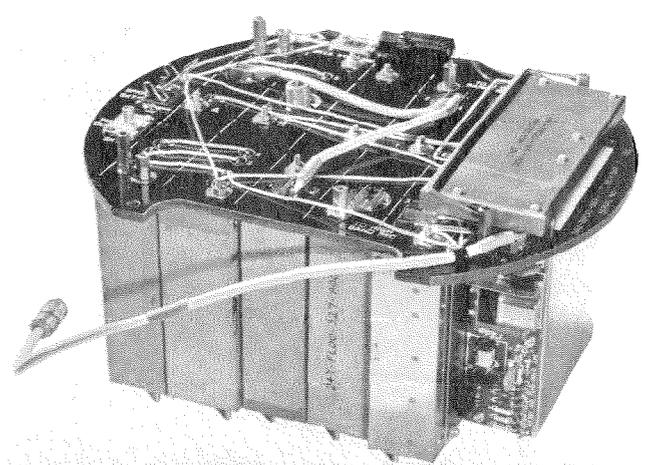


Fig. 3 Fotografía de un repetidor auxiliar mostrando las unidades. El cristal enchufable se puede ver sobre la placa exterior a la derecha.

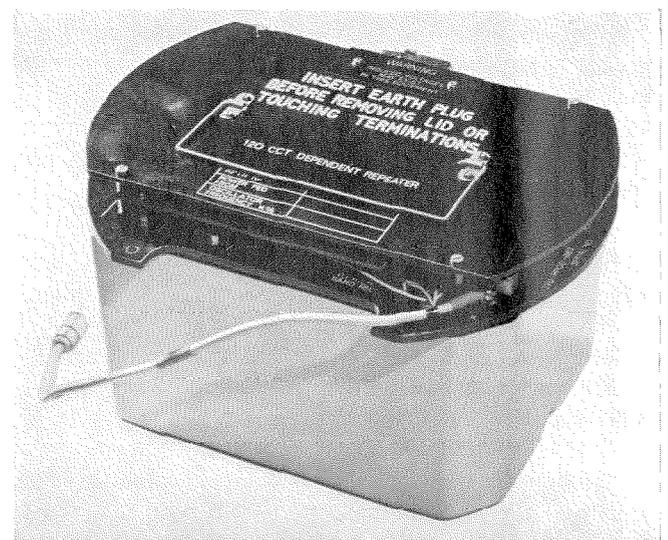


Fig. 4 Fotografía de un repetidor auxiliar completo.



Fig. 5 Fotografía de un repetidor auxiliar montado en un poste.

cierre de la caja o mantener una presión interior de 10 libras por pulgada cuadrada.

La caja del repetidor está protegida contra los efectos del sol y de la nieve por una cubierta perforada construida con lámina de aleación de aluminio resistente a la corrosión y acabado blanco de esmalte al horno.

El equipo está calculado para que trabaje con una humedad relativa de 95 por ciento máximo, y temperatura ambiente comprendida entre -20 y $+70$ grados centígrados. Podrá operar sin inconveniente y satisfactoriamente hasta las temperaturas extremas de -30 y $+80$ grados centígrados.

5.1 Filtro separador de fuerza

El filtro separador de fuerza realiza tres funciones principalmente:

- Separa las bandas de alta frecuencia de la corriente de alimentación en los dos lados de línea y establece la supresión de las bandas de alta frecuencia en los circuitos de fuerza.
- Distribuye la corriente de alimentación a las unidades activas y cierra un bucle para dar continuidad a la corriente del circuito de órdenes cuando la sección siguiente se queda en circuito abierto.

— Finalmente da un camino para el circuito de órdenes a través del filtro, mediante la transmisión e igualación de las frecuencias vocales entre 0,3 y 1,5 KHz para obtener una respuesta-frecuencia sensiblemente plana en cada sección de repetidor de la ruta.

5.2 Amplificador de línea

Para las dos direcciones de transmisión se utiliza un solo amplificador de línea con filtros direccionales. Por particularidades en el diseño del filtro se ha considerado el valor de 125 ohmios para las impedancias del filtro y el amplificador. Unos transformadores en los filtros separadores de fuerza efectúan la adaptación a los 75 ohmios del cable.

El circuito del amplificador de línea es un triple emisor-común con red de realimentación única entre el tercer y primer emisor. En la figura 6 se representa su esquemático, y una fotografía en la figura 7. La realimentación se añade en forma híbrida mediante los transformadores de entrada y salida de tres devanados. Se prestó especial atención en el diseño del transformador de salida para asegurar un buen comportamiento de armónicos de las frecuencias inferiores.

La red de realimentación proporciona una curva con ganancia de 8 decibelios entre 60 y 1470 KHz aproximadamente. Un preigualador proporciona curvas de ganancia más precisas que compensan exactamente las pérdidas del cable junto con las del filtro direccional y las restantes del repetidor.

En los emisores primero y tercero se han conectado igualadores "Bode". Cada uno de ellos cambia la ganancia del amplificador independientemente, sin alterar la realimentación total aunque afecta a la realimentación local del transistor de entrada o de salida. La red de realimentación tiene ramas en derivación para que los igualadores "Bode" presenten una impedancia constante. La primera red de "Bode" produce una variación en la ganancia del amplificador que compensa los cambios en las pérdidas del cable debido a la temperatura. Esta red está terminada en un termistor cuya variación de resistencia, controlada por el regulador de línea, permite adaptar el amplificador a los cambios en las pérdidas del cable sobre un margen de temperatura de ± 45 grados centígrados aproximadamente. El segundo igualador de "Bode" varía la ganancia del amplificador para adaptarse a secciones de cable de distinta longitud, se puede ajustar por pasos de 0,1 kilómetro aproximadamente hasta un máximo de $\pm 0,56$ kilómetros.

Los transistores están protegidos contra las extracorrientes de descarga por diodos inversamente polarizados en los lados de entrada y salida de los transformadores.

5.2.1 Características del amplificador de línea

En las medidas hechas a diez modelos de laboratorio y 18 unidades fabricadas del amplificador de línea, se obtuvieron los valores medios siguientes:

- **Ganancia:**
13,2 decibelios a 60 KHz,
48,7 decibelios a 1364 KHz.

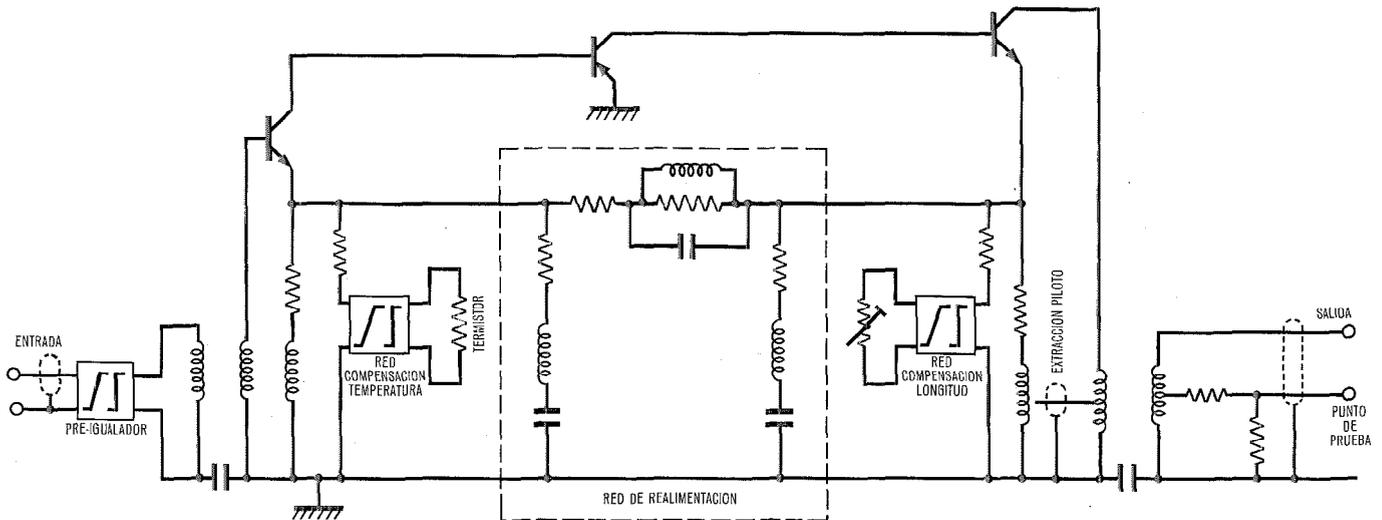


Fig. 6 Esquemático simplificado del amplificador de línea.

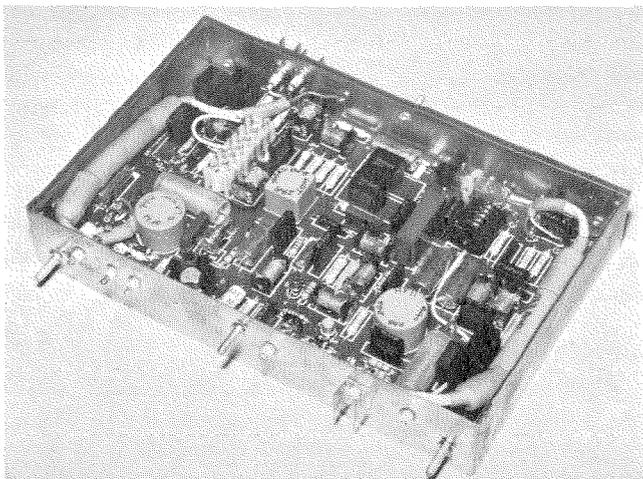


Fig. 7 Fotografía de una unidad de amplificador de línea auxiliar.

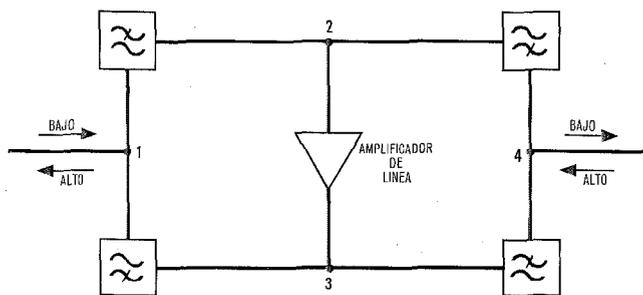


Fig. 8 Esquemático simplificado del repetidor auxiliar mostrando las uniones de los filtros direccionales.

— Forma de control de ganancia en la red de compensación de temperatura:
 $\pm 2,0$ dB a 60 KHz,
 $\pm 5,4$ dB a 1364 KHz.

— Forma de control de ganancia en la red de compensación de longitud:
 $\pm 1,0$ dB a 60 KHz,
 $\pm 3,7$ dB a 1364 KHz.

— Pérdidas de reflexión sobre 125 ohms:

En entrada: > 40 dB a 60 KHz,
 > 30 dB a 1364 KHz.
 En salida: > 18 dB a 60 KHz,
 > 26 dB a 1364 KHz.

— Factor de ruido:

3 dB en una banda de 3,1 KHz a 1300 KHz con referencia a -139 dBm.

— Intermodulación:

Se ha medido como los productos suma y diferencia de dos tonos con un nivel cada uno de $+11,5$ dBm en la salida del amplificador, con las redes de "Bode" ajustadas para ganancia nominal.

Producto	Frecuencias fundamentales en KHz	Suma y diferencia en KHz	Margen de intermodulación en dB
A - B	550 350	200	79,2
A - B	1300 820	480	72,9
A - B	1300 480	820	69,7
A + B	820 480	1300	62,2
2 A - B	350 500	200	88,3
2 A - B	1050 800	1300	74,1

— Nivel de saturación:

$+24,5$ dBm en la salida del amplificador cuando la alimentación de corriente constante es de 49 miliamperios y la señal de entrada es una onda sinusoidal de 1364 KHz.

— Coeficiente de temperatura:

Se ha medido en un modelo anterior. El incremento de ganancia a 1300 KHz fué de 0,025 dB para un aumento de temperatura ambiente de $+10$ grados centígrados.

5.3 Filtros direccionales

En los primeros filtros direccionales todas las bobinas eran de ferrita pero se cambiaron más tarde algunas de estas bobinas ya que sus propiedades no lineales pro-

ducían ruido indeseable de intermodulación en la unión de los filtros.

La figura 8 muestra que cuando se origina la intermodulación de la banda inferior sobre la superior, la parte más importante procede de la unión 4 de filtros pues entonces el producto resultante pasa por el amplificador y aparece en línea en el enlace 1 del filtro. La intermodulación en la dirección contraria, es decir de la banda superior a la inferior, será más significativa en la unión 1 al pasar a la unión 4 a través del amplificador.

Mediante un circuito híbrido y un filtro adecuado, se inyectó ruido blanco en la banda de 60 á 552 KHz en el punto 1 de unión de los filtros, y se midió el resultado de ruido reflejado en este punto a determinadas frecuencias de la banda superior. En la figura 9 se representan las medidas obtenidas de ruido a 815 KHz para distintos niveles de ruido blanco en filtros direccionales con diferentes tipos de bobinas. Los resultados demostraron que no podía aceptarse el empleo de ferritas en los filtros direccionales. En vez de esto se han empleado bobinas

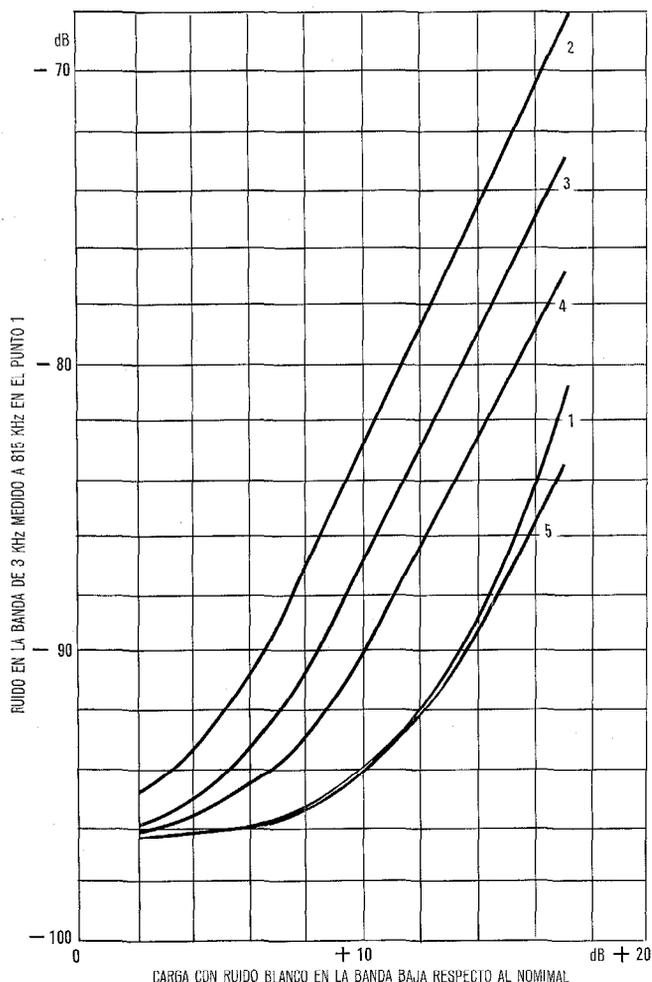


Fig. 9 Curvas que indican el efecto sobre el ruido de distintos tipos de bobinas en los filtros direccionales.

- (1) Amplificador únicamente.
- (2) Amplificador con filtros direccionales equipados con bobinas de núcleo de ferrita de 18 mm.
- (3) Cambio de las bobinas más próximas a la unión 4 en cada filtro por bobinas de núcleo de polvo de hierro.
- (4) Cambio de las bobinas más próximas a la unión 4 en cada filtro por bobinas de núcleo de aire.
- (5) Cambio de las bobinas más próximas a la unión 4 en cada filtro por bobinas de núcleo de polvo de hierro.

con núcleo de aire en las secciones de los filtros más próximos a las uniones 1 y 4, y en las siguientes secciones bobinas con núcleo de polvo de hierro. En las secciones restantes se han conservado las bobinas de ferrita.

5.4 Regulación

El repetidor auxiliar está equipado con un regulador gobernado por la señal piloto de 1364 KHz para mantener el nivel de salida a línea constante. La ganancia del repetidor en la dirección de la banda superior se ajusta con la señal piloto de este sistema en la misma banda compensando las pérdidas del cable de la sección precedente, de la misma forma que en un sistema convencional a 4 hilos. La ganancia del repetidor en la dirección de la banda inferior se ajusta, compensando las pérdidas de la sección siguiente del cable con el mismo piloto de la banda superior.

Las variaciones del nivel piloto producen variaciones de impedancia en el termistor de terminación del primer igualador "Bode" en el repetidor. El igualador "Bode" cambia la ganancia entre $\pm 5,4$ dB a 1364 KHz mediante la variación de impedancia del termistor. Esto compensará las variaciones máximas de atenuación producidas por ± 55 grados centígrados en una sección de 7,36 kilómetros de cable tipo 245. Cuando el cable está enterrado no será necesaria la regulación en todos los repetidores.

Los reguladores en los terminales de línea tienen circuitos de salida duplicados para desempeñar doble función en el circuito de recepción de la banda superior; como regulador piloto y como indicador piloto.

6. Ruido del sistema

Al probar todos los repetidores, con ganancia y distancia nominal, a ± 10 grados centígrados, se ha obtenido el valor proyectado de 1 picovatio por kilómetro medido en el nivel de referencia cero, ponderado sofométricamente, sobre un circuito hipotético de referencia de 280 kilómetros. La variación de ganancia a 1364 KHz puede ser de $\pm 5,4$ dB debido a la red de compensación de temperatura, y $\pm 3,7$ dB debido a la red de compensación de longitud. Este nivel de ruido conseguido asegurará que se cumpla el límite recomendado por el CCITT para los sistemas coaxiales (3 picovatios por kilómetro en el nivel de referencia cero, ponderado sofométricamente) sin demasiadas restricciones para las distancias utilizadas con estas redes, ni para las tolerancias de error de compensación y variación de la ganancia nominal del repetidor.

El ruido es principalmente de carácter térmico y con una pequeña proporción de intermodulación, excepto a 60 KHz en donde el ruido térmico y de intermodulación de tercer orden son del mismo orden de magnitud debido al comportamiento de armónicos del transformador de salida del amplificador de línea.

7. Enfoque

Los niveles relativos de línea en la salida del repetidor auxiliar son -9 dBr en la banda inferior y -6 dBr en la superior. La característica plana del nivel de línea es compatible con el buen comportamiento respecto al ruido

térmico en los amplificadores de línea sin perjuicio para las exigencias de sobrecargas. Otra ventaja es que se evita el empleo de redes de de-énfasis en el terminal de recepción.

8. Emplazamiento de los repetidores

El repetidor se ha calculado para que compense las pérdidas de 7,36 kilómetros de cable tipo 245 a +10 grados centígrados, cuando está ajustado a su ganancia nominal. Puesto que se pretende instalar los repetidores sobre los postes de suspensión del cable aéreo, las variaciones desde la temperatura media y las alternancias alrededor de la media, en rutas de diferentes regiones, serán mucho mayores que con cable y repetidores enterrados. Para prever temperaturas de distintas rutas, se puede cambiar la ganancia del repetidor mediante la red de igualador "Bode" de compensación de longitud, o con el regulador del repetidor, la distancia entre repetidores o combinaciones de estos tres ajustes. También puede necesitarse ampliar o reducir la longitud de las secciones del cable hasta 0,56 Km ajustando la red de compensación de longitud para conseguir una variación de ganancia máxima de ± 3,7 dB. Hay que tener cuidado de no utilizar estos ajustes repetidamente ya que podría descompensarse el comportamiento del sistema en cuanto a ruido, rebasando el límite del CCITT de 3 pW0p/km para una ruta de 280 kilómetros.

En una sección nominal de repetidor de 7,36 kilómetros con la red de igualación de compensación de longitud ajustada en su valor nominal, el regulador cubrirá una variación de temperatura hasta ± 50 grados centígrados. Cuando la temperatura llega a + 70 grados centígrados es conveniente alterar la sección de repetidor para compensar las pérdidas.

A medida que aumenta la temperatura máxima y la distancia entre repetidores, disminuye el número posible de secciones posibles de repetidor para que el ruido del sistema se mantenga aceptable. La tabla 1 indica el número de secciones de una ruta de cable 245 con 38 sec-

ciones, que pueden ampliarse en 0,56 kilómetros para diferentes distancias de repetidor y temperaturas máximas, observando el límite de ruido de 3 pW0p/km.

Los asteriscos de la tabla indican que no se pueden garantizar los casos correspondientes a causa del ruido de canal en las frecuencias superiores de transmisión.

Tabla 1 - Número máximo de secciones de cable ampliadas en un sistema de 38 secciones en función de la temperatura máxima y la distancia en kilómetros de los repetidores

Temperatura máxima en grados centígrados	Distancia de repetidor en kilómetros						
	7,94	7,78	7,64	7,50	7,36	7,24	7,11
+ 10	4	10	18	27	37	38	38
+ 20	*	3	10	17	26	36	38
+ 30	*	*	3	9	16	25	35
+ 40	*	*	*	2	8	15	24
+ 50	*	*	*	*	*	8	15
+ 60	*	*	*	*	*	1	7
+ 70	*	*	*	*	*	*	1

A causa de que el coeficiente de temperatura del cable 245 no es constante con la frecuencia, las variaciones de pérdidas en el cable con la temperatura y longitud son distintas y por esto los dos igualadores "Bode" tienen diferente característica. Cuando se ajusta la longitud de la sección o la red de compensación de longitud para compensar los efectos de temperatura a 1364 KHz, es necesario igualar las frecuencias inferiores en el terminal. Para cubrir el margen completo de temperaturas sin que el ruido se degrade por encima de los 3 pW0p/km, es necesario hacer pre-igualación y post-igualación aproximadamente iguales.

9. Circuitos de supervisión y alarma

En la figura 10 se muestra un diagrama del sistema para 120 circuitos. Cada repetidor auxiliar tiene entre los terminales un oscilador controlado por cristal cuyo

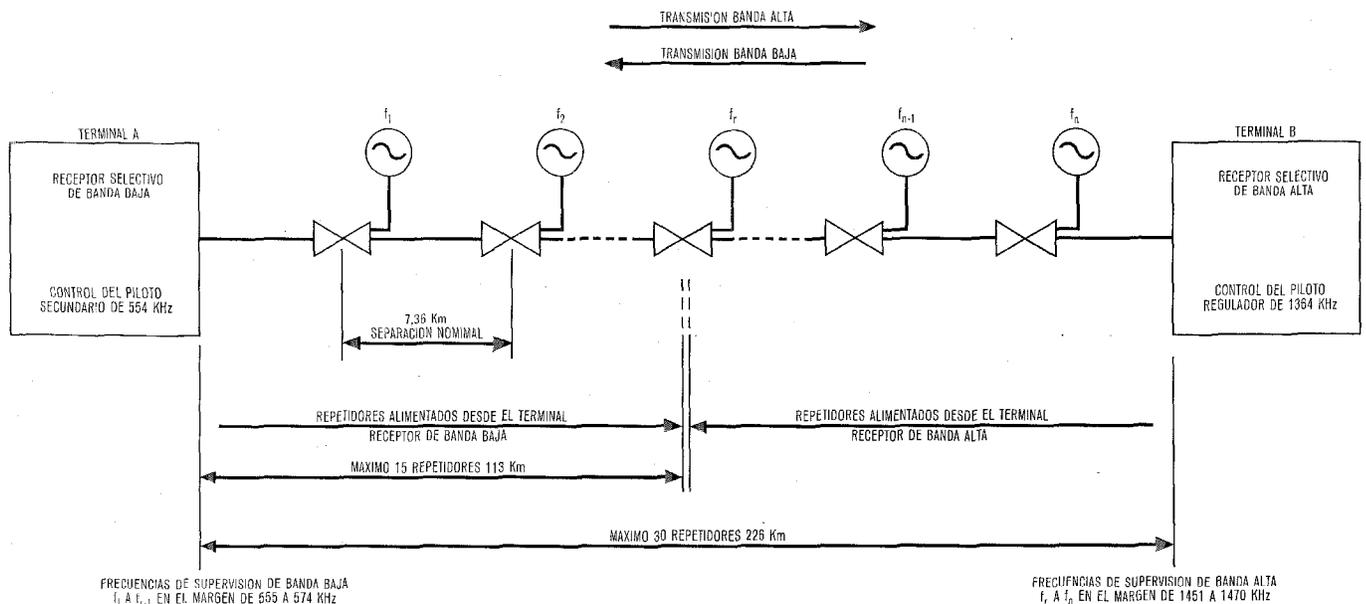


Fig. 10 Diagrama del sistema de supervisión de 120 circuitos.

Sistema de cable coaxial

nivel de salida a línea es de -20 dBm0. Los dos tipos de oscilador utilizados para la banda superior e inferior tienen un circuito oscilador, del tipo "Clapp" modificado, con un transistor, solo se diferencian en el valor de sus componentes. El elemento que estabiliza la frecuencia es un cristal enchufable facilitando así la instalación de los repetidores en la ruta. Los repetidores que se alimentan desde el terminal A tienen las frecuencias comprendidas entre 555 y 574 KHz en pasos de 1 KHz, mientras que los que se alimentan desde el terminal B utilizan el margen comprendido entre 1451 y 1470 KHz.

La señal de los osciladores en la banda superior se inyecta a la salida del repetidor (punto de nivel constante), y en la banda inferior a la entrada del repetidor. El nivel de salida de las frecuencias de los osciladores es de -20 dBm0 nominal sobre todo el margen de regulación del repetidor, y así las discrepancias observadas en los terminales indican los fallos en el repetidor.

La frecuencia piloto de regulación de línea de 1364 KHz que se transmite desde el terminal A se extrae en el amplificador de línea del terminal B y gobierna el regulador de línea. El regulador controla la ganancia del amplificador de línea del terminal, tiene un circuito para alarma del nivel piloto, un punto de conexión a un registrador, y una salida al indicador piloto. Los contactos del relé de alarma piloto interrumpen la alimentación del generador piloto local de 554 KHz cuando se produce un fallo de nivel piloto de recepción. Con este procedimiento se indica la falta en los dos terminales de línea.

El receptor selectivo del terminal A trabaja con la frecuencia de 216 KHz de un oscilador controlado por cristal. La salida de este oscilador se mezcla con una señal de otro oscilador ajustable entre 30 y 50 KHz para obtener la señal entre 246 y 266 KHz. Esta última señal junto con el piloto de supervisión recibido en la banda de 554 á 574 KHz se aplica a un segundo circuito modulador seguido por un filtro de paso banda, estrecho, que acepta la frecuencia intermedia de 308 KHz. Se puede seleccionar cualquiera de los pilotos de supervisión y convertirlo a 308 KHz sintonizando el oscilador ajustable, después se amplifica y detecta para pasar a los circuitos de medición y de alarma.

El receptor selectivo del terminal B es análogo al anterior, pero el oscilador de cristal tiene la frecuencia de

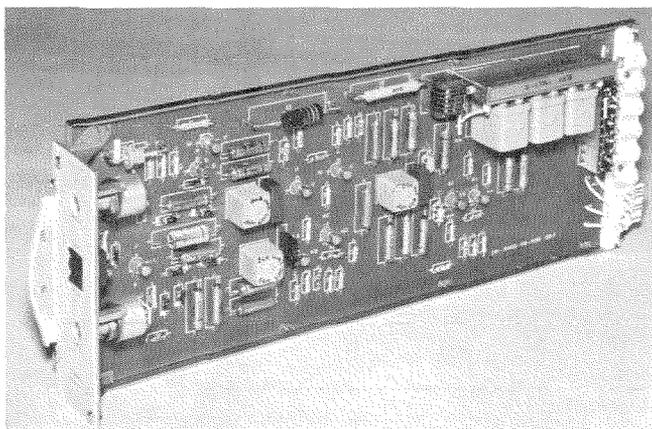


Fig. 11 Fotografía del repetidor terminal.

1728 KHz. Cualquiera de los pilotos de supervisión en la banda de 1451 a 1470 KHz se puede convertir a la frecuencia intermedia de 308 KHz, y detectar y medirse de igual forma.

10. Circuito de órdenes de servicio

Este sistema de alta frecuencia utiliza solamente un tubo coaxial único. Puede tener o no un alambre soporte de catenaria. Si lo tiene, tampoco se puede suponer que

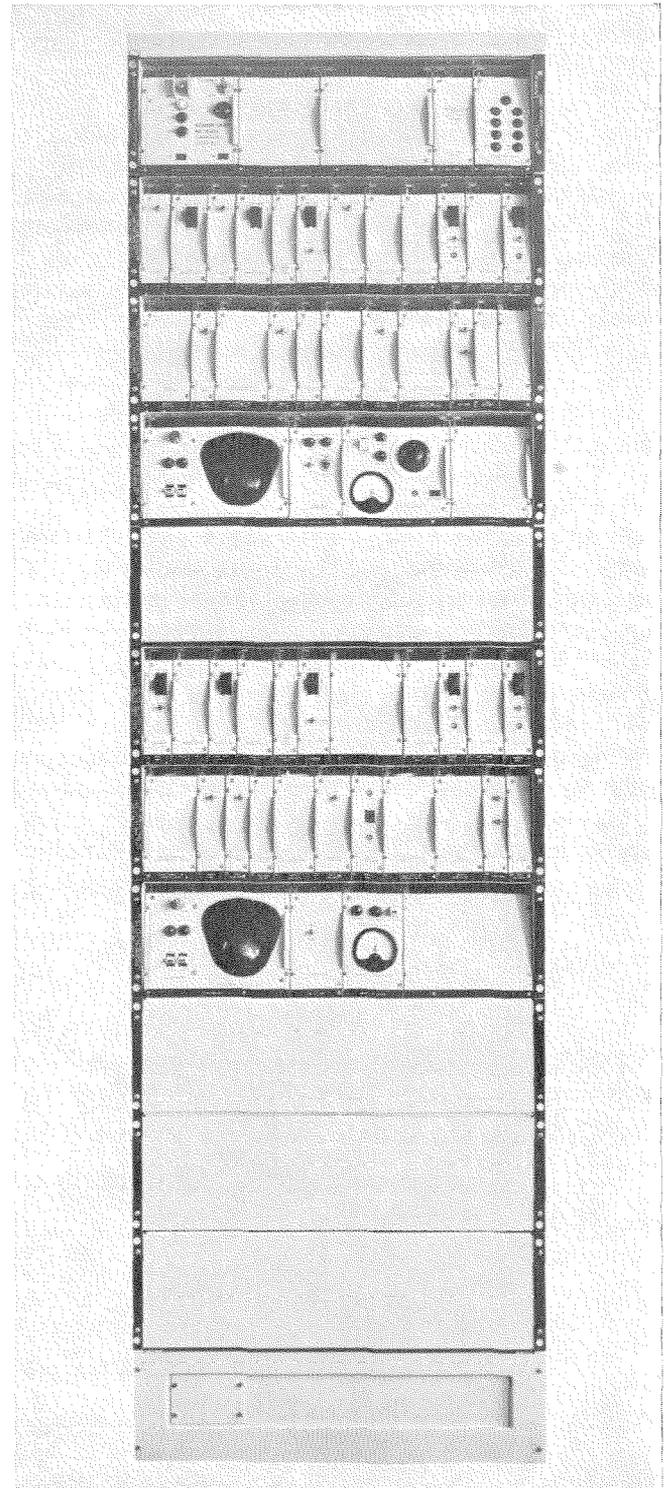


Fig. 12 Fotografía de los terminales A y B en un bastidor. El estante superior está equipado con la unidad de alimentación. Los tres estantes siguientes comprenden el terminal A y los tres inferiores el terminal B.

tenga continuidad eléctrica o que esté aislado del cable. Por esto deberá emplearse el tubo coaxial para las dos direcciones de conversación del circuito de órdenes.

Para obtener un coste reducido, el circuito de órdenes utiliza la transmisión en audiofrecuencia en vez de corrientes portadoras. No tiene amplificadores de audiofrecuencia intermedios, de forma que se puede utilizar sin alimentación en los repetidores auxiliares.

Las pérdidas de audiofrecuencia en el cable 245 aumentan rápidamente con la frecuencia y son difíciles de igualar. Las pruebas han demostrado que se puede aceptar el circuito de órdenes limitado a la frecuencia máxima de 1,5 KHz. Se calculó el paso bajo del filtro separador de fuerza de los repetidores auxiliares, con el mínimo de pérdidas a 1,6 KHz, para compensar aproximadamente la característica del cable a las frecuencias inferiores a 0,3 KHz. La atenuación resultante en las secciones de repetidor es sensiblemente plana en la banda de 0,3 a 1,5 KHz, y los amplificadores de audiofrecuencia del sistema tienen la característica sensiblemente plana. Las pérdidas de la sección de repetidor son aproximadamente de 5,4 dB en la banda de audiofrecuencia, y 81 dB en cada sección de alimentación de 15 repetidores.

Aunque los amplificadores de audiofrecuencia en los repetidores principales pueden tener la ganancia máxima de 100 dB y utilizan redes con compensador, la distancia a la que se puede ajustar el circuito está generalmente limitada entre 80 y 110 Km por el ruido inducido en el circuito, que en rutas largas (más de 15 repetidores) permite a cualquier repetidor auxiliar hablar con su terminal

de alimentación. En rutas cortas es también posible la operación de terminal a terminal.

11. Equipo del repetidor terminal

El repetidor terminal está fabricado con construcción tipo Mark 6, equipado con unidades de tarjetas enchufables montadas en estantes previamente cableados (Fig. 11). Los equipos de transmisión, traslación de supergrupo, supervisión y alimentación se montan en tres estantes. La unidad de alimentación de 20 V. construida sobre un chasis metálico se monta en otro estante (Fig. 12).

11.1 Circuito transmisor del terminal A

En la figura 13 se representa el diagrama esquemático del equipo del terminal A.

De los dos supergrupos básicos a nivel nominal de entrada de -33 dBr, el primero se traslada al supergrupo 4 (de 812 a 1052 KHz), el segundo al supergrupo 5 (de 1060 a 1300 KHz) y éstos se combinan luego formando la banda superior de línea de 812 a 1300 KHz. Esta banda pasa luego vía un filtro supresor de 1364 KHz a una bobina híbrida donde se combina con la frecuencia piloto de 1364 KHz, generada en un oscilador local controlado por cristal. La señal, combinada en la bobina híbrida pasa vía un amplificador de respuesta plana, a un preigualador residual y una red de línea de banda superior. Esta red compensa la pendiente de la característica del amplificador de línea, y hace pasar la banda a través de los circuitos del filtro direccional y amplificador de línea,

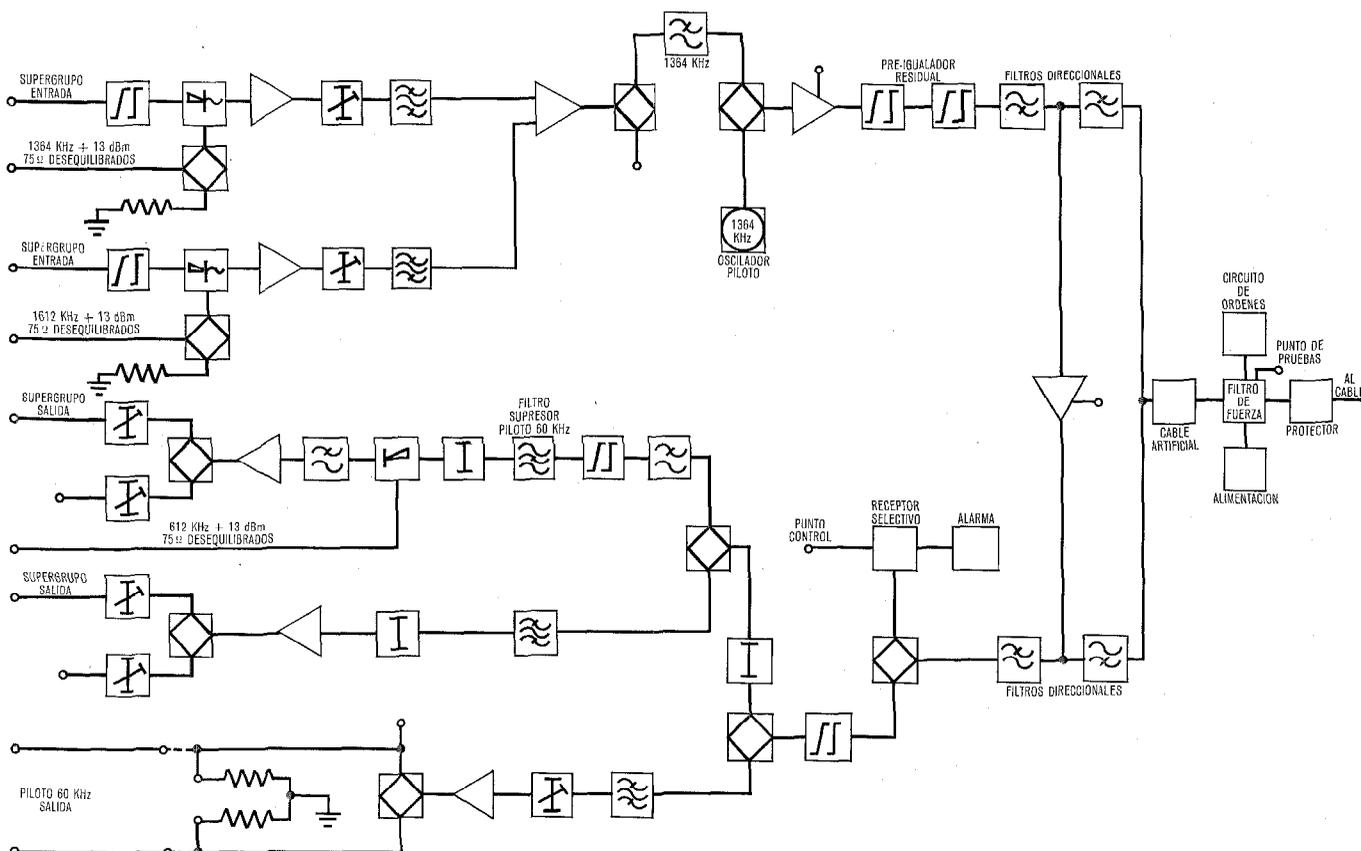


Fig. 13 Esquemático simplificado del repetidor terminal A.

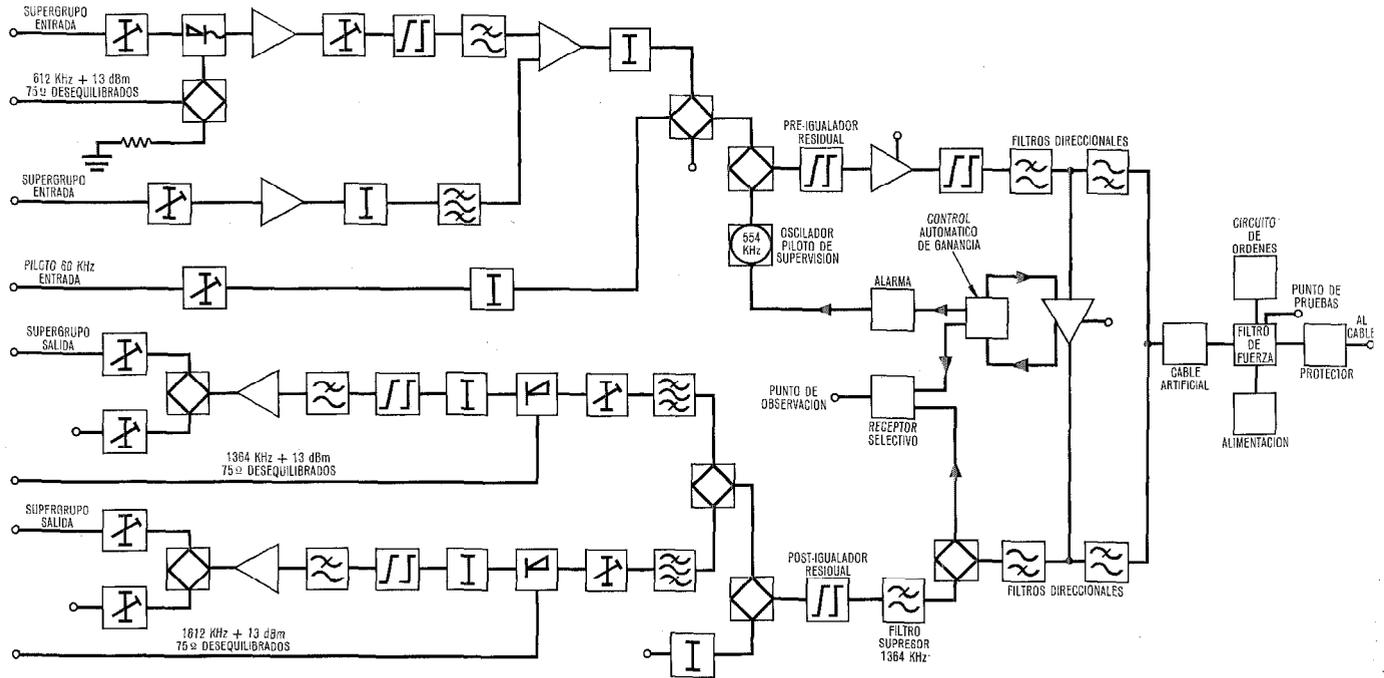


Fig. 14 Esquemático simplificado del repetidor terminal B.

a las redes de línea artificial, finalmente sale a línea, a través de un filtro separador de fuerza, caja de terminación del cable y conjunto protector.

11.2 Circuito receptor del terminal B

En la figura 14 se representa el diagrama esquemático de bloque del equipo del terminal B.

La banda recibida desde el terminal A a través del equipo de línea pasa por la caja de terminación del cable y conjunto protector a los circuitos de filtro separador de fuerza, redes de línea artificial, amplificador de línea y filtro direccional, y finalmente a una bobina híbrida para extracción de las frecuencias de supervisión. A continuación la banda pasa a un último igualador residual y un filtro supresor de 1364 KHz antes de llegar al equipo asociado de traslación donde se divide en dos bandas mediante los correspondientes filtros, y se demodula para obtener los dos supergrupos básicos. Estos supergrupos pasan al equipo multiplex de la estación a un nivel nominal de -33 dB.

11.3 Circuito transmisor del terminal B

De los dos supergrupos básicos, se hace la traslación del primero al supergrupo 1 (de 60 a 300 KHz) y se combina con el segundo para formar la banda inferior de línea (de 60 a 552 KHz), la cual se aplica a la bobina híbrida de combinación de piloto donde se inyecta la frecuencia del generador local de piloto de 554 KHz.

A continuación la banda pasa a un pre-igualador residual, un amplificador de respuesta plana, y a través de la red de línea de la banda inferior a los circuitos del am-

plificador de línea y filtro direccional; finalmente sale a línea a través de las redes de línea artificial, filtro separador de fuerza, caja de terminación del cable y conjunto protector.

11.4 Circuito receptor del terminal A

El circuito receptor del terminal A sigue el mismo diagrama que el terminal B, pero no necesita filtro supresor piloto.

Referencias

[1] R. E. J. B. Baskett: Small Diameter Coaxial System — Part III, The STC 300 Channel and 960 Channel Carrier Frequency Line Equipment, Electrical Communication, Vol. 41, N° 3, 1966.
 [2] P. Normal y P. J. Howard: A New 2700 Circuit Coaxial Cable System, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 42, N° 4, 1967.
 [3] H. W. Bode: Variable Equalizer, Bell System Technical Journal, Vol. 17, pág. 229, 1938.

Helen Barbara Cranswick nació en Kingston-upon-Hull, Yorkshire, en Inglaterra, el 24 de Mayo de 1924. Obtuvo el grado BSc en matemáticas y radio-física en 1944 en el Bedford College de la Universidad de Londres. De 1944 a 1945 trabajó en cálculo de redes en la Automatic Telephone and Electric Company en Liverpool. Desde 1945 a 1948 estuvo preparando el grado BA de matemáticas del Newnham College de la Universidad de Cambridge. Después de su graduación en 1948 se unió a Standard Telephones and Cables y ha trabajado en el desarrollo de equipo de líneas transmisión.

Clifford William Jolly nació en Abingdon, Berkshire, en Inglaterra el 19 de Enero de 1941. En 1963 obtuvo el grado BA en ciencias eléctricas en el Magdalene College de la Universidad de Cambridge. El mismo año se unió a Standard Telephones and Cables donde ha estado trabajando en el desarrollo de diversos sistemas de cable coaxial.

Estudio de un sistema de mallas a tres etapas con "renovación" y características mixtas de pérdida y espera mediante el uso de tráfico artificial

Profesor S. EKBERG

Instituto Real de Tecnología, Estocolmo

M. GRUSZECKI

Bell Telephone Manufacturing Co., Amberes

1. Introducción

Las probabilidades de bloqueo y de demora superior a un cierto tiempo en el establecimiento de una conexión, son las características que se requieren más frecuentemente en los estudios de tráfico de las redes de conmutación complejas. En tanto que el cálculo de probabilidades y otros métodos matemáticos de precisión se aplican con éxito a una amplia variedad de problemas de tráfico telefónico, el dimensionado de muchos sistemas complejos de conmutación precisa habitualmente cálculos aproximados, cuya comprobación se recibe siempre con beneplácito. Como el tráfico en las centrales reales rara vez permanece constante a lo largo de períodos de longitud suficiente para permitir medidas precisas, es útil realizar ensayos con tráfico artificial sobre un modelo del sistema que se considere. En algunos casos la red a estudiar está simplemente en la fase de proyecto.

En estas circunstancias, se considera necesario verificar el dimensionado de tales sistemas complejos mediante la realización de simulaciones de tráfico en las que se varían las intensidades de tráfico en un cierto número de configuraciones diferentes del sistema en estudio [1, 2, 3].

El sistema que se discute en este artículo es un sistema de mallas a tres etapas que tiene características combinadas de sistema de pérdida y espera, con la posibilidad de realizar el proceso de "renovación", a través del cual han de cursarse llamadas de varios tipos. Con el fin de investigar el comportamiento del sistema, se ha realizado un amplio número de simulaciones utilizando el llamado "modelo de tiempo real".

El artículo discute el método de simulación utilizado, y sus ventajas, así como los resultados obtenidos. Finalmente, se presentan los métodos seguidos para verificar la precisión de los resultados y se dan fórmulas sencillas de dimensionado.

2. Geometría del sistema investigado

El estudio que aquí se describe se refiere al diseño del sistema Pentaconta 32 descrito en "Electrical Communication" [4].

El sistema cubre un amplio margen de tamaños de centrales desde una versión de central a una sola etapa hasta centrales de varias etapas y bloques.

2.1 Centrales de un bloque

La figura 1 muestra una central de un bloque con m secciones terminales LLA, 10 secciones LLB que dan acceso a n alimentadores locales LJ y a r registradores.

mediante una malla, siendo la disposición de estas mallas de interconexión completamente simétrica. Cada LJ se conecta a dos secciones LLB. La distribución de los LJ entre las secciones LLB se hace de un modo regular. El sistema permite cursar llamadas locales, entrantes, salientes y de tránsito. El sistema de conmutación, hasta los registradores funciona como un sistema de espera, pero una vez que la identidad del abonado es recibida por el registrador, el sistema opera como un sistema de pérdidas. Para las llamadas locales y entrantes, se usa la operación "renovación": si no se puede conseguir una conexión para el establecimiento de una conversación, haciendo uso del mismo LJ que se utilizó para la conexión del registrador, se memoriza la posición del llamante y del llamado, y después al liberar la conexión del registrador, se hace un intento para establecer la conexión de conservación utilizando todas las mallas libres.

2.2 Centrales multibloque

El funcionamiento de las centrales multibloque es semejante al de la central monobloque. El estudio de los problemas de congestión en este caso debe realizarse considerando separadamente los tráficos interno de cada bloque y entre bloques. Se puede encontrar una descripción de la geometría de una central multibloque Pentaconta 32 en el artículo de "Electrical Communication" [4], mencionado anteriormente.

3. Simulación de tráfico

3.1 El modelo de simulación

Se escribió un programa para realizar la simulación en un ordenador, que utilizó un lenguaje de alto nivel el CSL 2 con algunas modificaciones. El citado lenguaje se adapta bien a simulaciones con modelo de tiempo real e incluye muchas características de las que se precisan en simulación de tráfico, tales como la generación de números pseudoaleatorios, de distribuciones exponenciales negativas de intervalos de tiempo con los valores medios que se desean, etc. Permite tanto la simulación

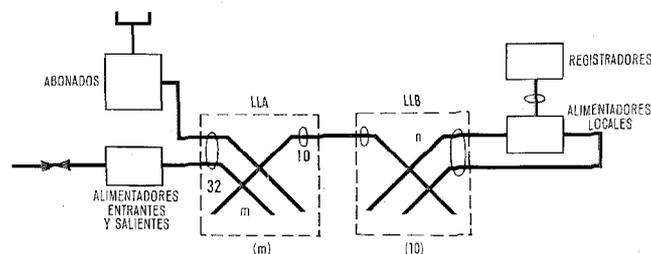


Fig. 1 Diagrama de central de un bloque.

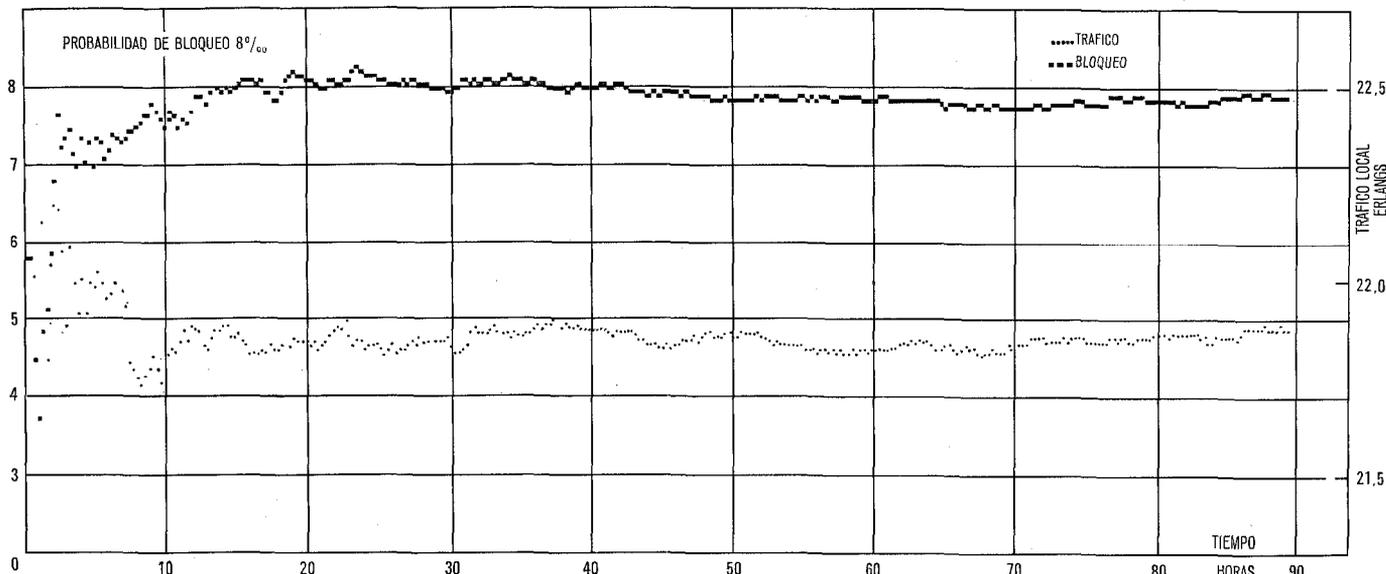


Fig. 2 Simulación n° 13. Probabilidad de bloqueo para llamadas locales en %, curva superior y tráfico local curva inferior en función del tiempo.

de sistemas puros de "pérdida" o de "espera" como de sistemas mixtos de "pérdida y espera".

Otras características no incluidas en el lenguaje pueden añadirse mediante la utilización de instrucciones en Fortram.

Se puede dar el valor que se desee a las intensidades de producción de llamadas y a los tiempos medios de ocupación de las diferentes clases de tráfico de un modo independiente, puede asociarse la distribución de tiempo de ocupación que se desee a cada tipo de tráfico.

La configuración geométrica exacta del sistema en estudio, así como las reglas de toma de órganos que se usan en el sistema, se pueden incorporar a la parte descriptiva del programa.

Se simula las llamadas empleando intervalos de tiempo entre sus apariciones e intervalos de duración de las mismas. Las secuencias de estos intervalos son independientes unas de otras y pueden adaptarse a la ley de distribución que se desee.

En el modelo aplicado, un generador proporciona los intervalos de los diversos generadores de llamadas, distribuidos según la ley exponencial negativa y con sus respectivos intervalos medios. Se simulan tres clases de tráfico: local, entrante y saliente.

El tráfico entrante se asigna en tres direcciones distintas y el saliente se dirige a otras tres direcciones. Los tráficos entrante y saliente por dirección se registran separadamente, juntamente con las congestiones por ellos experimentadas.

Se ofrece tráfico de azar al sistema para cada tipo de llamada; para las llamadas locales y salientes se genera el tráfico proporcionalmente al número de abonados libres. Los abonados ocupados no originan llamadas, se cuenta el número de ellas dirigidas a abonados ocupados pero no dan lugar a ocupación alguna de la red de conversación. El tráfico entrante se genera con una intensidad constante.

Los tiempos de ocupación en la red de conversación se distribuyen según una ley exponencial negativa. Para cada conexión de conversación se fija una duración por un generador apropiado una vez que la conexión se ha establecido. Los registradores (y el camino hacia ellos) se mantienen ocupados durante un tiempo constante. Esto significa que todos los tiempos de terminación de conexiones de registrador y de conversación se conocen y están dispuestos sobre un eje de tiempos. Así se conoce bien el número de abonados libres en cada intervalo y dicho número sirve al generador de llamadas que dispone los instantes iniciales para cada conexión sobre el mismo eje de tiempos.

Los valores de tráfico se obtienen como sigue: El tiempo de ocupación correspondiente a un intento de llamada con éxito se suma inmediatamente a una celda de memoria, de este modo el contenido de la celda está siempre actualizado. El reloj director del sistema produce lecturas al fin de la prueba, o cuando se desean resultados intermedios. Cuando se lee una suma parcial, el tiempo de ocupación registrado se divide por el tiempo simulado. Esto da lugar, normalmente, a una sobreestimación de los valores de tráfico, que, sin embargo, es muy ligera y se hace cada vez menos importante al progresar la simulación.

Todos los procesos de simulación comienzan en la red descargada. La figura 2 da los resultados de una simulación mostrando los valores medidos correspondientes a la congestión y al tráfico (local) en función del tiempo. Los períodos transitorio y estacionario se destacan claramente y puede deducirse que después de la primera quinta parte del tiempo total utilizado en la simulación para el ejemplo considerado, la precisión en la medida de la congestión es aceptable.

3.2 Organigrama

La figura 3 muestra un organigrama de simulación referente a llamadas locales. Al producirse una llamada, se

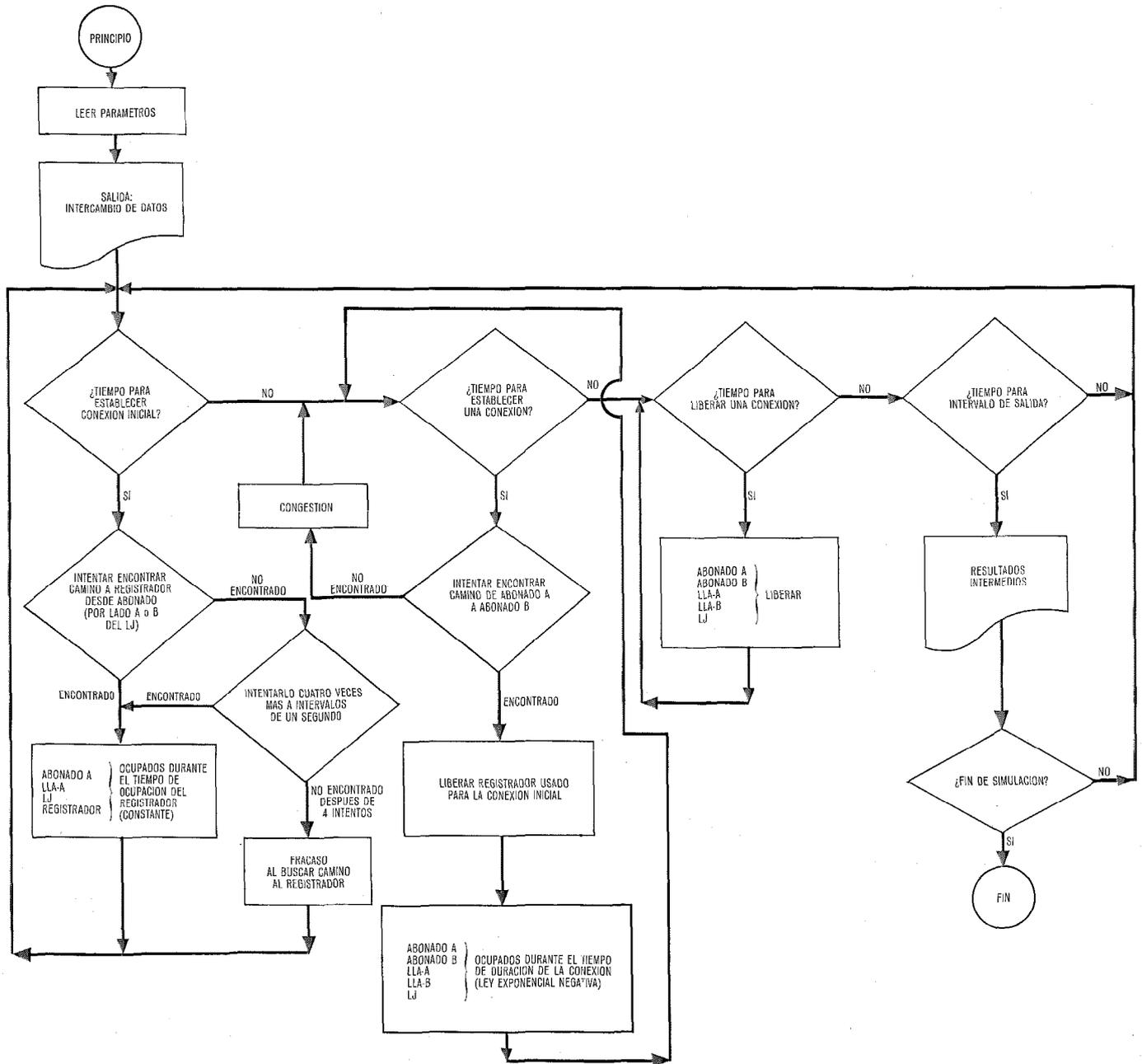


Fig. 3 Organigrama de la simulación.

ABONADO A - Abonado llamante
 ABONADO B - Abonado llamado
 LLA-A - Sección primaria de conexión del abonado A

LLA-B - Sección primaria de conexión del abonado B
 LJ - Alimentador local

elige al azar un abonado llamante libre, después de lo cual se realiza un intento de conexión del abonado a un registrador libre. Si este intento falla (por no haber registrador libre o camino libre hacia un registrador), se realizan cuatro nuevos intentos a intervalos iguales de tiempo, que se registran separadamente. De este modo, se obtiene una parte del histograma correspondiente a la demora en la recepción del tono de marcar, juntamente con la proporción de llamadas perdidas hacia los registradores.

Si no se consigue la conexión, se registra este hecho, y se continúa la simulación. Si la conexión se consigue, se deja retenido el registrador durante un tiempo constante correspondiente al tipo de tráfico de que se trate.

Puede suceder que al elegir al azar un abonado llamado, éste se encuentre ocupado, se registra el hecho y prosigue la simulación. Si se realiza el establecimiento de una llamada, se registra el hecho y se efectúa una cuenta especial del número de veces que pudo realizarse una conexión a través del mismo alimentador que se usó en la conexión al registrador, es decir, se cuenta el número de veces que no se utiliza la posibilidad de renovación.

El tratamiento de las llamadas entrante y saliente es semejante al descrito anteriormente si se exceptúa que el tráfico entrante no depende del número de abonados llamados ocupados, y que las llamadas salientes no realizan "renovación".

3.3 Número de llamadas simuladas. Consideraciones relativas a la precisión

Dos procedimientos pueden considerarse para determinar la precisión de la medida de la congestión en el sistema:

a) se fija previamente la precisión que se desee en la medida de la congestión, y cada proceso de simulación se prolonga hasta que tal precisión se alcance. Dicho de otro modo, el número de ensayos de establecimiento de llamadas ha de ser suficientemente grande para dar una confianza del 95 % en que el estimador de la congestión toma valores dentro de un porcentaje fijado de la verdadera congestión. Así, la precisión es calculada por el ordenador después de la obtención de cada resultado intermedio, y el proceso se detiene al alcanzar la precisión deseada.

b) En los casos en que el valor de la congestión es pequeño, no se considera necesario, habitualmente, estimar dicha congestión con un alto grado de precisión, especialmente si se atiende al coste del tiempo de ordenador. Entonces se especifica un número máximo de llamadas a simular. Por otra parte, si la probabilidad de bloqueo aumenta, se precisan menos llamadas para mantener una buena precisión.

En el modelo aplicado se simularon diferentes tipos de llamadas con diferente número de ellas y distintos valores de la congestión y se obtuvieron resultados para cada tipo con precisiones diferentes.

Además, al considerar histogramas de demora, la precisión de los resultados $P(> t)$, en casos en que solamente un pequeño número de llamadas esperaron más de un cierto tiempo t , será diferente de la precisión de $P(> 0)$. Por estas razones, este último método se adoptó en este estudio estableciendo el número total de llamadas simuladas en unas 100 000, y en un proceso se extendió a 500 000.

El intervalo de confianza " ΔP " se obtiene mediante la distribución t de Student con un nivel de confianza $c = 95\%$.

El número total de llamadas generadas " N " (durante el período estacionario) se divide en n muestras, siendo el mejor estimador del bloqueo:

$$P_o = \frac{B}{N} = \frac{\sum_{i=1}^n B_i}{N} \tag{1}$$

donde B es el número total de llamadas bloqueadas, y B_i el número de llamadas bloqueadas en la muestra i .

La probabilidad de que el verdadero valor de la congestión " P " caiga en el intervalo $P_o \pm \Delta P$ es 95 %.

$$P_r \{ |P_o - P| \leq \Delta P \} \geq 0,95 \tag{2}$$

con

$$P = t_{c,n} \left\{ \frac{\sum_{i=1}^n (P_i - P_o)^2}{n(n-1)} \right\}^{1/2} \tag{3}$$

donde $t_{c,n}$ es el coeficiente de Student para un nivel de confianza c y n muestras ($n-1$ grados de libertad).

3.4 Resultados de la simulación

Las simulaciones se realizaron en cooperación con el Real Instituto Tecnológico de Estocolmo y se emplearon los ordenadores IBM 1401, 7090 y 7094. Se precisaron de 2 á 3 horas para simular 100 000 llamadas, utilizando el ordenador IBM 7094, según el tamaño de la red en estudio.

En las tablas 1, 2, 3 y 4 se presentan resultados seleccionados de simulaciones de centrales de 1 bloque.

Las tablas 1 y 2 dan valores de congestión medidos para llamadas locales y entrantes. Los valores relativos a este último tipo de llamadas son promedios de los correspondientes a tres direcciones. Todos los enlaces cur-

Tabla 1 - Resultados de las simulaciones en el sistema PC 32.

Datos Geometría	210 abonados, 14 enlaces, 7 LLA, 30 LJ, 8 registradores				420 abonados, 28 enlaces, 14 LLA, 50 LJ, 10 registradores			
	1	2	3	4	5	6	7	8
Simulación nº:								
Tráfico ofrecido en erlangs								
} local	8,58	9,91	11,86	14,56	14,05	16,63	20,67	26,26
} entrante	1,91	1,95	1,90	1,84	6,32	6,49	6,79	5,62
} saliente	1,90	1,92	1,88	1,88	6,36	6,58	6,35	6,09
Tráfico de registradores en erlangs	1,26	1,46	1,74	2,11	2,20	2,55	3,00	3,62
Resultados de simulación								
Nº total de llamadas	106 846	104 330	95 600	101 812	101 807	98 274	98 696	116 405
Congestión en llamadas locales B	0,0071	0,0137	0,027	0,056	0,0089	0,018	0,041	0,077
Intervalos de confianza I_B	$\pm 0,0009$	$\pm 0,0009$	$\pm 0,0022$	$\pm 0,0029$	$\pm 0,0011$	$\pm 0,0019$	$\pm 0,0046$	$\pm 0,0038$
Congestión en llamadas entrantes C	0,0078	0,0126	0,028	0,057	0,0079	0,014	0,036	0,070
Intervalos de confianza I_C	$\pm 0,0014$	$\pm 0,0024$	$\pm 0,0066$	$\pm 0,008$	$\pm 0,002$	$\pm 0,003$	$\pm 0,005$	$\pm 0,007$
Carga de matrices LLA	0,367	0,407	0,457	0,523	0,392	0,434	0,485	0,530
Proporción de llamadas que usaron "renovación"	0,332	0,364	0,404	0,453	0,362	0,394	0,433	0,451
Cálculos								
Congestión en llamadas locales \bar{B}								
Congestión en llamadas entrantes \bar{C}	0,00165	0,0065	0,0169	0,0276	0,004	0,0085	0,0295	0,073

san tanto tráfico entrante como saliente. Como se explicó en la sección 2.1, las llamadas salientes siguen un patrón de conmutación clásico y no usan la "renovación". Las propiedades relativas a la congestión en tales sistemas son conocidas suficientemente [7]. Los tráficos salientes dados en las tablas 1 y 2 consideran solamente el estado de carga del sistema.

Debe hacerse notar que en todos los casos tratados, las congestiones para llamadas locales y entrantes son del mismo orden de magnitud, y que el valor de la congestión depende del tráfico total cursado. La proporción de llamadas que utilizan la "renovación" es del mismo orden que la carga de las verticales de las LLA.

Interesa indicar que el valor medido para la congestión de las llamadas entrantes es algo menor que el medido para la congestión de llamadas locales, aunque tanto para tráfico local como entrante se usa el mismo modelo de conmutación con posibilidad de "renovación".

Esto confirma los resultados de estudios teóricos que muestran, que en caso de conectar fuentes de tráfico de diferente intensidad a una misma matriz, las de mayor intensidad de tráfico obtienen mejor calidad de servicio efecto que se hace más notable en el caso de fuertes desequilibrios en pequeñas matrices. Para el sistema PC 32, este hecho se da en las matrices LLA con 32 entradas y 10 salidas en las que los enlaces ofrecen mucho más tráfico que los abonados conectados a la misma matriz.

En las simulaciones n°s 3 y 4, la congestión para las llamadas entrantes es mayor que para las locales, pero en estos casos, el tráfico entrante por enlace es inferior al promedio del tráfico por fuente y del tráfico por abonado. En la simulación n° 1 no se confirma esta tendencia; sin embargo, el valor medido para la congestión de las llamadas entrantes, sustraído su intervalo de con-

fianza, se solapa con el resultado obtenido para llamadas locales.

Con el fin de probar también casos de sobrecargas fuertes y pobre calidad de servicio, se consideró necesario someter el modelo que se investigaba a condiciones de carga que resultan incompatibles con la idea de una buena administración de una central real. Se observó que en casos de sobrecargas fuertes y muy fuertes, los valores de congestión aumentan firmemente como era de esperar. En la práctica, puede cursarse con seguridad una carga de 4,5 erlang por sección LLA, y si es necesario, las centrales pueden ser extendidas muy fácilmente gracias a la constitución modular del sistema [4]. Se puede ver por la figura 4, que para una sobrecarga de un 30 % aproximadamente (que puede considerarse una sobrecarga fuerte), la congestión total se mantiene aún en unos límites razonables. En posteriores simulaciones, se encontró que pueden aumentarse algo las cargas de las secciones LLA (manteniendo al mismo tiempo la cali-

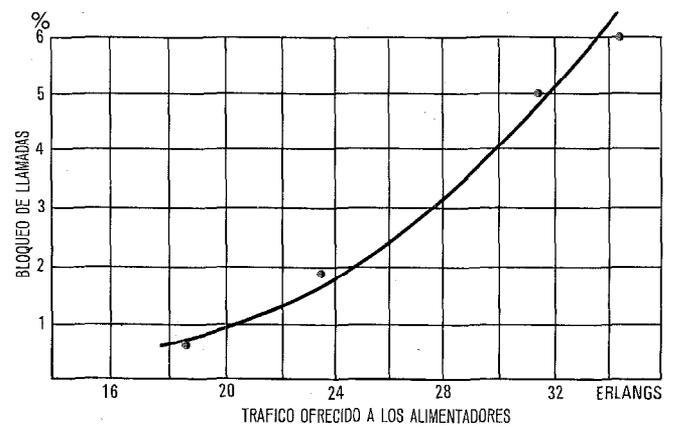


Fig. 4 Bloqueo en llamadas locales.

Tabla 2 - Resultados de las simulaciones en el sistema PC 32.

Datos Geometría	600 abonados, 40 enlaces, 20 LLA, 70 LJ, 12 registradores				720 abonados, 48 enlaces, 24 LLA, 90 LJ, 16 registradores						
	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	
Simulación n°.											
Tráfico ofrecido en erlangs	local	18,46	23,45	31,47	34,44	22,03	33,54	40,80	44,48	42,67	52,88
	entrante	11,08	11,03	10,12	9,33	14,59	14,28	11,46	11,16	13,04	9,68
	saliente	11,07	11,20	10,63	10,46	14,66	14,45	13,67	13,13	14,26	11,89
Tráfico de registradores en erlangs	3,03	3,65	4,50	4,86	3,78	5,17	6,33	6,79	6,29	8,15	
Resultados de simulación											
Nº total de llamadas	104 037	101 953	111 633	113 241	497 237	119 401	45 128	49 196	83 694	84 342	
Congestión en llamadas locales B	0,0070	0,019	0,050	0,060	0,0079	0,036	0,043	0,059	0,070	0,101	
Intervalos de confianza I_B	$\pm 0,0009$	$\pm 0,0015$	$\pm 0,0032$	$\pm 0,0036$	$\pm 0,0005$	$\pm 0,0026$	$\pm 0,0053$	$\pm 0,0065$	$\pm 0,0049$	$\pm 0,0042$	
Congestión en llamadas entrantes C	0,0059	0,016	0,047	0,052	0,065	0,032	0,041	0,055	0,062	0,096	
Intervalos de confianza I_C	$\pm 0,0015$	$\pm 0,0024$	$\pm 0,0082$	$\pm 0,0055$	$\pm 0,0009$	$\pm 0,0029$	$\pm 0,0087$	$\pm 0,0094$	$\pm 0,0050$	$\pm 0,013$	
Carga de matrices LLA	0,416	0,465	0,520	0,537	0,437	0,522	0,554	0,571	0,573	0,597	
Proporción de llamadas que usaron "renovación"	0,392	0,432	0,472	0,480	0,417	0,483	0,505	0,509	0,521	0,527	
Cálculos											
Congestión en llamadas locales \bar{B}	0,0072	0,017	0,048	0,065	0,0099	0,035	0,054	0,073	0,077	0,13	
Congestión en llamadas entrantes \bar{C}											

Tabla 3 - Simulación nº 13.

Probabilidad de demora $P(t)$ para conexión abonado-registrador y para llamadas entrantes hasta registradores.

	Con éxito	Fallidas				Rechazadas
		al 1º intento	al 2º. intento	al 3ºº intento	al 4º. intento	
Abonado a registrador	408 270	4374	2328	1455	995	673
$P_s(> t)$		0,0107	0,0057	0,0035	0,0024	0,0016
Llamada entrante hasta registrador	86 561	1020	532	298	181	106*
$P_{entr.}(> t)$		0,0117	0,0061	0,0034	0,0021	0,0012

* Del total de 497 237 llamadas en la simulación nº 13, 1627 llamadas se consideraron nulas a causa de la ocupación total de los enlaces entrantes.

Tabla 4 - Probabilidad de demora $P(> 0)$ y $P(> t)$ en el acceso a los registradores.

Simulación nº.	1	2	3	5	9	10	13	14
$P_s(> 0)$	0,0055	0,0122	0,0287	0,0148	0,0196	0,0665	0,0107	0,0869
$P_s(> 4 s)$	0,0007	0,0015	0,0039	0,0011	0,0026	0,0114	0,0016	0,0156

dad de servicio), añadiendo alimentadores locales LJ y registradores.

Para centrales de tipo medio puede estimarse la congestión, de modo aproximado, mediante la fórmula:

$$B = 2F(n-1, T, a) + E_n(A_o). \quad (4)$$

En la que, $F(n-1, T, a)$ es la congestión de llamadas de Engset para n fuentes, T conmutadores en la sección LLA y un tráfico a por fuente; $E_n(A_o)$ es la función de pérdida de Erlang para n alimentadores LJ y un tráfico en ellos A_o . Para centrales de tamaño mediano se puede ver por la tabla 2 que los valores obtenidos mediante cálculo se ajustan bastante bien a los obtenidos por simulación. Para centrales menores (tabla 1), debe usarse la fórmula (5) de la sección 4. La fórmula (5) es aplicable a todo tamaño de centrales.

La tabla 3 y la figura 5 dan el histograma de demoras para la simulación nº 13. Los valores del histograma $P(> t)$ se midieron a intervalos de un segundo, tanto para registradores como para la red de conversación que da acceso a ellos. Los histogramas de demoras en las otras simulaciones tienen las mismas características. La tabla 4 muestra las probabilidades de espera $P(> 0)$ y $P(t > 4 \text{ seg})$. Puede observarse que en casos de cargas normales, la probabilidad de espera superior a 4 segundos para conseguir la conexión a un registrador es del orden de 10^{-3} . Si se considera que se producen unas 3000 llamadas por hora cargada en una central pequeña, la cifra mencionada significa que muy pocas llamadas deben esperar más de 4 segundos la recepción del tono de invitación a marcar, lo que es realmente aceptable. En caso de fuertes sobrecargas (simulaciones 10^a a 14^a), las demoras en la recepción del tono de marcar son algo mayores. En las centrales reales, la conexión a registradores opera como un sistema de espera y no existe la citada limitación de 4 segundos para la demora en la recepción de tono. Dado el carácter exponencial negativo del histograma de demoras, la probabilidad de esperar unos segundos adicionales para recibir el tono será va-

rias veces menor que la probabilidad $P(t > 4)$, de esperar más de 4 segundos.

4. Cálculos aproximados

Como ya se mencionó, las posibilidades de calcular la congestión en sistemas complejos como el descrito en la sección 2 son limitadas. Sin embargo, con el fin de permitir una mejor comprensión de los resultados obtenidos por simulación y del funcionamiento del sistema, así como la interpolación y extrapolación de los resultados, se ha considerado un método de cálculo aproximado que hace uso de coeficientes experimentales obtenidos de las simulaciones. El cálculo de la congestión una vez conseguida la conexión al registrador, se puede hacer utilizando el método de Le Gall. Este método da buenos resultados para sistemas de mallas clásicos [8]. Pero ha

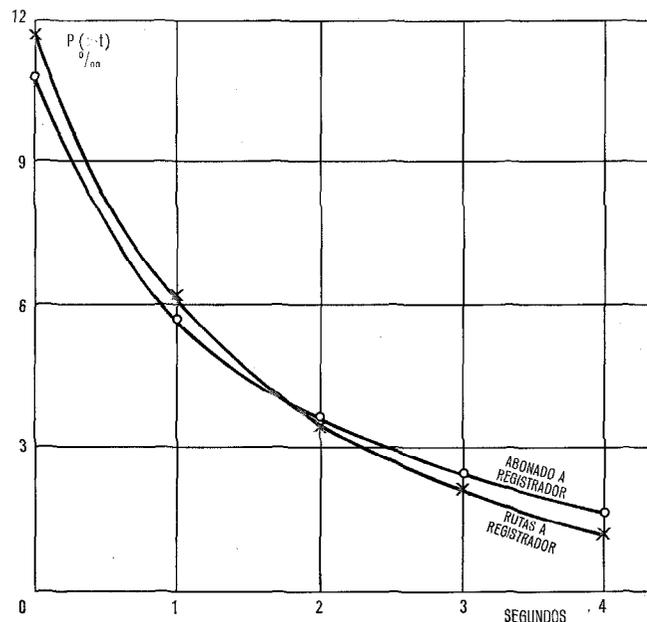


Fig. 5 Simulación nº 13. Probabilidad de demora $P(> t)$ para llamadas locales y entrantes.

resultado satisfactorio en casos más complicados como los discutidos en las referencias [5, 6].

4.1 Cálculos realizados utilizando parámetros experimentales

Se ha podido determinar de modo experimental a través de los resultados de simulación que la congestión de llamadas una vez realizada la conexión del registrador se puede escribir en la forma:

$$B = (2b - b^2) \frac{10}{1 + b^2} \times \frac{E_n(A_0)}{E_n \frac{A_0}{(2b - b^2)^f}} \quad (5)$$

donde $E_n(A_0)$ es la conocida función de pérdida de Erlang para n alimentadores LJ y un tráfico ofrecido A_0 ; b es la carga de las matrices LLA:

$b = (2A_0 - \text{tráfico de registrador})/10m$, donde m es el número de secciones LLA.

El exponente f es un parámetro experimental sacado de las simulaciones y depende de los valores de n , b y A_0 . El denominador de (5) puede escribirse $E_n(A_0g)$ donde $g = (2b - b^2)^f$. De las simulaciones se ha deducido que esta función varía poco en los márgenes reales. Los valores de g se dan en la tabla 5.

Tabla 5

$B \backslash n$	30	50	70	90
1 %	1,041	1,043	1,058	1,060
1,5 %	1,050	1,045	1,059	1,063
2,0 %	1,056	1,048	1,060	1,066
2,5 %	1,060	1,052	1,061	1,071

La fórmula (5) puede modificarse fácilmente de tal modo que pueda utilizarse para diferentes valores de las cargas en las matrices LLA, por ejemplo, para calcular centrales multibloque. Si los valores de estas cargas son b_1 y b_2 respectivamente, entonces

$$(2b - b^2) = b_1 + b_2 - b_1 b_2.$$

Sin embargo, la aproximación

$$b = (b_1 + b_2)/2$$

ha resultado aceptable en todos los casos prácticos estudiados.

Referencias

- [1] S. Ekberg: The Telephone traffic machine, TELE, número 1, edición inglesa, Estocolmo 1953.
- [2] S. Ekberg y A. Harmsen: Studies on simulated traffic in Large Telephone Exchanges, TELE, número 1, edición inglesa, 1962.
- [3] S. Ekberg y A. Harmsen: Measurements of handled traffic intensity and occurring call congestion in a simulated telephone exchange, TELE, número 1, edición inglesa, 1964.
- [4] E. Ekberg: Pentaconta 32 Telephone Switching System for Rural Networks, Electrical Communication, Vol. 42 (1967), número 1, págs. 56—61.
- [5] B. Canceill y D. Gutierrez: Redes de ayuda mutua combinadas con sistemas de mallas, Comunicaciones Eléctricas, volumen 42 (1967), número 3, págs. 12—19.
- [6] R. Bernard, M. Gruszecki y J. R. de los Mozos: Etapas de abonado en las centrales locales de barras cruzadas Pentaconta, Comunicaciones Eléctricas, volumen 43 (1968), número 4, págs. 334—343.
- [7] C. Jacobaeus: A study of congestion in link system, Ericsson Technics, número 48, 1950.
- [8] P. Le Gall: Réflexions sur la sélection conjuguee et sur diverses méthodes d'acheminement, Artículo presentado al V Congreso Internacional de Teletráfico, Nueva York, 1967.

N. S. Ekberg nació en Gothenburgh, Suecia, el 29 de Enero de 1919. Octuvo el diploma de la Chalmers Technical High School, en 1943.

Desde 1945 a 1963, fué ayudante de Mr. Conny Palm, de la Administración sueca de correos y telecomunicación y después asumió la dirección de la escuela de telecomunicaciones.

En 1958 obtuvo el grado de Doctor, encargándose al mismo tiempo de la enseñanza de las telecomunicaciones y redes telefónicas en el Instituto Royal de technologie de Estocolmo.

M. Gruszecki nació el 30 de Julio de 1931 en Cracovie (Polonia). Hizo sus estudios en la Université Technique AGH de Cracovia que le concedió el "B. Sc. Degree" y posteriormente el "M. Sc. Degree", en electrónica. A partir de 1956, trabajó en el instituto del petróleo y después de 1959 á 1962 en la Universidad técnica de Cracovia, donde afecto a investigación, trabajó en la aplicación de métodos eléctricos a las medidas mecánicas.

En 1964 ingresó en Bell Telephone Manufacturing Co., donde actualmente se ocupa en proyectos y estudios de tráfico para el sistema Pentaconta.

Un circuito transistorizado para aparatos telefónicos modernos

H. VAN HOLST

Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes

1. Introducción

El relativamente bajo precio de coste y la gran confiabilidad que ahora se obtiene en el campo de los semiconductores, hacen posible hoy día, el llevar a cabo en los aparatos de abonado aquellas mejoras, entrevistas hace tiempo, que no eran realizables debido al estado en aquel momento de la técnica de los componentes. Estas mejoras cubren principalmente las propiedades electroacústicas del aparato telefónico, es decir:

- aumento de la sensibilidad de transmisión en bucles largos,
- aumento de la sensibilidad de recepción en bucles largos,
- reducción del efecto local,
- reducción de las pérdidas de retorno por falta de adaptación,
- reducción de la distorsión no lineal.

Un aparato telefónico, equipado con un amplificador de transistores, presenta varias características nuevas que no son inmediatamente visibles por el usuario: asegura un funcionamiento mejor que el de los aparatos convencionales; un circuito de control automático de ganancia mantiene el nivel de transmisión en un valor práctica-

mente constante sobre un amplio margen de distancias y el uso de transductores electrodinámicos proporciona una mejora de la articulación, haciendo que la voz del locutor sea completamente reconocible. Además, tales aparatos telefónicos pueden proporcionar una mayor libertad en el diseño de los circuitos de conmutación y transmisión y pueden conducir a una economía sustancial en las plantas de redes.

Con el fin de estar a la altura del avance en la técnica de los semiconductores, Bell Telephone Manufacturing Company, de Amberes, en cooperación con la administración belga, desarrolló un circuito de transmisión transistorizado para aparatos telefónicos de abonado. Su

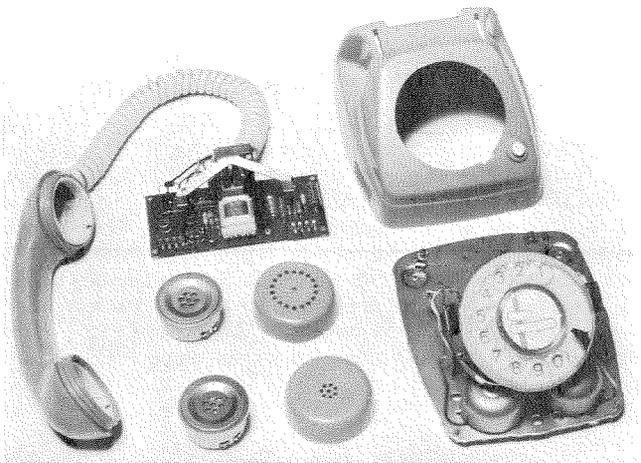


Fig. 1 Aparato nacional con circuito transistorizado.

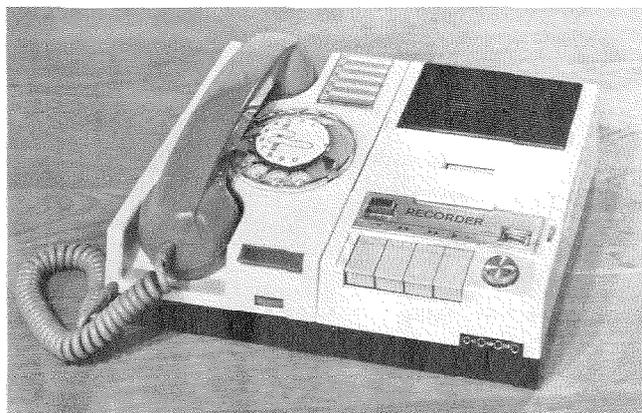


Fig. 2 Aparato modular de contestación automática.

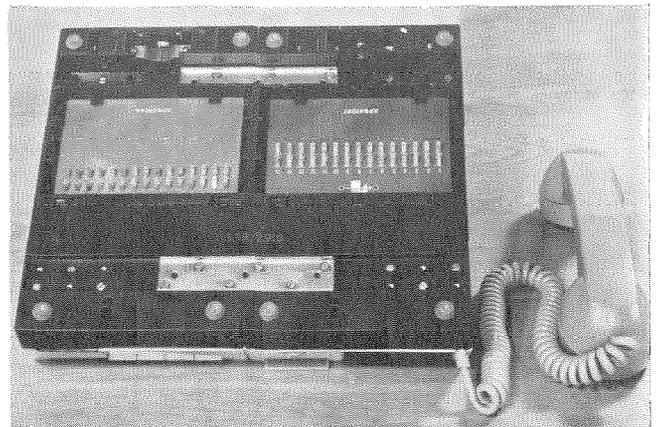


Fig. 3 Vista del aparato modular por debajo.



Fig. 4 Aparato de previo pago de tres monedas equipado con circuito transistorizado.

diseño ha sido realizado en forma tal que puede ser montado con facilidad bien en el aparato de abonado RTT (administración belga), figura 1, o bien en los aparatos telefónicos de formación modular que se describen más adelante (Figs. 2 y 3). También será usado, en este año, en los aparatos de previo-pago conectados sobre bucles largos (Fig. 4).

2. Descripción técnica del circuito

2.1 Los transductores

A pesar de los defectos inherentes a los micrófonos de carbón, tales como la variación considerable de su eficacia en relación con la posición, su impedancia, su

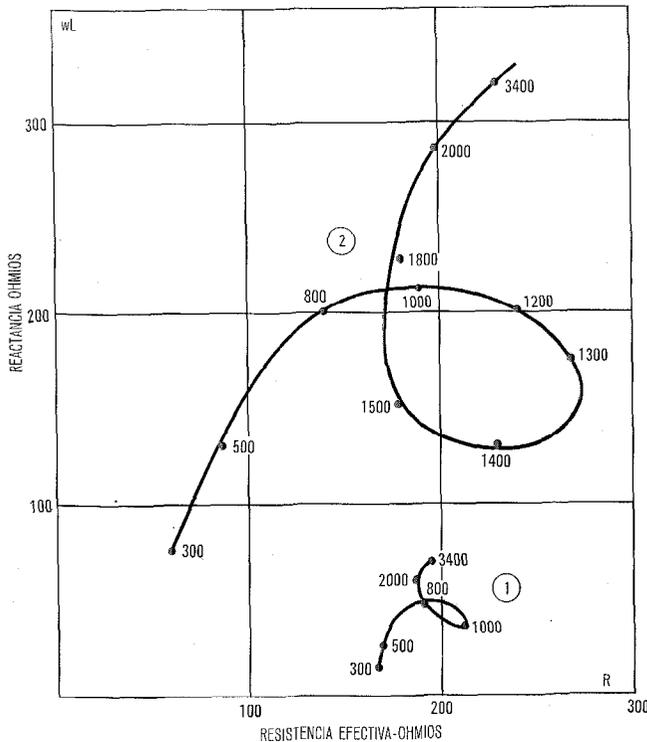


Fig. 5 Impedancia característica del receptor.
1. Tipo dinámico
2. Tipo magnético.

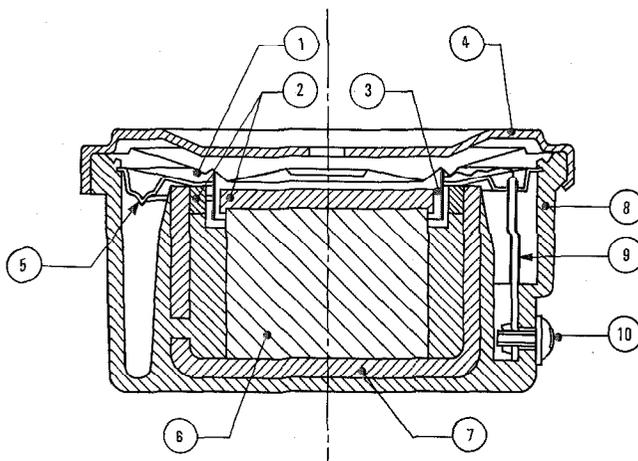


Fig. 6 Sección recta del receptor.

- | | |
|-----------------------------|-------------------------|
| 1. Diafragma | 6. Imán |
| 2. Piezas polares | 7. Base de hierro dulce |
| 3. Bobina | 8. Caja de plástico |
| 4. Cubierta | 9. Aislante |
| 5. Amortiguamiento acústico | 10. Tornillo terminal |

gran distorsión no lineal, etc, prácticamente puede decirse que todos los aparatos telefónicos están equipados con transmisores de carbón. Las razones para ello son su gran sensibilidad, su sencillez y su bajo coste.

Según se ha expuesto, es deseable aumentar el nivel de emisión en bucles largos. El aumento del nivel de transmisión por medio del aumento de la eficacia de la cápsula transmisora de carbón conduciría inevitablemente a una estabilidad electroacústica más baja y a una vida más corta o a una mayor distorsión en la transmisión. Por esto, se decidió utilizar un receptor electrodinámico acoplado a un circuito de transmisión transistorizado. El transductor está siendo empleado por la administración belga desde 1966 con resultados positivos y su eficacia es de aproximadamente 3 á 4 dB mejor que la de los tipos electromagnéticos convencionales. Por razones de estabilidad y de normalización su uso está justificado tanto para micrófono, como de receptor. Su impedancia eléctrica (Fig. 5) es prácticamente constante en la banda de frecuencias vocales, mientras que la de los tipos electromagnéticos aumenta considerablemente con la frecuencia.

Detalles de construcción

En la figura 6 se muestra una vista de un corte transversal del transductor electrodinámico.

El circuito magnético se compone de un imán cilíndrico Ticonal Gx. El entrehierro anular está formado por dos piezas polares circulares, una en la parte superior del imán y la otra sobre el interior de la culata de hierro dulce.

La longitud radial del entrehierro es de 0,7 mm, y la longitud axial de 2,5 mm. La densidad de flujo en el entrehierro es por lo menos de 8000 gauss.

El imán y la culata están moldeados directamente en la caja. Las dos piezas polares están ajustadas mecánicamente al imán y a la culata.

Una bobina sin rebordes está directamente pegada al diafragma y un separador colocado entre el diafragma y la caja, perforado con pequeños agujeros, actúa como dispositivo de amortiguación acústica para igualar la respuesta en frecuencia. Esta respuesta en frecuencia, como puede verse en la figura 7, está igualada desde los 300 Hz a los 3400 Hz. La impedancia del receptor es de unos 200 ohmios a 1000 Hz y su sensibilidad a esta frecuencia es de 55 ± 2 dB con relación a $1 \text{ N/m}^2 / \sqrt{1 \text{ W}}$ potencia disponible, medida en el microteléfono con el oído artificial IEC (International Electrotechnical Commission).

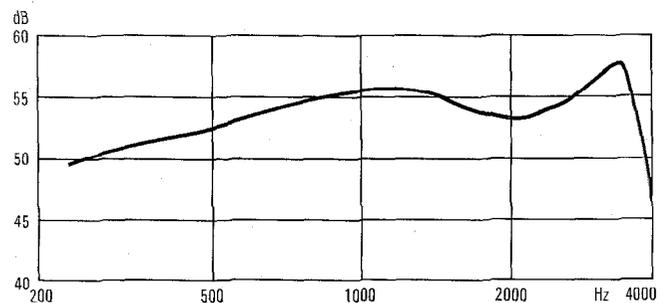


Fig. 7 Curva de respuesta del receptor electrodinámico en dB relativos a $1 \text{ N/m}^2 \sqrt{1 \text{ w}}$ (de potencia disponible) con respecto a la frecuencia, para tonos puros y oído artificial IEC.

El conjunto está encerrado en una caja de material plástico protegida por una cubierta de acero.

2.2 Circuito de transmisión

El diagrama de circuito, figura 8, muestra que el micrófono está conectado a la entrada de un amplificador de corriente continua con dos etapas acopladas, por medio de un condensador C3. La primera etapa es del tipo seguidor de emisor en tanto que la segunda tiene la configuración de emisor a masa. Para minimizar la desviación en la ampli-ficación total y asegurar la estabilidad de la ganancia en

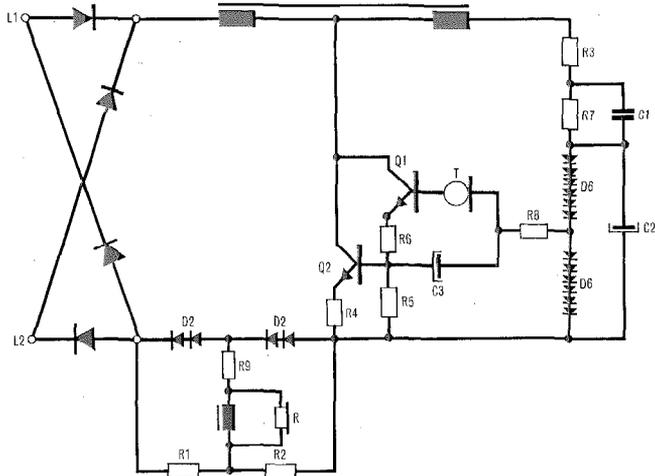


Fig. 8 Esquema del circuito de transmisión.

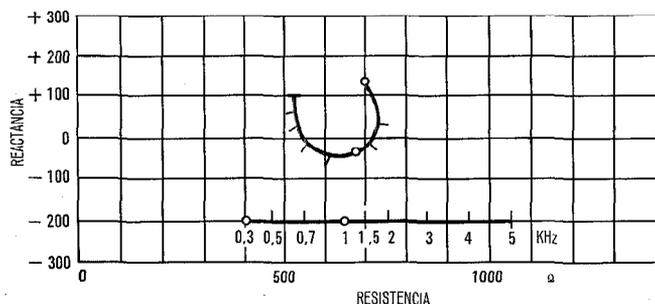


Fig. 9 Impedancia terminal de línea. Circuito de alimentación 2 x 200 ohmios 48 V.

función de la temperatura en cada etapa hay respectivamente una resistencia R6 y R4, en el circuito emisor, que proporciona la adecuada realimentación. Por razones de normalización y coste, se ha empleado solamente un simple tipo de rectificador compacto de selenio D (D2-D6) para asegurar un nivel de volumen sonoro esencialmente constante para diferentes bucles de línea. Por medio del condensador de desacoplo C2, las dos ramas de 6 diodos D6 actúan como un shunt variable sobre la carga de emisor de la primera etapa. Esto proporciona una regulación de ganancia del amplificador y una igualación de emisión adicional de aproximadamente 3 dB. La resistencia R8 evita una eficacia demasiado baja en bucles cortos.

El circuito puente formado por 2 x 2 diodos D2, dos resistencias iguales R1 y R2, el receptor y el segundo arrollamiento de la bobina de inducción proporciona un volumen sonoro de recepción prácticamente constante. Aquí, de nuevo, se ha previsto una resistencia R9 que evita el que la eficacia en recepción sobre bucle corto sea demasiado baja.

La red de equilibrio formada por las resistencias R3 y R7 y el condensador C1, ha sido diseñada de forma que se obtenga un equivalente de referencia, en efecto local, óptimo para longitudes de bucle medias en cables de calibre 26 AWG*. La falta de equilibrio en bucles cortos se compensa con la igualación de aproximadamente 3 dB en emisión y de 7 dB en recepción. La impedancia terminal a línea del aparato de abonado en función de la frecuencia varía, como puede observarse en la figura 9, entre 730 ohmios a 300 Hz y 530 ohmios a 5000 Hz, cuya variación es similar a la de la impedancia de la línea de abonado, resultando muy buenas pérdidas de retorno.

2.3 Características de transmisión

Las figuras 10 a 16 muestran gráficamente las características del nuevo circuito transistorizado en transmisión, recepción, efecto local y pérdida de retorno respectivamente. Los equivalentes de referencia medidos de acuerdo con las recomendaciones del CCITT, han sido obtenidos por el equipo de pruebas subjetivas de Standard Telecommunication Laboratories de Inglaterra.

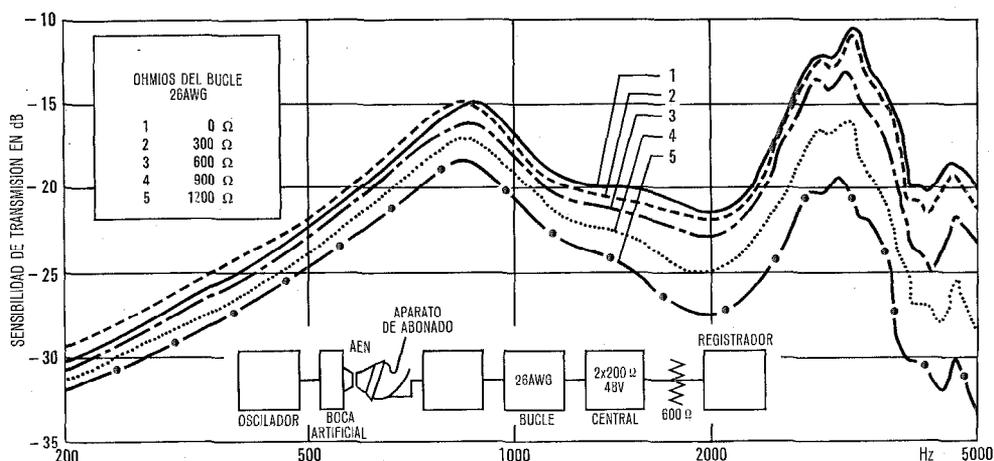


Fig. 10 Curva de respuesta en transmisión en dB relativos a 1 V/N/m² sobre 600 ohmios con respecto a la frecuencia, para tonos puros, nivel de presión acústica +10 dB respecto 1 N/m² calibre modal AEN. Circuito de alimentación 2 x 200 ohmios 48 V.



Fig. 11 Equivalente de referencia de transmisión. Circuito de alimentación 2×200 ohmios 48 V.

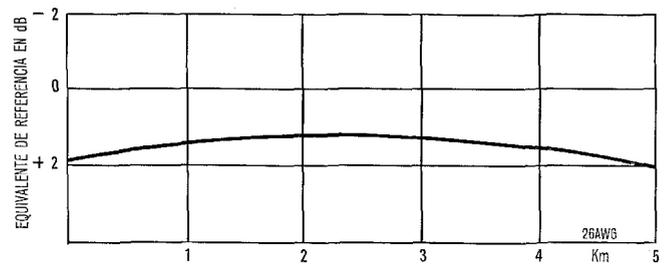


Fig. 13 Equivalente de referencia en recepción. Circuito de alimentación 2×200 ohmios 48 V.

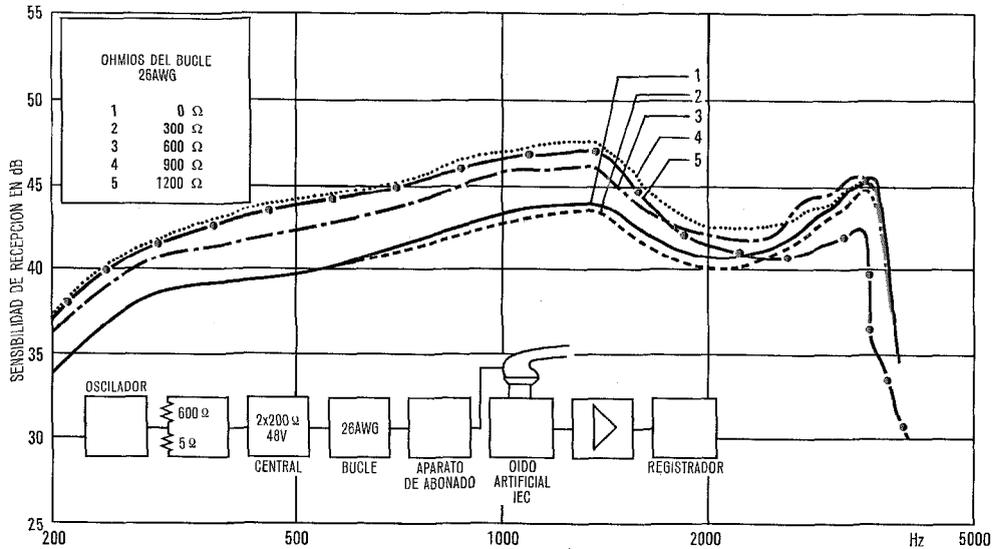


Fig. 12 Curva de respuesta en recepción en dB relativos a $1 \text{ N/m}^2/1 \text{ w}$ (de potencia disponible) con respecto a la frecuencia, para tonos puros y oído artificial IEC.

Transmisión

La figura 10 muestra el voltaje a través de una carga de 600 ohmios en función de la frecuencia para varios bucles de cable 26 AWG a una presión sonora de +10 dB con relación a 1 N/m^2 en calibre modal AEN. Estas curvas presentan una forma adecuada. Los resultados de las pruebas subjetivas demostraron que la inteligibilidad y el reconocimiento de la voz del locutor del aparato de abonado habían mejorado muchísimo.

La figura 11 da el equivalente de referencia obtenido en función de la longitud de bucle de cable 26 AWG. Entre 0 y 5 Km sólo se ha obtenido una diferencia de aproximadamente 5 dB.

Recepción

La figura 12 muestra la presión acústica en un oído artificial IEC en función de la frecuencia para varios bucles de cable 26 AWG. Las curvas son prácticamente planas para todos los bucles de línea y están dentro de 6 dB entre 300 Hz y 3400 Hz. El equivalente de referencia de recepción relativo al NOSFER en función de la longitud de bucle de cable está dado en la figura 13. Una de las características de este circuito transistorizado es la de un nivel de recepción casi constante con un equivalente de referencia de +1 dB a +2 dB entre 0 y 5 Km.

La igualación es de aproximadamente 7 dB correspondiendo a la pérdida de un bucle de cable 26 AWG de 4,5 Km. Las curvas de transmisión total trazadas en la figura 14 prueban que el nivel de volumen sonoro es claramente constante para bucles de línea de hasta 5 Km.

Efecto local

Las figuras 15 y 16 dan respectivamente la respuesta de efecto local en función de la frecuencia y el equivalente de referencia con relación al NOSFER en función de la longitud de cable. Se ha obtenido un equivalente de referencia de efecto local de 17 dB mínimo para todas las longitudes de bucle.

3. Concepción del aparato de formación modular

Como ya se ha mencionado, este circuito transistorizado puede incorporarse fácilmente en un nuevo aparato telefónico de modelo modernizado desarrollado por BTM.

Este aparato telefónico consta de una, dos o más unidades en forma de módulos normalizados que en su conjunto efectúan todas aquellas funciones que hasta ahora se ofrecían con una serie de equipos de dimensiones diferentes procedentes de distintos fabricantes. En la actualidad cada módulo proporciona un cometido básico tal como el de aparato de abonado normal de una sola línea, el de un aparato jefe secretaria y el de un sistema con grabación. En la figura 2 se muestra un aparato sen-

* AWG (American wire gauge)

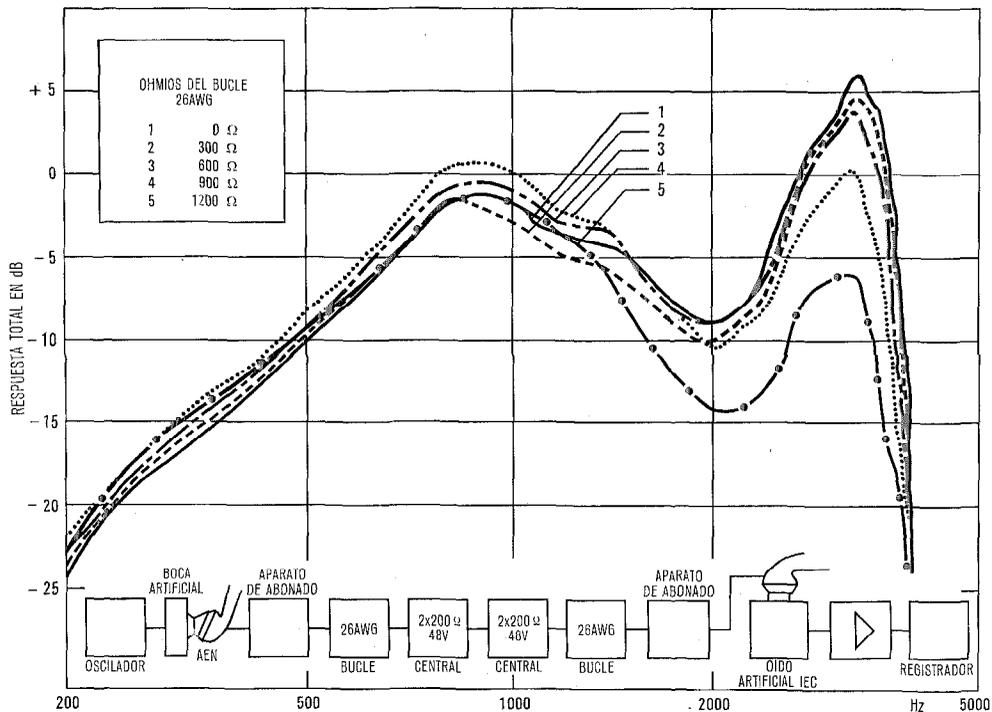


Fig. 14 Curva de respuesta total (transmisión-recepción) en dB relativos a 1 N/m²/1 N/m² con respecto a la frecuencia para tonos puros. Nivel de presión acústica ± 10 dB respecto 1 N/m² con calibre modal AEN. Oído artificial IEC. Circuito de alimentación 2 × 200 ohmios 48 V.

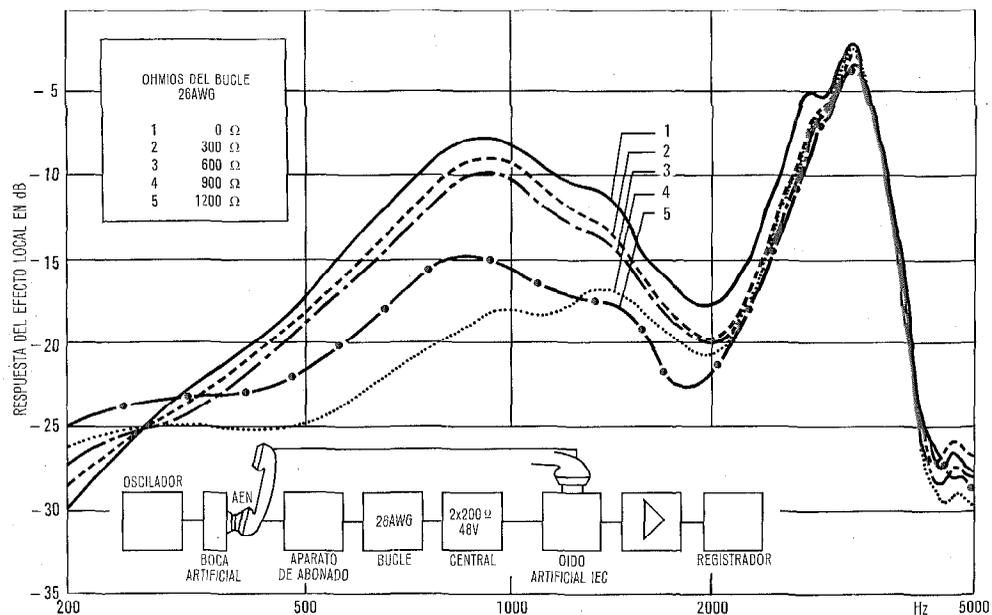


Fig. 15 Curva de respuesta del efecto local en dB de nivel de presión acústica en el oído relativo al nivel de presión acústica en el calibre modal respecto a la frecuencia para tonos puros. Nivel de presión acústica ± 10 dB respecto 1 N/m² con calibre modal AEN. Oído artificial IEC.

cillo de contestación automática. Los módulos normales se fijan unos a otros por medio de sujetadores de facil colocación como puede observarse en la figura 3. La gama de facilidades mencionada más arriba puede ampliarse con un aparato de "manos libres", llamada rápida, marcado automático, etc. El nuevo aparato puede ser usado también como equipo de operadora de centralita.

La adición del circuito transistorizado unida a las características anteriores, hará que este nuevo "aparato de abonado" sea ampliamente atractivo dentro de la más extensa gama de aplicación.

4. Conclusión

El circuito de transmisión ha sido diseñado en forma tal que la mayor parte de la corriente continua pasa a través del amplificador, de modo que es posible utilizar este circuito con corrientes de alimentación muy pequeñas; otra característica es una pequeña distorsión. Como se indica en la figura 17 el factor de distorsión armónica total es claramente constante para corrientes de línea de 35 mA a 30 mA. La pérdida de retorno del aparato de abonado está dada en la figura 18 y es mejor que 15 dB.

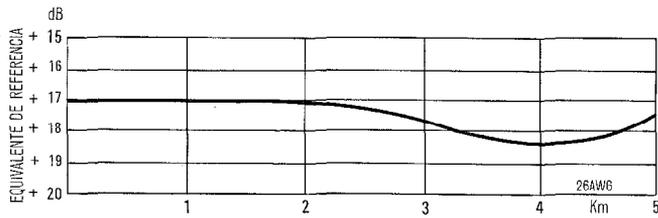


Fig. 16 Equivalente de referencia del efecto local. Circuito de alimentación 2×200 ohmios 48 V.

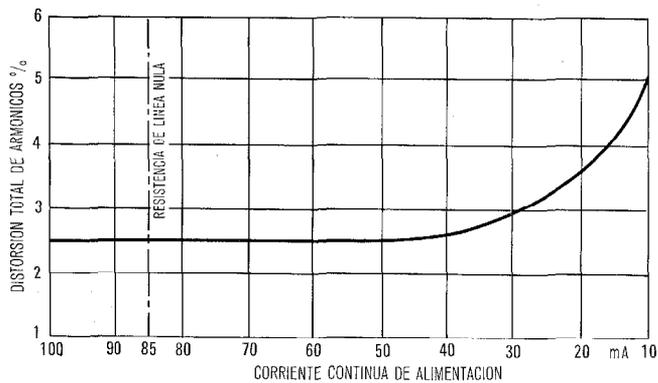


Fig. 17 Distorsión total de armónicos. Coeficiente de distorsión a una potencia de salida de 1 mW en 600 ohmios a 1000 Hz en función de la corriente de línea. Circuito de alimentación 2×200 ohmios 48 V.

La diferencia de precio entre este circuito y el convencional pudiera originar ahora algunas objeciones. Sin embargo, el avance continuo de la tecnología de los circuitos integrados y las ventajas de transmisión que ofrece este nuevo diseño harán posible el que los aparatos equi-

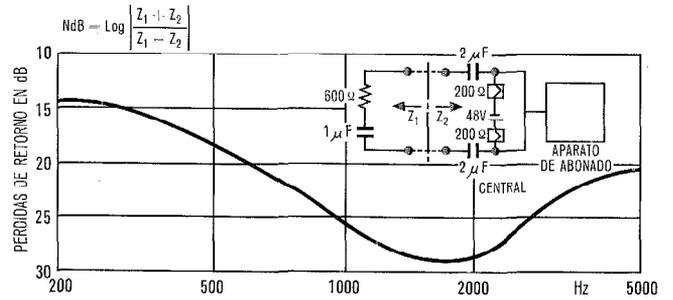


Fig. 18 Pérdidas de retorno (atenuación de adaptación). Circuito de alimentación 2×200 ohmios 48 V. Circuito de adaptación 600 ohmios $1 \mu\text{F}$ en serie.

pados con amplificadores de semiconductores desplacen a los convencionales en un futuro próximo.

Referencias

- [1] A. S. Sadovskiy: Modern Telephone Sets.
- [2] Experimental Electronic Telephone Revealed — Bell Laboratories Record, Abril 1968, págs. 130—131
- [3] Ericsson Review 3/1967, págs. 98—110.

Henri Van Holst nació el 27 de Agosto de 1926 en Mainxe, Francia. Terminó sus estudios con el título de ingeniero civil en la Universidad de Gante, en Bélgica.

Ingresó en el Laboratorio de acústica de Bell Telephone Manufacturing Company de Amberes, donde se encargó del estudio de cápsulas de receptores y micrófonos telefónicos.

En 1958, tomó la responsabilidad del grupo de estudios de aparatos de abonado, dedicándose a los problemas de calidad de transmisión de estos aparatos.

Desde 1962, tiene la función de jefe del departamento de estudios técnicos de aparatos de abonado y del laboratorio de acústica.

Aparatos telefónicos de alta voz de nuevo diseño

K. GALYAS

Standard Radio & Telefon, Barkarby, Suecia

1. Introducción

Inicialmente se examinan brevemente los problemas que se presentan en los teléfonos de alta voz para establecer bases de comparación que permitan valorar las características del nuevo aparato telefónico. Hay mucha información sobre este asunto de donde se puede obtener un estudio más detallado [1 á 17].

La mayoría de los problemas surgen como consecuencia de la necesidad de introducir ampliificaciones simultáneamente, en la vía de transmisión entre el micrófono y la línea y en la vía de recepción entre la línea y el altavoz, para compensar la distancia entre el aparato y el usuario. Los factores más importantes son:

- a) la influencia de las condiciones acústicas del local,
- b) el acoplamiento acústico entre el micrófono y el altavoz,
- c) el desequilibrio en el transformador híbrido.

La influencia de la acústica del local da origen al "efecto barril", llamado así debido a que la impresión que se tiene en el extremo receptor de una conexión telefónica es la de que el que habla lo está haciendo en el interior de un barril. El efecto, ocasionado por la reverberación en el local, puede reducirse por medio de un tratamiento adecuado del local o dando una forma conveniente a la respuesta en frecuencia de la transmisión.

Se piensa que el teléfono de alta voz debe ser adecuado a la mayoría de circunstancias que se presenten en los locales donde se utiliza, por lo que se ha tomado la segunda solución.

Debido a los efectos de b) y c), que dan origen a oscilaciones regenerativas conocidas como "canto", es normalmente imposible tener simultáneamente la ampliificación requerida por cada una de las vías de transmisión y de recepción. El problema del canto se supera generalmente utilizando algún tipo de conmutación de ganancia, controlado por la voz, que permite en cada momento, que solamente uno de los sentidos de la transmisión pueda tener ampliificación total, mientras que el otro sentido funciona con ganancia reducida. Con un diseño cuidadoso en el que se tengan en cuenta las peores condiciones que pueden encontrarse en la práctica, puede eliminarse la oscilación.

Sin embargo la introducción de la conmutación controlada por la voz lleva consigo una serie de problemas. Los más importantes son:

- d) recorte de la primera y la última sílabas de una palabra o frase,
- e) efecto adverso del ruido local,
- f) dificultad de introducirse durante una conversación.

El evitar el recorte de las primeras sílabas es un problema de diseño que implica un compromiso entre una sensibilidad demasiado alta a los ruidos de tipo transitorio (por ejemplo los de máquinas de escribir) y una conmutación demasiado lenta para "atrapar" adecuadamente las consonantes más cortas. El recorte de las últimas sílabas de una palabra o frase se puede evitar

con una introducción conveniente de histéresis, es decir un tiempo de persistencia [1, 2]. Una vez más se involucra el compromiso que requiere el equilibrio entre la apropiada inteligibilidad de las consonantes finales y la adecuada capacidad de introducirse en una conversación.

El efecto adverso del ruido local [2, 5, 6] y la dificultad de interrumpir al que habla para introducirse en la conversación han sido los problemas principales planteados en los aparatos telefónicos de alta voz que han sido resueltos en el aparato que se describe.

2. El aparato telefónico de alta voz de ITT

El nuevo aparato telefónico de alta voz ha sido desarrollado por Standard Radio & Telefon AB, Barkarby, en colaboración con Standard Telecommunication Laboratories Ltd. para superar los problemas antes mencionados.

2.1 Descripción general

Este aparato telefónico constituye una sola unidad formada por dos circuitos completos de aparato de abonado reunidos en la misma caja. Uno de los circuitos es el normal de microteléfono que puede modificarse para adaptarse a las exigencias de las distintas administraciones de explotación, y el otro circuito está asociado con la parte de alta voz. El aparato se alimenta desde la central por la línea de abonado a dos hilos, con independencia de la polaridad de la línea. Puede conectarse en la mayor parte de las redes ya que los diferentes voltajes de alimentación de las centrales (24, 48 ó 60 V.) no influyen en su comportamiento.

También está protegido contra el efecto de ruido ambiente utilizando un nuevo circuito de control por la voz que permite un alto nivel de ruido de sala sin una degradación apreciable de la eficacia del control por la voz. Los circuitos de conmutación se han diseñado en forma adecuada para permitir la posibilidad satisfactoria de intervenir en la conversación evitando la mutilación de la primera y última sílaba.

2.2 La caja

En las figuras 1 y 2 se muestran fotografías de prototipos de las cajas, modelo con disco y con pulsadores respectivamente, en ellas puede verse con claridad que la superficie frontal está ocupada por el altavoz, en el lado izquierdo y por el disco, o botonera, de marcar en el derecho. La entrada del micrófono está debajo del disco. Sobre la parte izquierda se han previsto tres pulsadores (los cuales se describen en la sección 2.3). El aparato está provisto de un mango de microteléfono para conversación telefónica normal, que se coloca en la parte posterior de la caja. Además, una lámpara indicadora está colocada encima del disco.

La posición relativa del altavoz y del micrófono tiene una gran importancia en un aparato con una sola caja, ya que afecta considerablemente al acoplamiento acústico entre ambos transductores. El micrófono es de un tipo



Fig. 1 Aparato de alta voz con disco.



Fig. 2 Aparato de alta voz de teclado.

omnidireccional de presión apropiada para uso en conferencias; está preparado para proporcionar un corte muy agudo de las frecuencias superiores a 3500 Hz aproximadamente, por medio de la forma de la pequeña ranura de la entrada acústica y del adecuado volumen de la cavidad entre dicha ranura y el propio micrófono, que componen así un filtro acústico paso bajo. El micrófono está encajado sobre fieltro en una sub-unidad interna separada y aislado acústicamente del bastidor principal del aparato. El altavoz es una unidad de sensibilidad particularmente alta con una característica de frecuencia muy uniforme. Se requiere esta alta sensibilidad debido a que es necesario entregar una señal acústica de alto nivel aún cuando la potencia disponible de la línea esté limitada. Para obtener una respuesta uniforme en frecuencia, el diseño del altavoz se ha basado en el principio de la pantalla infinita y se ha realizado de modo que el altavoz está adaptado al volumen de su recinto.

2.3 Conmutación "manos libres" a microteléfono

Durante la conversación se puede pasar del funcionamiento con microteléfono al de "manos libres" y viceversa. En la figura 3 puede verse la presentación esquemática del dispositivo que permite la conmutación. Los tres pulsadores y el gancho conmutador están mecánica-

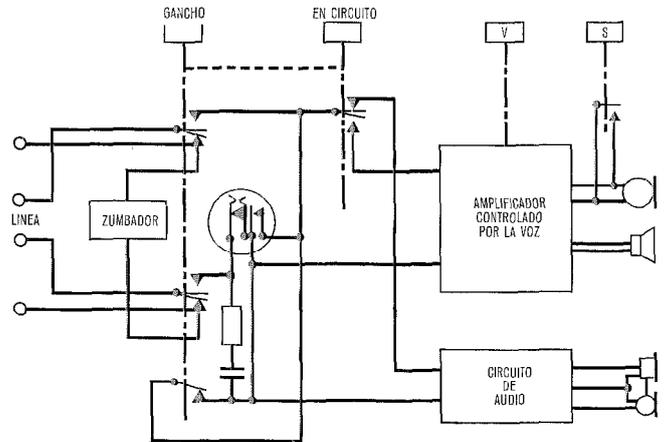


Fig. 3 Esquemático de la conmutación del gancho y pulsadores.

mente interconectados. Para iniciar una llamada, se oprime el botón "ON" (en circuito) del extremo izquierdo, marcado con un punto rojo, el cual conecta entonces el amplificador de alta voz al circuito de línea. La transición al microteléfono se efectúa al levantar éste, liberándose automáticamente con esta acción el botón "ON". Al reponer el microteléfono en su sitio, la línea queda desconectada y, por ello, cuando se quiera pasar del funcionamiento con microteléfono al de manos libres, es preciso pulsar el botón "ON" antes de colgar el microteléfono.

Cuando la potencia del altavoz es demasiado baja, se puede aumentar el volumen sonoro en 10 dB aproximadamente, oprimiendo el botón intermedio marcado "V". Cuando el aparato se desconecta, este botón vuelve automáticamente a la posición de volumen bajo. Alternativamente puede suministrarse con un ajuste continuo de volumen.

El objeto del botón de la derecha, marcado con "S", es el de secreto. Cuando se pulsa este botón el micrófono queda cortocircuitado de forma que ninguna señal puede pasar a la línea, con lo que se pueden efectuar conversaciones privadas en la misma habitación mientras se mantiene la llamada.

2.4 El circuito de control por la voz

En la figura 4 se da un esquema de bloques simplificado del circuito de manos libres. Dos de los cuatro atenuadores variables (A_1 y A_3) operan en el camino del micrófono y los otros (A_2 y A_4) en el de recepción. Las señales de control se efectúan por los atenuadores en serie, esto es, por A_3 y A_4 respectivamente. La función de control tiene tres posiciones estables:

- espera,
- transmisión,
- recepción.

2.4.1 Posición de espera

En esta posición, solo A_1 y A_2 producen atenuación por lo que la sensibilidad de los circuitos de control es alta. Los atenuadores A_1 y A_2 dan una pérdida media para que el aparato pueda transmitir y recibir señales de nivel muy bajo hacia o desde la línea con amplificación reducida.

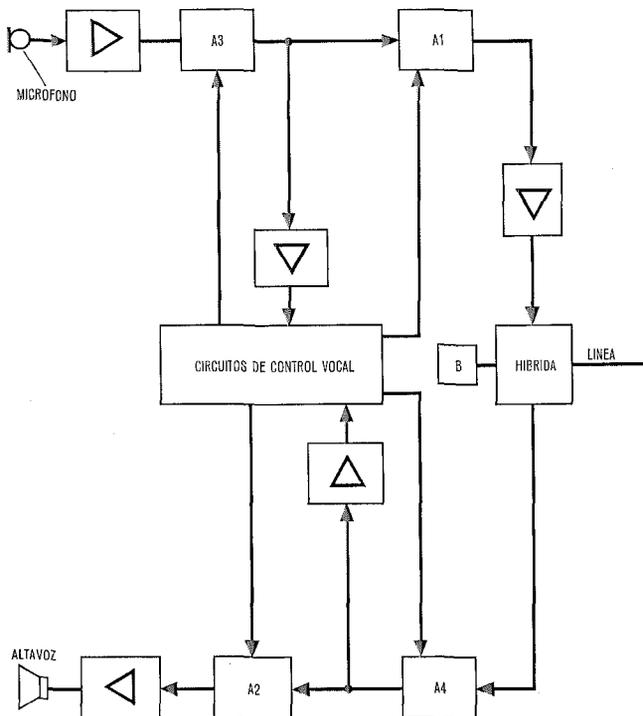


Fig. 4 Esquema simplificado de los circuitos de alta voz.

De esta manera, el abonado que llama desde el extremo lejano puede sentir que el circuito está vivo, ya que se transmite el ruido ambiental de bajo nivel, inferior al umbral.

2.4.2 Posición de transmisión

Cuando una señal en el micrófono exceda el nivel del umbral (vease la sección 3), los circuitos de control disponen los cuatro atenuadores para la posición de transmisión. En ésta, los atenuadores A_1 y A_3 tienen pérdidas bajas y los atenuadores A_2 y A_4 altas. Mientras se está transmitiendo, la vía de transmisión tiene una amplificación fija según se define en la sección 3 y una respuesta en frecuencia como la mostrada en la figura 5.

2.4.3 Posición de recepción

Cuando las señales que se reciben desde la línea exceden el nivel de recepción definido en la sección 3, los circuitos de control ajustan los atenuadores a la posición de recepción. En ésta, los atenuadores A_2 y A_4 tienen pérdidas bajas y los A_1 y A_3 altas. Durante la posición de recepción se mantiene la respuesta en frecuencia, como se muestra en la figura 6, con una nivel de amplificación, ajustado con el botón de control de volumen. Los niveles precisos de sensibilidad de recepción están dados en la sección 3.

2.5 El aparato en funcionamiento

Cuando no se presenta ninguna señal en cualquiera de las dos entradas, el aparato permanece en la posición de espera. En esta condición, el aparato tiene umbrales muy bajos de transmisión y de recepción (seccio-

nes 3.1 y 3.2) y se conmutará con rapidez a cualquiera de las entradas que reciba una señal que exceda su umbral. Durante la conmutación de la posición de espera a la de transmisión o a la de recepción no se produce histéresis, pero unos tiempos de retardo adecuados, del orden de los 300 milisegundos, en los circuitos de control, aseguran que la palabra conectada sea transmitida o recibida satisfactoriamente. Sin embargo, una vez establecido un sentido de transmisión, los atenuadores variables A_3 y A_4 producen histéresis para permitir la intervención en una conversación en condiciones satisfactorias.

Las pruebas han demostrado que si hay presencia de ruido en el micrófono, la impresión subjetiva que se obtiene en el extremo lejano, es mejor, si este ruido se transmite cuando no hay señal vocal aplicada, que si se transmite a plena ganancia, solamente cuando en el micrófono está presente simultáneamente una señal vocal. El aparato de alta voz pasa de hecho a ser mono-estable bajo condiciones de ruido puesto que la ganancia total de transmisión pasa al canal que tiene el ruido más alto.

Sin embargo, en condiciones de ruido de ambiente, los circuitos de control no se bloquean, sino que se vuelven muy sensibles a la recepción de las señales del canal más silencioso, de tal forma que es posible introducirse con facilidad en la comunicación a pesar de la señal de ruido.

Se han tomado ciertas precauciones para el control de la sensibilidad de las señales microfónicas, a fin de que el eco por el local no origine la conmutación del aparato. La supresión del eco se obtiene por una función suplementaria variable del umbral de sensibilidad del micrófono, que se ajusta automáticamente a un valor más bien alto, exactamente después de que la señal del altavoz ha cesado y disminuye de acuerdo con el tiempo de reverberación del local.

3. Especificación abreviada

3.1 Transmisión

El aparato pasará a estar completamente conmutado al estado de transmisión cuando se cause en el micrófono una presión acústica de $+45 \text{ dB} \pm 2 \text{ dB}$ (relativos a $0,0002 \text{ dinas por cm}^2$) a 1 KHz.

Con plena ganancia de transmisión, una presión acústica de $+80 \text{ dB} \pm 2 \text{ dB}$ en el micrófono, produce sobre una terminación de línea resistiva de 600 ohmios un nivel de señal de -5 dB con relación a 1 voltio (-5 dBV).

Cuando el aparato está transmitiendo una señal de 1 mW sobre una terminación de línea resistiva, la distorsión no excederá del 5% en la gama de frecuencias de 300 a 3400 Hz.

En la figura 5 se muestra la respuesta en frecuencia de la transmisión, incluyendo el micrófono.

3.2 Recepción

El aparato pasará a estar completamente conmutado a la posición de recepción cuando se reciba de la línea una señal de $-47 \text{ dB} \pm 2 \text{ dB}$ (relativos a 1 V.) (-47 dBV) a 1 KHz.

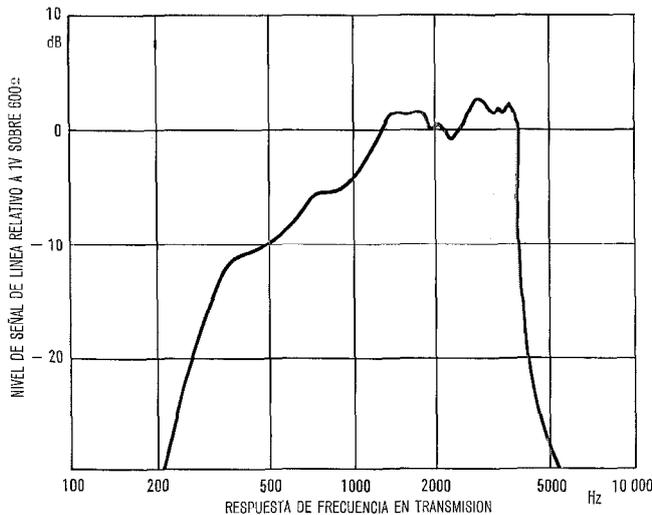


Fig. 5 Respuesta en frecuencia de transmisión.

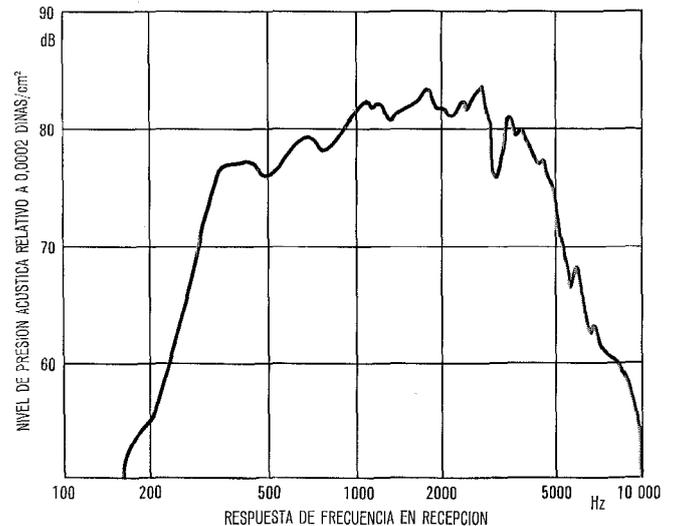


Fig. 6 Respuesta en frecuencia de recepción.

Con plena ganancia de recepción y con el control de volumen en su posición máxima, una señal de -20 dBV a 1 KHz produce un nivel de presión acústica mayor que 80 dB (SPL) a una distancia de 50 cm del altavoz.

Cuando se reciba una señal de -20 dBV desde la línea, la distorsión de esta señal, medida a 50 cm como presión acústica, no excederá del 5% en el margen de frecuencias de 300 a 3400 Hz.

En la figura 6 se muestra la respuesta en frecuencia de la recepción, incluyendo el altavoz.

Se ha provisto un pulsador que aumenta la ganancia de recepción en 10 dB aproximadamente.

3.3 Control por la voz

Estando el aparato conmutado en un sentido, el tiempo que toma para cambiar de dirección cuando por el sentido opuesto se recibe una señal de nivel suficiente, es menor de 25 ms.

El funcionamiento del control vocal no queda bloqueado por un nivel de ruido de fondo (tal como el ruido de tráfico) de 70 dB.

4. Conclusión

El aparato de alta voz ITT proporciona un nuevo servicio al cliente que durante mucho tiempo ha deseado la comodidad de conversación telefónica con manos libres sin las desventajas inherentes a los aparatos que actualmente se presentan en el mercado. La posibilidad de introducirse en la conversación para sobremontar habladores persistentes, juntamente con las características de inmunidad al ruido, proporcionan una calidad de servicio telefónico de alta voz que agradarán al usuario.

La capacidad de cumplir las recomendaciones del CCITT, así como la facilidad de adaptar el circuito telefónico básico para satisfacer los requerimientos de todas las administraciones proporciona un aparato de abonado de utilización a escala mundial.

Referencias

- [1] A. Busala: Fundamental Consideration in the Design of a Voice-Switched Speakerphone, The Bell System Technical Journal, Vol. 39, n° 2, Marzo 1960.
- [2] W. F. Clemency y W. D. Goodale Jr.: Functional Design of a Voice-Switched Speakerphone, The Bell System Technical Journal, Vol. 40 (Mayo 1961), n° 3, págs. 649—668.
- [3] M. B. Gardner: Effect of Noise, System Gain, and Assigned Task on Talking Levels in Loudspeaker Communication, J. A. S. A., Vol. 40 (1966), pág. 955.
- [4] E. Colin Cherry: On the Recognition of Speech with One, and with Two, Ears, J. A. S. A., Vol. 25 (Septiembre 1953), n° 5, pág. 975.
- [5] FACE: Achirofon 2 —
- [6] NEC - Speakerphone, NEC Review, Vol. 16 (1965), n° 4, págs. 17—23.
- [7] W. T. Lowe y F. A. Wilson: A Loudspeaking Telephone without Voice Switching (P. O. Nol), P. O. E. E. J., Vol. 54, (Abril 1961), pt. 1, págs. 1—8.
- [8] R. F. Laurence: British Patent 909.191 (Winston Electronics), 23 Agosto 1960.
- [9] R. H. Bolt y R. W. Roop: Frequency Response Fluctuations in Rooms, J. A. S. A., Vol. 22 (1950), pág. 280.
- [10] J. W. Emling: General Aspects of Handsfree Telephony, A. I. E. E., Trans. 76, (Mayo 1957), parte 1, págs. 201—205.
- [11] W. F. Clemency, F. F. Romanov y A. F. Rose: The Bell System Speakerphone, A. I. E. E., Trans. 76, (Mayo 1957), parte 1, págs. 148—153.
- [12] V. Rodek: The Handsfree Telephone, A. I. E. E., Trans. 76, (Mayo 1957), parte 1, págs. 210—214.
- [13] H. F. Hopkins y N. R. Stryker: A Loudness Rating for Loudspeakers and Power Requirements for Rooms, Proc. I. R. E. New York, Vol. 36 (Marzo 1948), págs. 315—335.
- [14] Mark B. Gardner: A Study of Talking Distance and Related Parameters in Handsfree Telephony, B. S. T. J. (39) (Noviembre 1960), págs. 1529—1551.
- [15] G. Fo dan y S. Guntersdorfer: Silafon Loudspeaking Telephone with Transistor Amplifier, Siemens Rev., 29 (5) (Mayo 1962), págs. 162—164.
- [16] W. Broberg y T. Norén: Loudspeaking Telephone, Tele (Swedish ed.) n° 1, (1961), págs. 55—59 (en sueco).
- [17] B. Copping y R. G. Fidler: Designing a Voice-Switched Loudspeaking Telephone — Loudspeaking Telephone n° 4, P. O. E. E. J., Vol. 59 (Abril 1967), pág. 65.
- [18] C. C. I. T. T. Red Book, Vol. 5, págs. 703—709.

Karoly Galyas nació en Hodmezövarhely, Hungría, en 1936. Se graduó en ingeniería eléctrica en el Instituto Real de Tecnología (KTH) de Estocolmo en 1963. Ingresó en el Laboratorio de Audio Transmisión del KTH en 1962, en donde trabajó sobre análisis de audio. Ingresó en Standard Radio & Telefon AB en 1966 como jefe del departamento de electro-acústica para telefonía en alta voz y sistemas de intercomunicación.

El satélite científico ESRO 1 - "AURORA"

G. PHÉLIZON

Laboratoire Central de Télécommunications, Paris

1. Introducción

La organización europea de investigación espacial (ESRO, European Space Research Organization), compuesta por diez países de Europa Occidental (Bélgica, Dinamarca, España, Francia, Gran Bretaña, Holanda, Italia, República Federal Alemana, Suecia y Suiza), fué constituida oficialmente el 20 de Marzo de 1964. Uno de los fines de esta organización es la realización, sobre una base multinacional de diversos programas científicos en el campo espacial.

Se estableció un primer programa de satélites científicos basado en el empleo de proyectiles SCOUT y THOR DELTA facilitados por la National Aeronautics and Space Administration (NASA). Para los dos primeros satélites, ESRO II* y ESRO I, se trataba de un programa de cooperación en el que la NASA se interesaba por el fin científico de los experimentos y suministraba los cohetes gratuitamente. En Noviembre de 1964, se abrió el concurso para el satélite ESRO I y en Marzo de 1965 se adjudicó el contrato principal Laboratoire Central de Télécommunications, con Bell Telephone Manufacturing Co. (BTM) de Amberes (Bélgica) y CONTRAVES A. G. de Zurich (Suiza) como subcontratistas más importantes. El reparto de trabajos entre estas compañías se dará más adelante con detalle.

2. Misión científica del satélite ESRO I

El objetivo del satélite ESRO I es estudiar la ionosfera, especialmente por encima del casquete polar norte.

La ionosfera y la magnetosfera han sido ya investigadas (y lo serán de nuevo) por muchos satélites científicos, como el EXPLORER VIII, el satélite explorador ionosférico TOPSI, los EXPLORER XIV y XV (EE.UU.), el ARIEL I (EE.UU. y Gran Bretaña), los ALOUETTE I y II (Canadá) y el FR I (Francia).

Estos satélites han efectuado principalmente medidas relativas a la transmisión radioeléctrica a través de la ionosfera y a la composición de la alta atmósfera; un segundo objetivo es la investigación de los fenómenos relacionados con las partículas "atrapadas" por el campo magnético de la tierra, es decir, los cinturones de Van Allen descubiertos en 1958 por el satélite americano EXPLORER I.

El ESRO I (y los dos satélites americanos OWL) efectuarán medidas detalladas de las densidades de electrones y protones "atrapados" por el campo magnético terrestre o que bombardean la alta atmósfera para producir auroras boreales. Estas auroras se deben a la interacción entre la envoltura de la tierra y las partículas que llegan continuamente del sol. Estas partículas, que constituyen el "viento solar", tienen carga eléctrica y sus trayectorias se enrollan alrededor de las líneas del campo magnético terrestre, constituyendo los cinturones de

Van Allen. Las erupciones solares dan lugar a la emisión esporádica muy fuerte de partículas que provocan la aceleración de las partículas "atrapadas" que, a su vez, producen ionizaciones en la atmósfera, dando lugar a fenómenos luminosos. No se comprenden perfectamente estas interacciones del sol y la atmósfera, en particular, el mecanismo exacto de aceleración y bombardeo de las partículas que producen los cinturones de Van Allen y las auroras.

De una manera general, el ESRO I debe contribuir a una mejor comprensión de la forma en que el sol influye sobre el campo magnético terrestre (magnetosfera) y del comportamiento de las partículas que circundan y bombardean la atmósfera de la tierra.

Para cumplir esta misión el satélite describe una órbita casi polar (inclinación 94°) y su perigeo ocurre a 275 Km. de altura. Con objeto de evitar un excesivo frenado aerodinámico (y por tanto una vida demasiado corta), el apogeo se ha elegido mucho más alto, a 1.500 Km.

Es obvio de gran importancia, medir la distribución de energía y dirección de las diferentes partículas (protones y electrones) con relación al campo magnético terrestre. Para esto, el ESRO I está estabilizado según las líneas de fuerza del campo magnético terrestre mediante imanes permanentes. Además, se mide la orientación de la nave espacial con respecto al campo magnético con magnetómetros y con relación al sol por medio de un sistema digital. La estabilización se realiza de forma que, sobre el polo norte, los detectores científicos deben estar orientados como muestra la figura 1. La tabla 1 indica la naturaleza y la orientación de los detectores y los organismos responsables de cada uno de los ocho experimentos. Se da la orientación de los detectores con res-

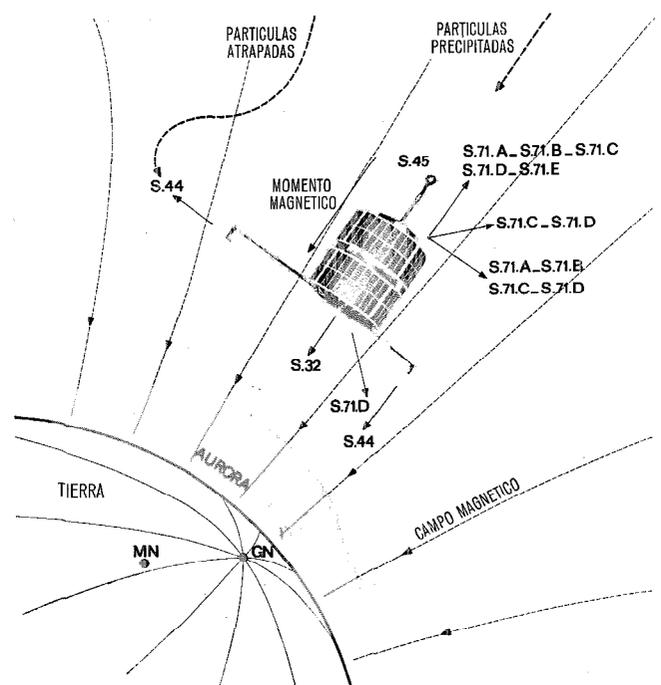


Fig. 1 Orientación del satélite y de los detectores.

* El primer lanzamiento del ESRO II tuvo lugar el 29 de Mayo de 1967. El propulsor SCOUT falló y se perdió la nave espacial. El segundo intento se realizó con éxito el 16 de Mayo de 1968. El ESRO I fué lanzado con éxito el 3 de Octubre de 1968.

Tabla 1 - Detalle de las experiencias científicas del satélite ESRO I.
Medidas de partículas

Grupo científico	Denominación	Naturaleza	Margen de energía		Orientación	Angulo de vista
			Protones	Electrones		
Estación de radio e investigación espacial (Slough, Gran Bretaña)	S-71-A	Dispositivo de destellos		40-400 keV	10° y 90°	Sector de 20°
	S-71-E	Telescopio de protones	5-30 MeV		0°	Cono de 60°
Observatorio Geofísico de Kiruna (Suecia)	S-71-B	Analizador electrostático	1-5 keV	1-10 keV	10° y 80°	Sector de 15°
Universidad de Bergen (Noruega) D. S. R. I. (Dinamarca)	S-71-C	Detector de semiconductores	100 keV a 6 MeV		0°, 45° y 90°	Cono de 30°
N. D. R. E. (Noruega) D. S. R. I. (Dinamarca)	S-71-D	Contadores Geiger-Müller	> 0,5 MeV	> 40 keV	0°, 45°, 90° y 160°	Cono de 30°

Composición de la ionosfera

University College de Londres (Gran Bretaña)	S-44	Sondas de medida de la densidad y la temperatura de los electrones. Sondas de medida de la temperatura y la composición de los iones positivos.	90° y 180°	Hemisférico
	S-45		0°	Casi esférico

Fotometría de las auroras

Instituto noruego de Física Cósmica Oslo (Noruega)	S-32	Medida de la luminancia absoluta de las auroras en 4.278 Å (nitrógeno ⁺) y 4.861 Å (raya Hβ del hidrógeno)	180°	Cono de 10°
---	------	--	------	-------------

pecto al eje del satélite. El número total de detectores científicos es 14.

Todos los resultados de las medidas relacionadas con los experimentos S-32, S-45, S-71-C y S-71-E se registran permanentemente, mientras que sólo se registran resultados parciales de S-44 y S-71-D. Se pueden recibir todos los datos recogidos a lo largo de la órbita reproduciendo la cinta magnética del registrador del satélite siempre que éste se encuentra a la vista de una estación terrena de recepción. Mediante telemando desde tierra se transmiten a mayor velocidad resultados detallados de todos los experimentos, excepto S-45 y S-71-E cuando la nave espacial se encuentra sobre el casquete polar norte.

3. Breve descripción del satélite ESRO I

3.1 Estructura

Las células del generador solar están montadas directamente sobre la superficie del satélite y no en paneles exteriores orientables. Se hace así, por una parte, para ahorrarse mecanismos de despliegue y orientación y, por otra parte, para evitar en lo posible pares aerodinámicos de torsión que pueden perturbar la estabilización en la parte más baja de la órbita.

La forma general de la nave es la de un cilindro terminado en dos conos truncados, llenando al máximo el espacio disponible bajo el casquete protector térmico del cohete SCOUT. Un cono central, en fundición de magnesio pulimentado, constituye el núcleo del satélite, que recibe el empuje del cohete SCOUT, en la base de este

cono central. El eje del cono coincide con el eje de la nave espacial y a su vértice se le llama la cabeza del satélite, probablemente porque el lado opuesto mira a la tierra durante el vuelo sobre el casquete polar norte, que es la zona principal de experimentación. En este cono van montados radialmente y en ángulo de 90° entre sí cuatro paneles planos de magnesio de tipo "sandwich de

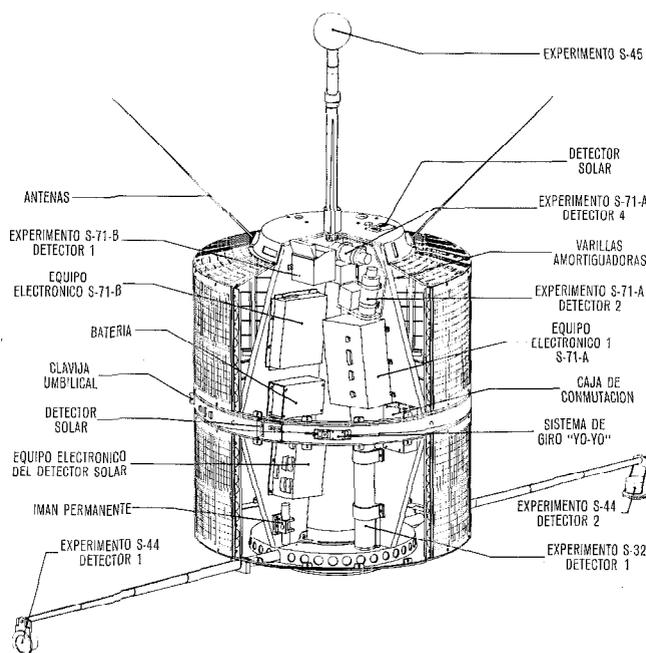


Fig. 2 Vista interna del satélite.

nido de abeja". Casi todo el equipo electrónico del satélite está montado sobre estos paneles por ambas caras. El registrador de cinta magnética, la batería de níquel-cadmio y el mecanismo del mástil telescópico del detector S-45 están situados en el interior del cono.

Los cuatro paneles están sujetos exteriormente por un anillo de fundición de magnesio. Alrededor de este anillo ecuatorial se enrollan los hilos de los "yo-yo", destinados a detener la rotación del satélite inmediatamente después de la separación de la cuarta fase del cohete.

Sobre el vértice del cono central se encuentra una pieza troncocónica en fundición de magnesio pulimentado de tipo "sandwich nido de abeja", que soporta las cuatro antenas del sistema de comunicación. Esta pieza cuenta con aberturas que permiten a las partículas llegar sin obstáculos a once de los catorce detectores científicos situados dentro de la nave.

En esta pieza troncocónica va montado un panel cónico en nido de abeja que lleva 1.024 células solares. Entre este panel cónico y el anillo ecuatorial hay cuatro paneles cilíndricos iguales, cada uno con 630 células solares. Estos paneles pueden retirarse fácilmente para permitir el acceso al equipo interno. La disposición de la parte inferior es sustancialmente simétrica, con las pequeñas diferencias siguientes:

- hay dos mástiles telescópicos que soportan los detectores S-44 y van montados a través del panel cónico inferior del generador solar;
- alrededor de la base del cono central hay un espacio que deja libertad para la separación del mecanismo. En este espacio hay unos orificios orientados hacia abajo, a través de los cuales comunican con el exterior los dos fotómetros S-32 y uno de los contadores Geiger Muller S-71-D.

Dentro del satélite todos los paneles y las cajas montadas sobre los mismos están pintados de negro para facilitar los intercambios térmicos por radiación y evitar un gradiente de temperatura demasiado elevado.

La masa total de la nave es de 85 Kg, de los cuales:

- carga útil, compuesta por los dispositivos de los ocho experimentos 20 Kg.
- estructuras 18 Kg.
- equipo de telecomunicación, medidas de posición y supervisión 21 Kg.
- equipo de alimentación 16 Kg.

La figura 3 muestra los principales equipos electrónicos del satélite y sus conexiones en forma muy esquemática (no se representan los dispositivos de conmutación). Un equipo de energía redundante controla la carga de la batería y suministra los diversos voltajes regulados que precisa la nave espacial.

El generador solar puede dar una potencia máxima de salida de 25 vatios. La entrada a los convertidores y reguladores se mantiene alrededor de 12 vatios, con picos de consumo que llegan a 18 vatios.

El consumo permanente de los ocho equipos científicos es de 2,3 vatios, equivalente a unos 5 vatios antes de los convertidores. En este nivel los instrumentos de telemetría requieren 2,7 vatios permanentemente, con un consumo pico de 8 vatios.

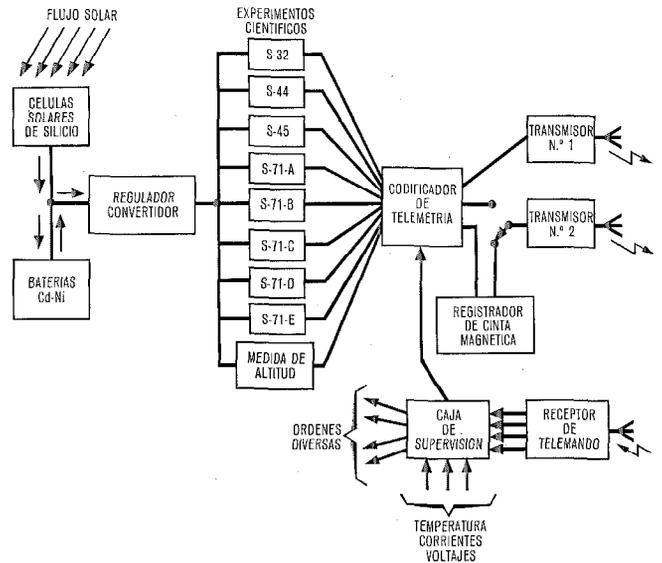


Fig. 3 Diagrama de constitución eléctrica del satélite.

Los relés de conmutación, que permiten elegir el modo de funcionamiento y desconectar todos los equipos no esenciales se encuentran en la caja de supervisión. Los relés pueden ser actuados por el receptor de telemando y algunos están también bajo control del sistema de seguridad del satélite, que toma decisiones locales cuando algún parámetro (corrientes, temperaturas y voltajes), toma valores anormales. Los resultados de las medidas de los experimentos científicos del sistema de medidas de posición y de los dispositivos de supervisión son suministrados al codificador telemétrico. Casi toda esta información se transmite a baja velocidad en modulación de impulsos codificados (320 impulsos por segundo) mediante el transmisor nº 1. Normalmente también se almacenan estos datos en el registrador de cinta magnética de a bordo. Cuando se recibe una orden desde tierra, el registrador reproduce esta información que se transmite a mayor velocidad con el transmisor nº 2. De este modo, todos los datos recogidos a lo largo de una órbita de 100 minutos pueden reproducirse en 3 minutos. Algunas de estas informaciones científicas sólo tienen significado cuando se transmiten a alta velocidad. Si se recibe una orden especial de tierra, estos datos modulan, durante un tiempo limitado, el transmisor nº 2 a un ritmo de 5.120 bits por segundo. En funcionamiento normal, el transmisor nº 1 emite continuamente información a baja velocidad y una vez en cada órbita, por orden de tierra, el transmisor nº 2 emite los datos almacenados y luego, durante unos minutos, transmite información a alta velocidad en tiempo real. Este caso corresponde a los consumos pico de energía citados anteriormente.

3.2 Número de modelos construidos durante el proyecto

Se había previsto en el programa construir un satélite prototipo y dos unidades de vuelo. Sin embargo, fué necesario hacer antes varios modelos más simples.

El primero fué un modelo de estructura (SM), que permitió verificar el diseño mecánico mediante numerosas pruebas de vibración, la primera de las cuales se llevó

a cabo con el cono central antes de cumplirse los tres meses del principio del proyecto.

Paso a paso se mejoró este modelo de estructura, se le incorporaron cajas electrónicas simuladas y un modelo de cableado. Dentro de las unidades simuladoras electrónicas se colocaron algunas resistencias alimentadas a través del cableado para simular la disipación real de energía. De esta forma, después de definir todos los detalles de la estructura con las pruebas de vibración, se empezó a estudiar con este modelo el equilibrio térmico del satélite en una cámara de simulación espacial.

Al mismo tiempo se construyeron otros tres modelos, uno de cableado y dos de integración electrónica (DM1 y DM2).

El modelo de cableado, muy sencillo, era de madera y se empleó para el diseño y la fabricación del cableado a partir del modelo de estructura hasta llegar a la segunda unidad de vuelo.

El primer modelo de integración (DM1) se utilizó para estudiar todos los problemas de integración mecánica, mientras que el DM2 se empleó como chasis para montar todos los prototipos de las cajas electrónicas y el primer cableado real. Casi todos los problemas de integración electrónica fueron estudiados y resueltos con este modelo.

El paso siguiente consistió en retirar todos los equipos de DM2 para montarlos en la estructura prototipo. Una vez completado el satélite prototipo, se comenzaron las pruebas de calidad de diseño. Se utilizaron entonces los dos modelos de integración para el ensamble previo de los equipos de cada unidad de vuelo y para comprobar su compatibilidad electrónica, mientras se construían las estructuras correspondientes. Cuando estas estructuras estuvieron terminadas se pudieron montar con facilidad y rapidez los equipos electrónicos y el cableado.

4. Organización

4.1 Distribución de trabajo entre las diferentes compañías

Para el proyecto del satélite ESRO I se escogió al "Laboratoire Central de Télécommunications" como contratista principal con la asistencia de dos subcontratistas: CONTRAVES (Zurich) y BTM (Amberes).

Las responsabilidades de las tres compañías quedaron repartidas en la forma siguiente:

BTM	equipo de alimentación
CONTRAVES	estructura sistema estabilizador equilibrio térmico pruebas de conjunto
LCT	sistema de supervisión de a bordo sistemas de verificación sistema de medidas de posición integración electrónica y pruebas dirección general del proyecto

El contratista principal eligió varios subcontratistas, con la aprobación de ESRO:

S.A.T.	París	generador solar
Gulton	EE. UU.	} baterías
SAFT	París	

CDC	París	magnetómetros
STC	Londres	antenas
CSF	París	red de acoplamiento de las antenas
CDC	París	equipo de comprobación automático

Por último, todos los conectores utilizados en el satélite fueron suministrados por ITT Cannon.

La tabla 2 muestra la distribución de los contratos y subcontratos entre todas las casas (en porcentaje del contrato principal entre ESRO y LCT).

Se pasaron pedidos a compañías norteamericanas por un valor de alrededor del 8 % del importe del contrato, pero esto no se detalla en la tabla 2.

Tabla 2 - Distribución de contratos en Europa.

País	Compañía	Contrato	% por Cía.	% por país
Francia	LCT	Contratista principal	36	54
	SAT	Generador solar	9	
	CDC	Magnetómetros y Equipo de comprobación	9	
Bélgica	BTM	Equipo de alimentación	13	13
Suiza	CONTRAVES	Estructura Estabilización Equilibrio térmico Pruebas	33	33

Es de advertir que el contrato principal entre ESRO y LCT no cubría las siguientes partidas:

a) los experimentos científicos, entregados a LCT por los grupos de investigadores bajo la responsabilidad de ESRO;

b) los siguientes equipos que fueron adquiridos directamente por ESRO y entregados a LCT para su integración o utilización:

- dispositivos de telemetría y telemando,
- detectores solares,
- equipo de comprobación automático (Dynatronics).

4.2 Dirección del proyecto

Debido a la naturaleza del contrato (coste más retribución fija), el cliente ejerció cierta supervisión del programa y de los gastos.

A título experimental, se aplicó a este proyecto el método PERT de coste. El programa utilizado, el IBM PERT/COST II, había dado pruebas de sus posibilidades con grandes proyectos espaciales americanos.

A causa de la gran variedad de informes posibles, este programa puede satisfacer las necesidades internas de la compañía y las exigencias del cliente, a quien se entregó trimestralmente los informes de costes, así como los informes administrativos, técnicos y generales. Estos incluían principalmente:

- un plan de costes del desarrollo,
- un breve informe a nivel de la dirección,
- un análisis de los costes por partidas.

Estos informes fueron muy útiles, no sólo para analizar las actividades realizadas y los gastos correspondientes sino también para planear los gastos futuros y tener la posibilidad de tomar una decisión en caso de exceder el presupuesto.

5. Historia del proyecto

5.1 Fase preliminar

Durante los cinco primeros meses del contrato se desarrolló un proyecto muy detallado del satélite y del equipo de pruebas y se sometió a ESRO para su aprobación o comentarios.

Al mismo tiempo empezó la fabricación de algunas partes básicas de la estructura para su comprobación experimental. De hecho, unos ocho meses después del comienzo del trabajo se había sometido un modelo preliminar de estructura a varias pruebas de vibración con objeto de localizar los problemas.

Una vez aprobados por ESRO el proyecto detallado y la primera serie de pruebas ya mencionada, se empezó en Zurich en Octubre de 1965, la fabricación del modelo de estructura, terminándose en Marzo de 1966. Este modelo (Fig. 4) se empleó durante cerca de un año para efectuar numerosas pruebas, de las que las más importantes fueron las de vibración y la comprobación del comportamiento térmico en el vacío.

5.2 Equipo de pruebas

El desarrollo de un programa de satélite exige gran cantidad de equipo de pruebas. Algunos tienen aplicación general, como son los empleados para las llamadas pruebas "de ambiente". Otros son especializados y dependen de la misión del satélite y de los equipos que lo constituyen.

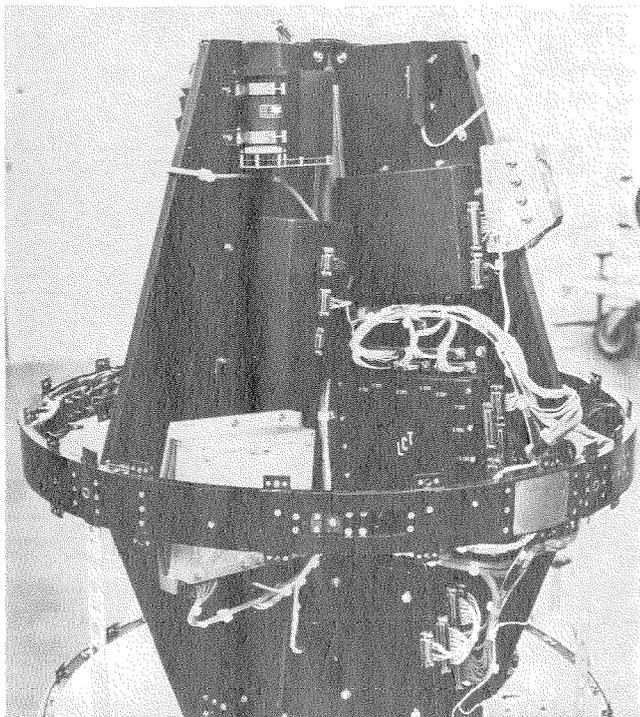


Fig. 4 Vista interior del modelo de estructura.

Entre los dispositivos de pruebas generales, pueden mencionarse los siguientes:

- equipo de pruebas de vibraciones,
- equipo de pruebas de aceleración centrífuga,
- equipo de equilibrio dinámico,
- cámaras de vacío con o sin simulación solar,
- equipo de trazado del diagrama de radiación del sistema de antenas (ver Fig. 5).

La mayor parte de estos dispositivos fueron facilitados por el ESTEC (centro técnico de ESRO) para el programa ESRO I.

Por lo que se refiere al segundo tipo de aparatos de pruebas, pueden distinguirse dispositivos de pruebas de cada equipo del satélite y del satélite en conjunto.

Para cada equipo, científico o no, se ha desarrollado un aparato de pruebas, que va desde una simple caja a un bastidor completo.

En casi todos los casos, los grupos responsables de cada equipo prepararon dos modelos del correspondiente dispositivo de verificación.

Una de estas unidades pasó al grupo de integración electrónica con el primer equipo (modelo eléctrico o prototipo), mientras que la segunda se empleó para la comprobación de los otros equipos.

Un dispositivo especial que debe mencionarse fué el construido por CONTRAVES para probar el sistema de estabilización y medir los momentos de inercia:

- se suspendió el satélite por un hilo de 7 metros de largo para obtener un péndulo de torsión, del que se midió el período y el amortiguamiento (ver la Fig. 6);
- finalmente, para las pruebas de funcionamiento del satélite completo, se desarrolló una estación móvil instalada en un remolque. Consta fundamentalmente de un transmisor de telemando, un receptor de telemetría con un demodulador que decodifica la información de telemetría y un procesador de datos con un ordenador.

Los resultados se obtienen en forma impresa en tablas numéricas o en curvas trazadas por un registrador de gráficos. Los datos de telemetría se registran también en cinta magnética, lo que permite conservar los resultados, en caso necesario. Esto es necesario, sobre todo,

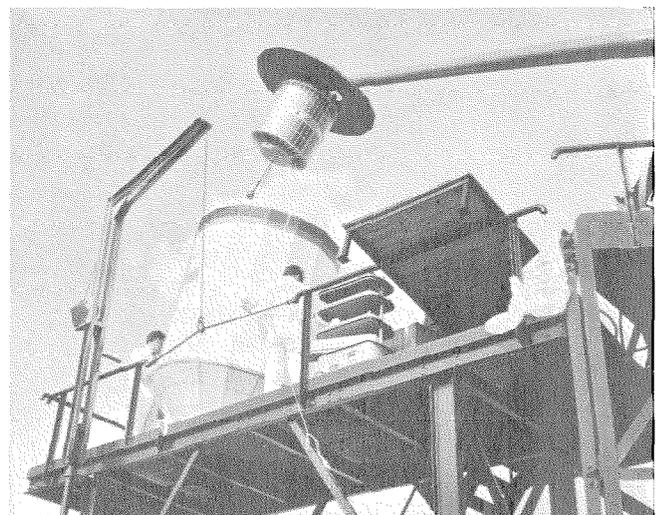


Fig. 5 Instalación para el trazado de los diagramas de las antenas.

cuando se reciben datos de telemetría del registrador de cinta magnética del satélite. En efecto, en este caso la cinta debe pasarse a menor velocidad que cuando se graba (factor 32), con objeto de obtener un tratamiento de datos y una impresión de resultados en forma normal.

5.3 Prototipo

La construcción de la estructura del prototipo, comenzada en Marzo de 1966, progresó en paralelo con las pruebas del modelo de estructura, introduciéndose algunas mejoras como consecuencia de los resultados de las pruebas; la estructura del prototipo se concluyó en Agosto de 1966. CONTRAVES puso a disposición de LCT el modelo de laboratorio DM2 a finales de Octubre de 1965 para comenzar la integración de los diferentes subsistemas electrónicos del prototipo. Teniendo en cuenta el escalonamiento de las fechas de entrega de los equipos, esta operación exigió casi un año y en Octubre de 1966, todos los subsistemas estaban instalados en la estructura definitiva del prototipo. Desde entonces y durante cuatro meses se probó el prototipo y se realizaron ajustes antes de enviarlo en Marzo de 1967 a los laboratorios de ESTEC en Holanda para efectuar los ensayos oficiales de calidad. De Marzo a Junio se realizaron las siguientes pruebas:

- vibraciones (Fig. 7),
- simulación solar (Fig. 8),
- vacío térmico.

Durante estas pruebas aparecieron algunos defectos, que fueron investigados y corregidos, en unos pocos subsistemas, principalmente equipos científicos. La reso-

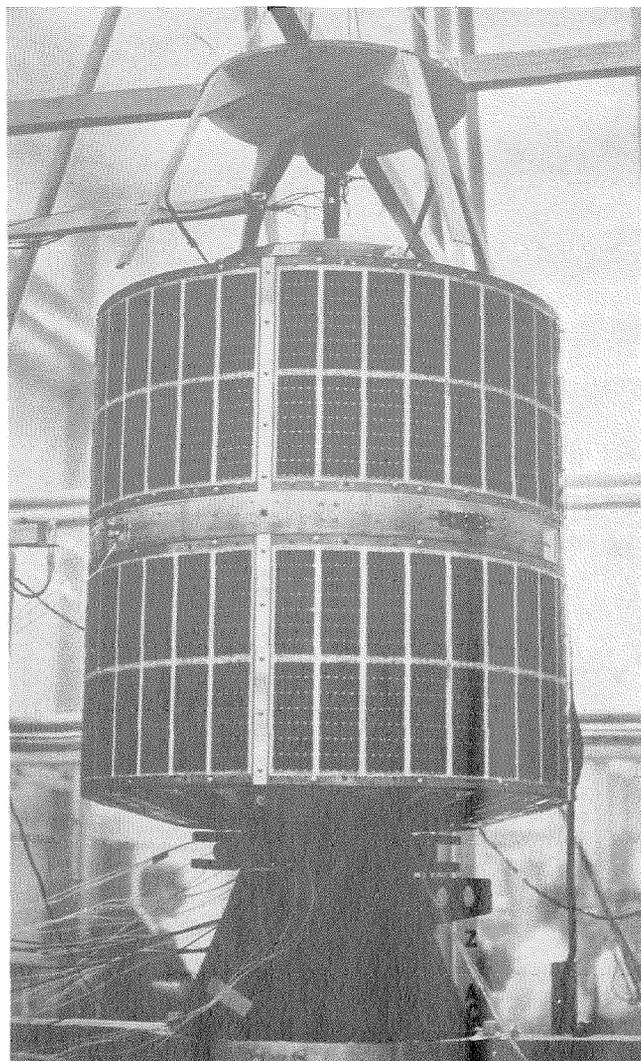


Fig. 7 El prototipo durante la prueba de vibración.



Fig. 6 Instalación de pruebas de la estabilización magnética.

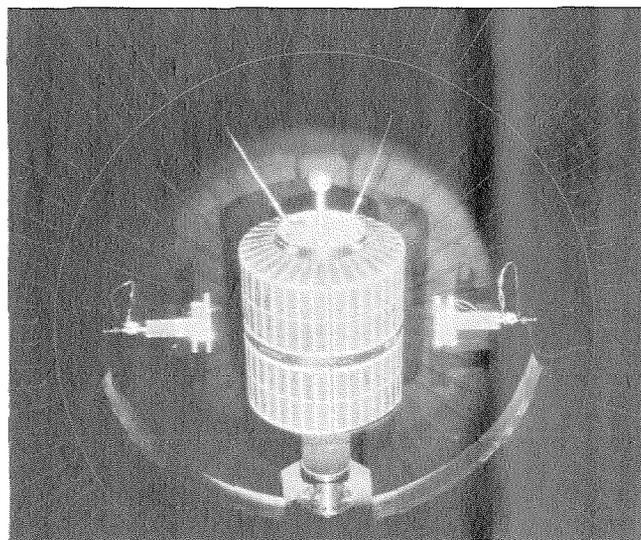


Fig. 8 El prototipo durante la simulación solar.

lución de estos problemas duró hasta Octubre de 1967 y las pruebas finales de vibración y de vacío térmico, para comprobar la eficacia de las reparaciones, no pudieron completarse con éxito hasta Diciembre de 1967.

Al principio de 1968 quedaban aún por resolver algunos problemas eléctricos y mecánicos, especialmente el despliegue de mástiles de experimentos y la perturbación del receptor del telex por los transmisores de telemetría. Estos problemas se resolvieron en el primer trimestre de 1968 y en Abril se envió el prototipo a los Estados Unidos para someterlo a dos series de pruebas.

La primera tuvo lugar en el Centro de Vuelo Espacial Goddard (Goddard Space Flight Center), de NASA, con el especial propósito de probar la compatibilidad de la nave espacial con la red "STADAN" de telex y telemetría. Los resultados de estas pruebas fueron satisfactorias. Durante las mismas, se llevaron a cabo las siguientes actividades con el fin de verificar la compatibilidad electromagnética en la banda de 150 KHz a 500 MHz:

- medida de la característica de radiación intrínseca del satélite,
- medida de la sensibilidad de la nave a una potencia de un vatio radiada en sus proximidades.

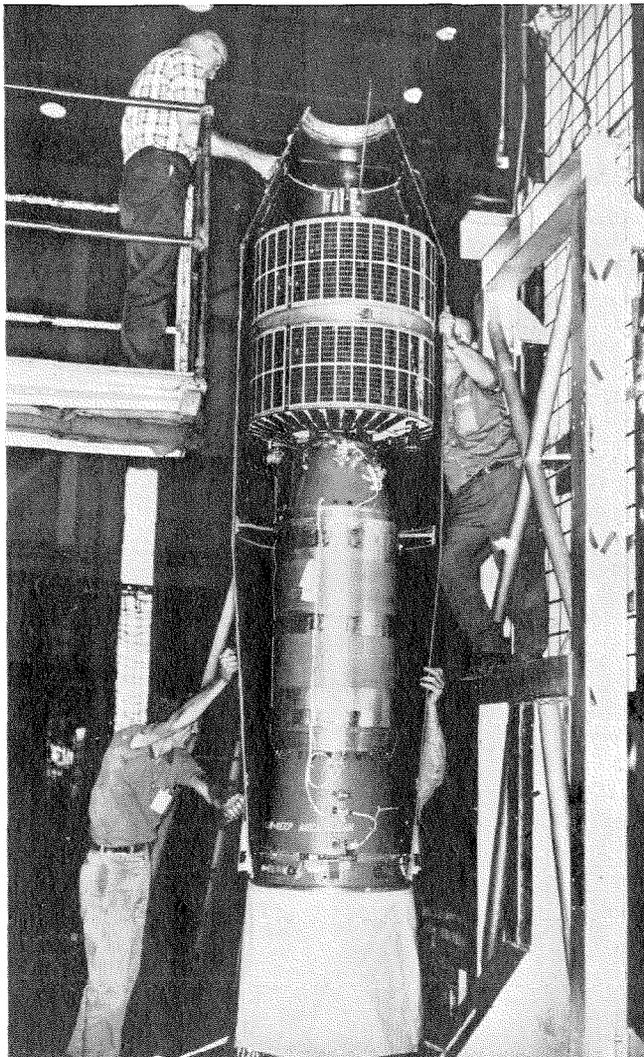


Fig. 9 El prototipo montado en la cuarta fase del SCOUT*.

* Cortesía de NASA-LTV.

El objetivo de la segunda serie de pruebas, realizada en los Laboratorios Aeroespaciales LTV de Dallas (fabricantes del SCOUT), era comprobar la compatibilidad del satélite con el cohete SCOUT:

- compatibilidad técnica con la cuarta fase y principalmente prueba de desprendimiento del casquete térmico, en estado de ausencia de gravedad (caída libre de 6 m, ver Fig. 9);
- compatibilidad electrónica, para investigar posibles perturbaciones de las señales del satélite sobre los dispositivos del SCOUT (ver Fig. 10).

Todas estas pruebas fueron satisfactorias y el prototipo fué devuelto a Europa, al ESTEC, en Mayo de 1968. Se hicieron entonces algunas pruebas, particularmente en Julio, de compatibilidad con la estación terrena ESRO de telex y telemetría de Redu (Bélgica).

En Agosto de 1968 se hicieron con el prototipo ensayos del sistema de cuenta a cero, lo que contribuyó al entrenamiento del equipo de lanzamiento.

A finales de Agosto se envió el prototipo a la base de Vandenberg (California) para su utilización como equipo de pruebas durante la preparación del lanzamiento de la unidad de vuelo.

5.4 Unidad de vuelo n° 1

Antes de finalizar las pruebas de calidad del prototipo se empezó la fabricación de la unidad de vuelo.

En realidad, en Octubre de 1966 comenzó la fabricación de las dos estructuras, sobre la base de los resultados satisfactorios obtenidos con el modelo de estructura, resultados que se vieron confirmados con las pruebas de vibración del prototipo en Marzo de 1967.

Durante la fabricación de la estructura por parte de CONTRAVES en Zurich, se realizó en París la integración de todos los subsistemas de la unidad de vuelo n° 1 en el modelo de laboratorio DM2.

Teniendo en cuenta la experiencia obtenida con el prototipo, se terminó la integración en Abril de 1967 y todos los subsistemas pasaron a la estructura definitiva de la unidad de vuelo en Mayo (Fig. 11).

En Junio empezaron las pruebas de conjunto del satélite: — verificación del funcionamiento correcto a bajas y altas temperaturas (-15°C , $+40^{\circ}\text{C}$);

- pruebas al aire libre de la transmisión normal por las antenas de telemetría, a fin de comprobar la ausencia de perturbaciones sobre los experimentos científicos.

Una vez hechas estas pruebas, el satélite fué enviado a Zurich para hacer una primera serie de medidas mecánicas, como equilibrio estático y dinámico y momentos de inercia. También se efectuaron otras pruebas térmicas y de interferencias de radiofrecuencia.

A finales de Julio quedó listo el satélite, que pasó a los laboratorios de ESTEC en Holanda el 4 de Agosto.

Por aquel entonces aún se tenía previsto el lanzamiento para el fin de 1967, con el principio de Diciembre como fecha tope. Sin embargo, a causa de las dificultades surgidas con un experimento científico durante las pruebas en vacío térmico del prototipo (efecto corona), que no estaban aún salvadas, se retrasaron las pruebas de aceptación de la unidad de vuelo hasta que se encon-

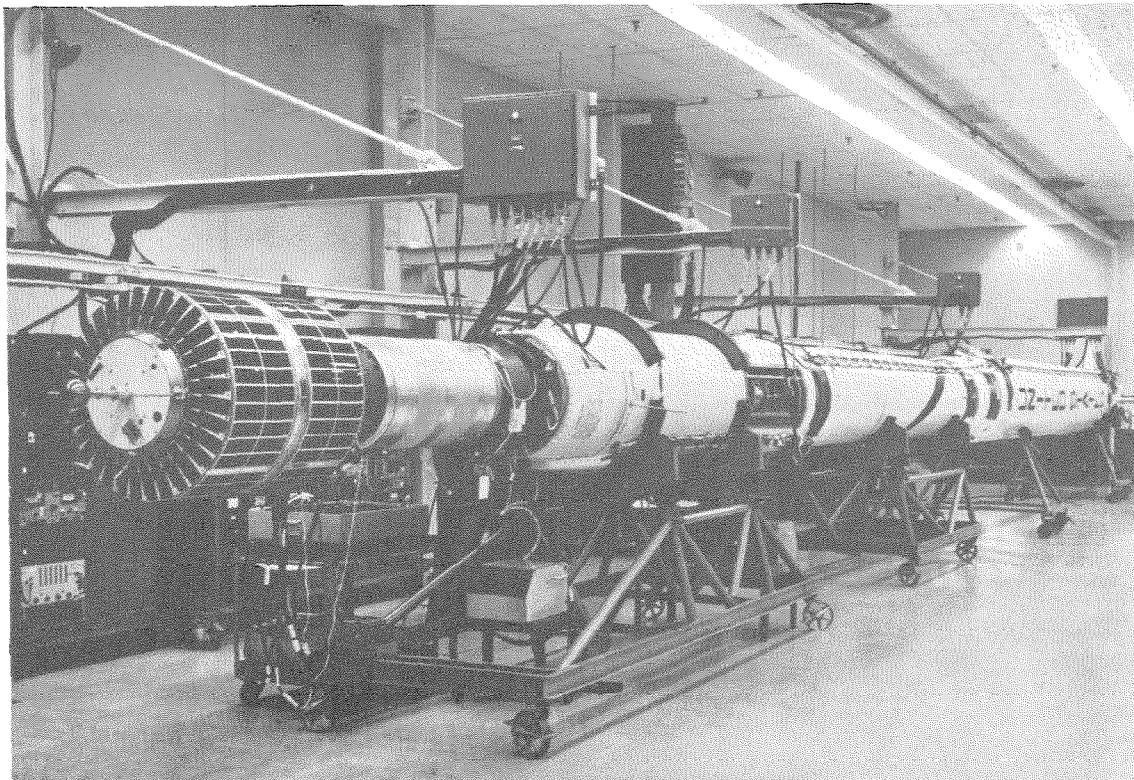


Fig. 10 El prototipo montado en el cohete SCOUT completo*.

trase una solución satisfactoria. En Septiembre se puso en evidencia que el lanzamiento no podría hacerse ya en 1967 y tuvo que ser aplazado hasta el otoño de 1968. Desde Agosto de 1967 a Febrero de 1968 sólo se efectuaron algunas comprobaciones periódicas y recargas de las baterías en la unidad de vuelo.

La primera prueba importante de aceptación, la de vibración, se realizó con éxito a finales de Marzo de 1968.

La prueba de simulación solar (Fig. 8) comenzó en Abril de 1968 y se suspendió por un mes a causa de una avería de la cámara de pruebas. Concluyó satisfactoriamente en Junio.

En Julio y principios de Agosto se realizaron otras pruebas de aceptación (estabilización magnética, despliegue de mástiles) y la serie de pruebas terminó con una última de simulación solar y vibración. Todas ellas fueron satisfactorias.

Del 12 al 16 de Agosto tuvo lugar en el ESTEC, con asistencia de representantes del ESTEC y de la NASA, la reunión de revisión de aptitud para el vuelo ("Flight Readiness Review").

En esta reunión se hizo una revisión y una discusión completas de las dificultades con que se encontró el programa.

Por su parte, NASA explicó el estado en que se encontraba el cohete SCOUT y señaló que los defectos que motivaron lanzamientos incorrectos habían sido corregidos.

Como conclusión de la reunión se declaró al satélite ESRO 1 apto para su lanzamiento.

5.5 Unidades de repuesto

Desde el comienzo del programa del ESRO I se había planeado construir dos tipos diferentes de unidades de repuesto:

- una segunda unidad de vuelo, tan idéntica a la primera como fuera posible, que sería lanzada al espacio en caso de un defecto grave de la primera, como por ejemplo un fallo del propulsor SCOUT;
- un juego lo más completo posible de equipos de reserva para sustituir los subsistemas de la unidad de vuelo n° 1.

De Septiembre a Diciembre de 1967 se realizó en LCT la integración preliminar en el modelo DM2 de todos los subsistemas de la segunda unidad de vuelo.

Su transferencia a la estructura final, lista desde Abril de 1967, se terminó a primeros de Marzo de 1968. La unidad de vuelo n° 2 se envió entonces a Zurich para hacer montajes mecánicos complementarios y operaciones de equilibrio.

Al final de Abril se entregó a ESTEC la unidad de vuelo n° 2 y en Mayo se desarrollaron con éxito algunas pruebas, como las de vibración. Se hicieron entonces algunas pruebas de menor importancia y medidas periódicas de rutina.

Antes de esa fecha se había decidido que esta unidad de vuelo permaneciese en ESTEC durante el proceso de lanzamiento. En efecto, sólo algunos equipos de reserva fueron enviados a la base de Vandenberg junto con la unidad de vuelo n° 1. Su compatibilidad fué verificada

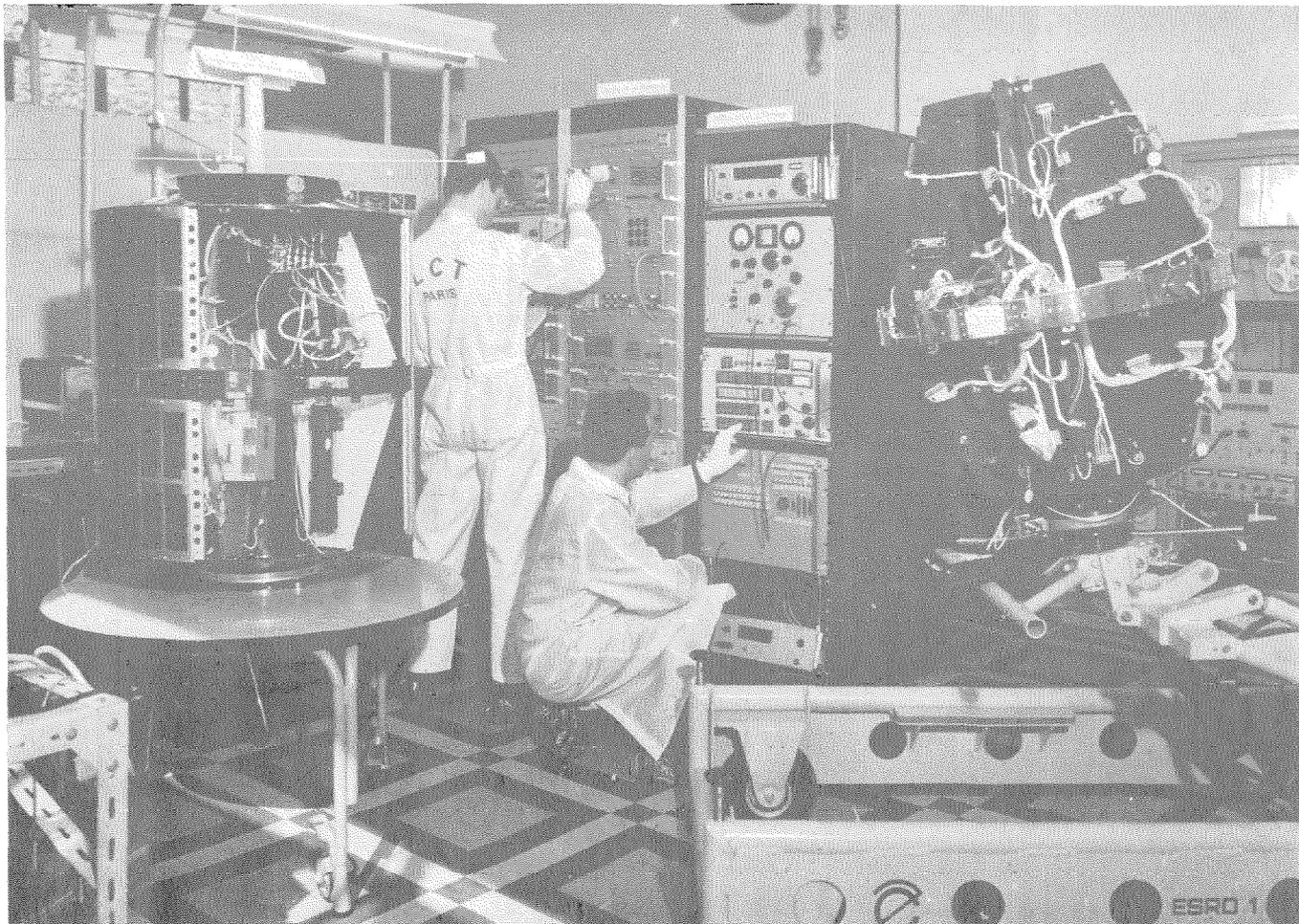


Fig. 11 Integración de la unidad de vuelo nº 1.

en LCT de Marzo a Julio de 1968 con el modelo de laboratorio DM2.

6. Campaña de lanzamiento

A fines de Agosto de 1968 quedó totalmente terminada y lista la unidad de vuelo que debía lanzarse al espacio.

El 24 de Agosto salió para Los Angeles el satélite, con un embalaje especial de transporte, a bordo de un avión de carga de PANAM.

Desde allí fué llevado a la base de Vandenberg, donde está situado el único centro de NASA de lanzamiento de cohetes SCOUT para órbitas polares.

Al mismo tiempo se enviaron también el prototipo y todos los dispositivos de pruebas de los subsistemas.

Poco después llegó el grupo encargado de la preparación del lanzamiento del satélite. Estaba compuesto por 53 personas, de las que 25 eran representantes de ESRO, 10 del grupo científico y otras 18 representaban a diferentes contratistas (CONTRAVES, BTM, LCT).

Fueron necesarias cinco semanas para preparar el lanzamiento, empleándose este tiempo en la forma siguiente: — durante las tres primeras semanas, comprobación de todos los equipos de la nave espacial;

— acoplamiento a la cuarta fase del SCOUT y equilibrio dinámico del conjunto;

— al principio de la última semana, montaje del satélite y de la cuarta fase sobre las tres primeras fases del SCOUT, ya ensamblado, seguido de otra verificación de funcionamiento del satélite.

Finalmente, dos días antes del lanzamiento, se hizo un ensayo completo del sistema de cuenta a cero previsto para el lanzamiento real.

Este ensayo había sido precedido de otros dos realizados con el satélite prototipo.

El día del lanzamiento, que estaba previsto para las 13:48, hora local, las operaciones comenzaron a las 07:30 horas. Durante la cuenta atrás del cohete SCOUT, se controló el correcto funcionamiento del satélite. El despegue (Fig. 12) tuvo lugar a las 13:51 horas del 3 de Octubre de 1968 y 6 minutos después el satélite ESRO I estaba en órbita. Poco después se separaba el satélite de la cuarta fase, iniciándose la secuencia pirotécnica que controlaba el despliegue de los mástiles detectores y el funcionamiento del sistema de liberación de los "yo-yo". A partir de este momento el satélite estaba en configuración orbital y podía controlarse desde las estaciones de la red de seguimiento. Se decidió llamarlo "AURORA".

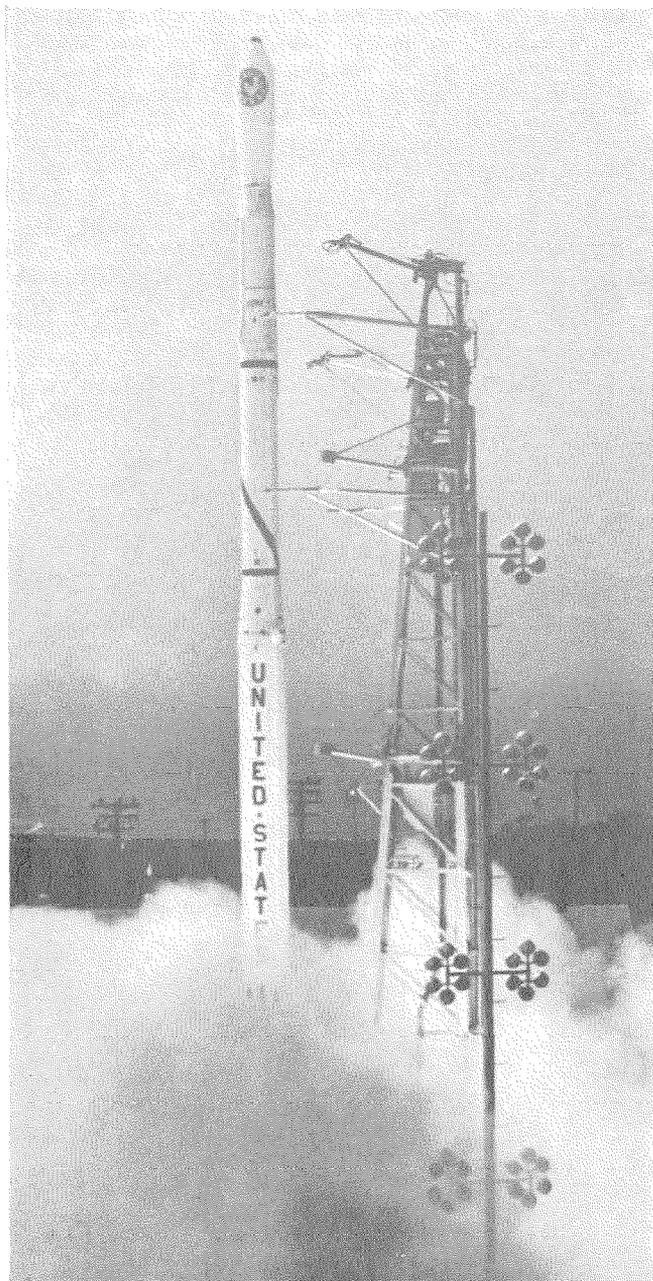


Fig. 12 Despegue del proyectil SCOUT llevando el ESRO 1.

7. Red de seguimiento del satélite

Desde el principio del vuelo orbital, las estaciones Minitrac, STADAN de NASA tomaron a su cargo el seguimiento de la nave espacial, midiendo con exactitud los parámetros orbitales, que son los siguientes:

	Nominal	Medido
Perigeo	275 Km	259 Km
Apogeo	1500 Km	1532 Km
Inclinación	94°	93° 76'
Periodo		103 mn

La explotación del satélite ESRO 1 está a cargo de las estaciones de la red ESTRACK, capaces de enviar órdenes y recibir señales de telemetría.

La estación principal es la de REDU, en Bélgica. Puede medir exactamente algunos parámetros orbitales mediante un sistema de interferómetros.

Otras estaciones ESTRACK están localizadas en NY ALESUND, Spitzberg, FAIRBANKS, Alaska y PORT STANLEY, Islas Falkland.

La estación principal de apoyo está situada en Troms, en Noruega. Finalmente, participan en la operación algunas estaciones de la red DIANE, perteneciente al CNES, como las de Pretoria (Africa del Sur) y Kourou (Guayana).

En las estaciones principales de Redu y Troms se registran en cinta magnética las señales de telemetría después de ser decodificadas. Estas señales se transmiten entonces por líneas telefónicas (DATA MODEM) al centro de operaciones, ESOC, situado en Darmstadt (Alemania Federal).

Esta información vuelve a almacenarse en cinta magnética para su tratamiento:

- algunos canales se llevan directamente a tableros luminosos (presentación digital);
- otros canales se dirigen a registradores gráficos (presentación analógica).

Finalmente todos los canales de telemetría dan los resultados impresos en papel después de un tratamiento adecuado. Con este fin, el centro ESOC utiliza un procesador IBM 360 y diversos ordenadores auxiliares.

Todos los canales de supervisión del satélite (voltajes, corrientes, temperaturas...) se comprueban permanentemente, mientras que los resultados de las medidas hechas por los detectores experimentales del satélite son facilitados a los grupos científicos para su interpretación.

8. Condiciones de ejecución del proyecto y conclusiones

La realización satisfactoria del programa del satélite ESRO 1 demostró que este tipo de proyecto, con amplia participación de diferentes industrias, era posible en Europa. Precisamente este fué uno de los objetivos de ESRO.

La experiencia obtenida durante este proyecto hace posible ciertos comentarios que podrían ser útiles en programas similares posteriores.

El uso de un sistema de dirección PERT u otro equivalente aparece esencial desde el principio del proyecto. En efecto, en la mayoría de solicitudes de oferta para proyectos importantes, se establece que en la oferta, y bajo el título de "organización", debe incluirse una descripción del sistema de dirección.

La elección de los componentes mecánicos y especialmente electrónicos debe realizarse lo antes posible debido a que la compra de componentes de gran calidad exige a veces grandes demoras. Esto se debe en particular a que se trata de cantidades pequeñas.

A lo largo de todo el programa se debe aplicar un riguroso sistema de control tanto para la aceptación de componentes como para la construcción y prueba de subconjuntos. Para la inmediata aplicación de medidas correctivas y mantenimiento de la calidad es esencial la sistemática notificación de cualquier fallo, operación anómala, etc.

En lo que concierne a ESRO 1, LCT fué el contratista principal.

Durante todo el proyecto, ESRO ha detentado la responsabilidad del diseño por medio de ESTEC, su organismo técnico, donde se creó desde el principio un grupo especializado para el ESRO I.

Por otra parte, otro organismo de ESRO, el ESLAB, se encargó de la coordinación entre todos los grupos científicos.

Gracias a reuniones periódicas con representantes de NASA pudo aprovecharse la experiencia obtenida por esta gran administración espacial.

Así pues, este proyecto ha exigido la cooperación de científicos, ingenieros y técnicos de muchas nacionalidades. Esta cooperación ha sido, en conjunto, agradable y provechosa y deseamos expresar nuestro agradecimiento a ESRO y a los grupos científicos, por una parte, y a todos nuestros colegas de las compañías que han contribuido al proyecto, por otra.

Georges Phélizon nació en París en 1920. En 1942 recibió el título de ingeniero de la Escuela Superior de Electricidad de París. Este mismo año se incorporó a los laboratorios de LMT, que ahora se conocen como Laboratoire Central de Télécommunication y trabajó en la división de micro-ondas bajo el profesor A. G. Clavier. Desde entonces sus trabajos pueden resumirse como sigue:

1942—45: participación en el desarrollo del multiplex de transmisión telefónica de 12 canales en 3000 MHz y su instalación (París-Montmorency);

1945—50: desarrollo de equipos de medida para micro-ondas;

1950—53: jefe de la división de navegación aérea, desarrollo de un equipo de medida de distancias para el Ministerio del Aire;

1954—63: jefe de la división de sistemas digitales, desarrollo de un sistema automático de tarificación de mensajes telefónicos y de distintos tipos de computadores;

1964: creación de un grupo de investigación espacial;

1965—68: Director del proyecto del satélite científico ESRO I.

Mr. Phélizon es miembro de la Société Française de Electroniciens et Radioélectriciens.

Nuevos libros

Reference Data for Radio Engineers — 5ª edición.

La nueva 5ª edición de Reference Data for Radio Engineers, contiene aproximadamente un 50 % más material que en la edición anterior. Se ha reeditado totalmente, se ha revisado extensamente todo el material existente y se han añadido muchos nuevos datos incluyendo siete capítulos completos. Los 45 capítulos son los siguientes:

1. Datos sobre frecuencias
2. Recomendaciones internacionales sobre telecomunicación
3. Unidades, constantes y factores de conversión
4. Propiedades de los materiales
5. Componentes o partes
6. Fundamentos de redes
7. Filtros, diseño por el parámetro-imagen
8. Filtros, diseño por la teoría moderna de redes
9. Filtros, diseño por simple banda de paso
10. Atenuadores
11. Puentes y medidas de impedancia
12. Núcleos magnéticos, transformadores y reactancias
13. Rectificadores y filtros
14. Amplificadores magnéticos
15. Sistemas de control con realimentación
16. Tubos electrónicos
17. Circuitos de tubos electrónicos
18. Semiconductores y transistores
19. Circuitos de transistores
20. Microminiaturización electrónica
21. Modulación
22. Líneas de transmisión
23. Guíaondas y resonadores
24. Matrices de dispersión
25. Antenas
26. Propagación de ondas electromagnéticas
27. Ruido en radio e interferencia
28. Radiodifusión y grabación
29. Fundamentos de radar
30. Transmisión por hilos
31. Redes de conmutación y conceptos de tráfico
32. Conmutadores digitales
33. Ayudas a la navegación
34. Comunicaciones por satélites
35. Electroacústica
36. Física nuclear
37. Electrónica cuántica
38. Teoría de la información
39. Probabilidad y estadística
40. Confiabilidad y pruebas de vida
41. Datos misceláneos
42. Análisis en series de Fourier
43. Ecuaciones de Maxwell
44. Ecuaciones matemáticas
45. Tablas matemáticas

Las cinco ediciones de este libro fueron preparadas principalmente por ingenieros de la International Telephone and Telegraph Corporation. La nueva edición será distribuida exclusivamente por su compañía asociada de publicaciones, Howard W. Sams & Co., 4300 West 62nd Street, Indianápolis, Indiana 66268. Conteniendo 1138 páginas, 1350 ilustraciones y un índice de 41 páginas; el precio del libro es de 20 dólares. De las cuatro ediciones anteriores se vendieron unos 300 000 ejemplares.

Diseño de redes de igualación con ayuda de un ordenador "conversacional"

P. BOOT

G. C. TOSH

Standard Telephones and Cables Limited, Londres

La División de Instalaciones de Standard Telephones and Cables está instalando nuevos equipos de transmisión sobre líneas coaxiales para el General Post Office (G.P.O.) y otros clientes en el extranjero, para transmisión en bandas de 4 y 12 MHz. Una vez instalado, el equipo, que consta de un repetidor terminal en cada extremo y de una serie de repetidores intermedios igualmente espaciados a lo largo del cable coaxial, presenta una respuesta de ganancia variable en el espectro de frecuencias. Normalmente la respuesta en la banda de 4 MHz varía hasta aproximadamente 4 dB con una variación máxima de 8 dB.

Es pues necesario diseñar e instalar una serie de redes de impedancia constante para igualar la curva de respuesta haciendo constante la atenuación con respecto a la frecuencia, consiguiendo así una calidad de transmisión óptima. Las secciones de igualador que se usan son de diseño standard y se montan en placas de circuito impreso. Los diagramas de los circuitos se dan en la figura 1. Las secciones se instalan en cajas de tamaño normalizado, dentro de los paneles del equipo terminal y con la práctica de equipo usada se pueden equipar hasta 6 en los sistemas de 4 MHz y hasta 9 en los sistemas de 12 MHz. El instalador dispone para el montaje de dichas secciones de un juego de componentes que se alambran sobre placas de circuito impreso para su prueba e instalación definitiva.

En primer lugar, se dibuja la curva de respuesta de la línea a escala adecuada y se selecciona a continuación una sección de igualador cuya característica de respuesta se adapte lo mejor posible a una parte de esta curva de respuesta. Una vez que se ha elegido una sección, hay que definir exactamente la forma y posición de la curva característica de respuesta de dicha sección, fijando unos cuantos parámetros. Así, para el primer circuito de la figura 1 hay que fijar cuales son los valores de la frecuencia de resonancia f_r , la frecuencia f_b para la cual la atenuación es la mitad de la máxima, y la atenuación total introducida por la sección.

Se calculan entonces los valores de los componentes necesarios para la sección de igualador, se construye y se mide la respuesta. Restando ésta de la curva original se obtiene la respuesta residual del sistema. El proceso se repite hasta que con una combinación de varios tipos de secciones disponibles, la respuesta ganancia/frecuencia en la banda de frecuencias se mantiene constante dentro de 1 dB y a veces de 0,5 dB.

En el caso de un sistema de transmisión terrestre, este método de diseño de igualadores ocupa a un hombre durante una semana; en el caso de líneas más complejas el tiempo podría ser bastante mayor. El instalador debe llevar a cabo largos y laboriosos cálculos y montar los correspondientes circuitos, basado en un método de prueba y error. No existe ninguna garantía de que los

igualadores elegidos y diseñados representen la solución óptima, ya que una vez que el ingeniero ha logrado adaptar una de las características de las secciones de igualador a la curva de respuesta de la línea, es muy poco probable que repita el proceso introduciendo pequeñas modificaciones en las mismas.

El método manual está siendo sustituido por un método automático, mediante la ayuda de un ordenador "conversacional". El término "conversacional" se usa para describir un proceso en el cual el operador controla el desarrollo de un programa de ordenador desde un dispositivo tal como un teleimpresor o una unidad de presentación gráfica. La misión del operador es suministrar orientación y experiencia humana, que es esencial para un buen diseño de ingeniería.

Mediante el programa que aquí se describe, se usa la experiencia y la habilidad del operador para elegir una sección de igualador, estando el ordenador encargado únicamente de llevar a cabo los cálculos y generar la curva de respuesta sobre un tubo de rayos catódicos.

El equipo usado es un ordenador IBM 360/40 con una memoria de 128 Kbytes y una unidad de presentación gráfica IBM 2250, modelo I. Dicha unidad está provista de una pluma luminosa, teclas de funciones programables y un teclado alfanumérico. La pluma luminosa permite la selección e identificación de las imágenes que aparecen en el tubo de rayos catódicos de la unidad de presentación gráfica. El teclado de funciones programables permite al operador conmutar el camino a tomar dentro del programa independientemente, y mediante el teclado alfanumérico se pueden introducir datos numéricos y alfabéticos.

El programa utiliza las mismas cinco secciones de igualador que el proceso manual (ver Fig. 1), que son precisamente los igualadores típicos para instalación usados normalmente en el equipo de transmisión STC para cable coaxial.

Al igual que en el proceso manual, el instalador mide la respuesta de la línea instalada a unas cuantas frecuencias predeterminadas, anotando los valores de atenuación en un impreso especial. Una vez medidos y anotados estos datos sobre la respuesta en frecuencia, el instalador telefona al operador de la unidad de presentación gráfica en STC, Cockfosters, leyéndole los valores de atenuación obtenidos, que el operador escribe en un impreso similar al usado en la instalación. En Cockfosters se introducen estos datos en el ordenador por medio del teclado alfanumérico ya descrito (ver Fig. 2). Una vez introducidos los datos, junto con la información necesaria para los cálculos, el operador actúa la máquina para obtener la presentación gráfica de la curva de respuesta sin igualar, apretando una de las teclas de función programable. Mediante otras teclas se puede ajustar la posición de los ejes, sobre los que se presenta la curva,

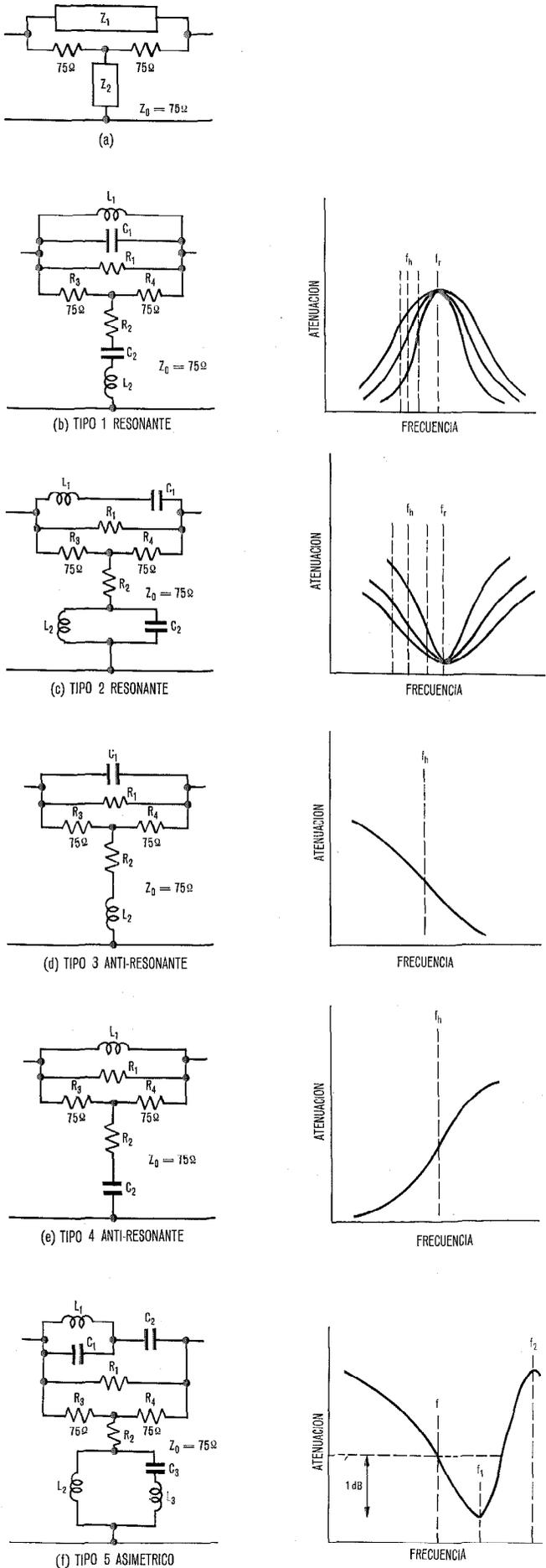


Fig. 1 Circuitos y características de los igualadores típicos.

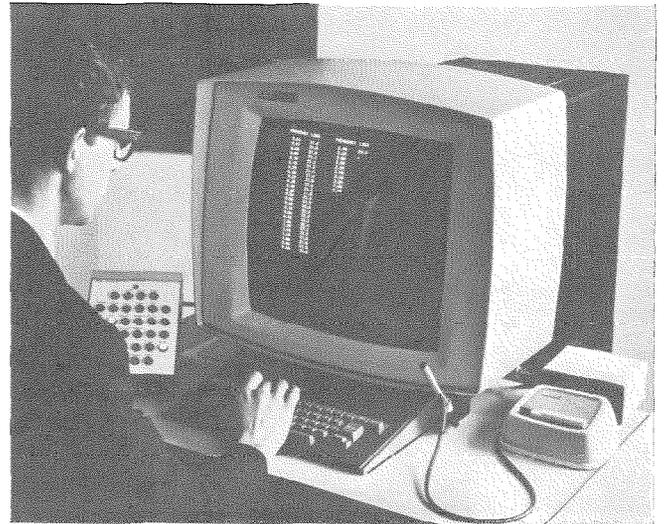


Fig. 2 El operador introduce los datos comunicados desde la instalación.

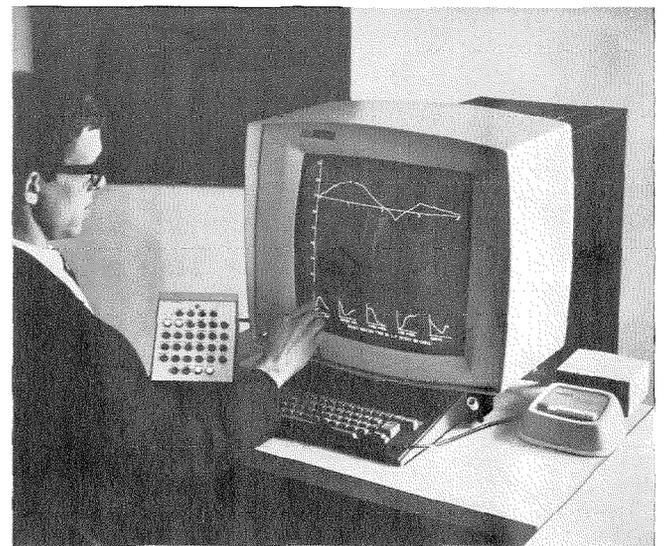


Fig. 3 Elección de un tipo de filtro mediante la pluma luminosa.

para mayor comodidad del operador. Aparecen asimismo las características de las secciones de que se dispone para llevar a cabo la igualación.

Cuando el operador desea elegir una de las secciones, hace una indicación con la pluma luminosa sobre la representación gráfica de la curva característica correspondiente (Fig. 3). Tras haber elegido una sección determinada hay que introducir en la máquina los parámetros que definen la forma y posición de su característica. Se usa también la pluma luminosa para definir los tres parámetros del circuito 1 de la figura 1. Apuntando en una posición de una cuadrícula que aparece también en la unidad de presentación gráfica se obtiene una cuadrícula más fina. Si, por ejemplo, lo que se quiere determinar es el punto de resonancia, dicha cuadrícula se situará cerca del punto en el cual la curva de respuesta tiene un pico. Una vez situada la cuadrícula se puede fijar dicho parámetro con mucha mayor precisión. Con la cuadrícula usada en este programa pueden situarse frecuencias con un error menor de 10 kHz y atenuaciones con un error

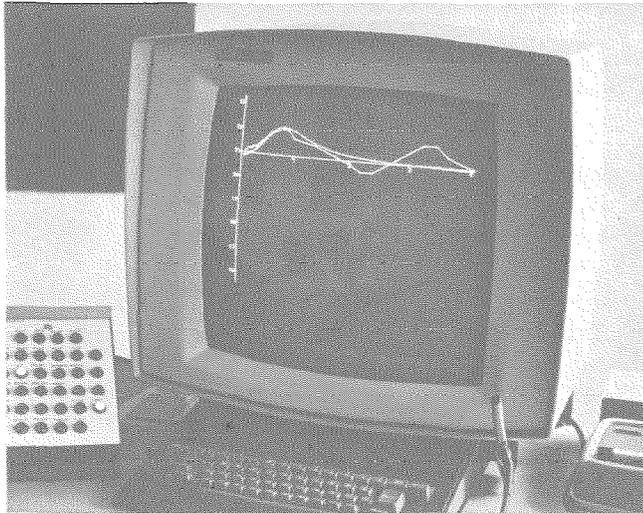


Fig. 4 Característica del igualador superpuesta a la curva de respuesta de la línea sin igualar.

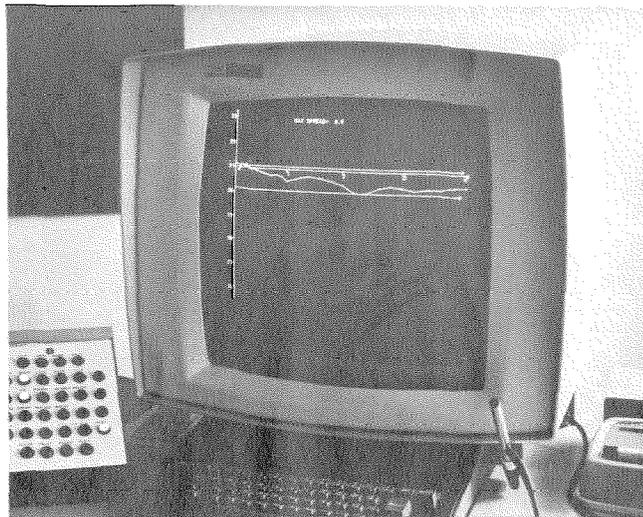


Fig. 5 Curva resultante después de la inserción del igualador; la máxima desviación se muestra en la parte superior.

menor de 0,05 dB. La pluma luminosa se utiliza para definir el punto correspondiente a la frecuencia de resonancia e introducir esta información en la máquina, donde queda almacenada para ser usada más tarde en los cálculos. Si además se sitúa la cuadrícula para fijar la frecuencia de atenuación mitad y amplitud total, quedan almacenados en la memoria de la máquina los tres parámetros necesarios para calcular la característica de la sección.

En realidad la pluma luminosa da coordenadas cartesianas sobre una retícula de 1024×1024 , las cuales son convertidas por el programa a frecuencias y amplitudes. A partir de estos parámetros el programa calcula los valores de los componentes y la curva de atenuación de la sección. Dicha curva se dibuja en la pantalla juntamente con la curva de respuesta de la línea y en ese momento el operador decide si dicha curva de atenuación de la sección se adapta suficientemente bien a la curva de respuesta de la línea (Fig. 4). Si es así, el operador ordena a la máquina que aplique la característica

de la sección de igualador calculado a la línea sin igualar y que muestre la curva resultante. En caso contrario, puede desechar la curva y probar con otra. Cuando se ha aceptado una curva y se ha representado la curva de respuesta total resultante, se calcula y representa para su estudio la desviación total del sistema (Fig. 5). El operador decide entonces si esta desviación está dentro de los límites establecidos o no. Si son necesarias más secciones igualadoras, se seleccionará otro tipo de sección, se definirán los parámetros y se repetirá el proceso. Cuando la igualación obtenida es satisfactoria, el resultado se imprime apretando una de las teclas de función. El operador puede también, durante el desarrollo del programa, desplazar la curva sobre la pantalla de arriba a abajo o hacia los lados para poder examinar así toda la curva a una escala conveniente. Existe asimismo la posibilidad de eliminar alguna o algunas de las secciones igualadoras previamente incorporadas en el proceso. Por ejemplo, si el operador estima que puede mejorar una sección que previamente había aceptado como buena, puede eliminarla, volver a definir los parámetros e incorporarla de nuevo al conjunto de secciones igualadoras. Cuando se ha completado la igualación, se imprime una lista completa de los valores de los componentes de los circuitos de los filtros standard. El operador telefona entonces al lugar de instalación y comunica los valores obtenidos al instalador. De esta forma, STC puede ofrecer a sus instaladores una herramienta muy rápida para el diseño de igualadores, invirtiendo normalmente menos de 4 horas desde la recepción de los datos hasta que los valores de los componentes son comunicados al instalador.

Mediante este programa STC ha dado un paso más en la realización de diseños de ingeniería mediante ordenador. Se ha hecho un amplio uso de la técnica "conversacional" en el desarrollo del programa del ordenador, así como de terminales para proceso gráfico incorporados al propio ordenador.

Se han ahorrado al personal de ingeniería los largos y tediosos cálculos necesarios en el diseño de estos igualadores y se ha obtenido una importante reducción en los costes.

Coste típico:	Libras
a) Diseño manual y en ensamble de 1 igualador en la instalación	
1 hombre semana	75
b) Diseño con ayuda de ordenador.	
Ordenador y mano de obra	15
Llamadas telefónicas	1
Ensamble en la instalación	
1 hombre día	15 = 31 libras
Ahorro típico (a-b)	44 libras por igualador.

Unos 100 igualadores se han diseñado con ayuda de ordenador durante 1968, con un ahorro total hasta el momento de 4000 libras aproximadamente.

Es importante hacer notar que la escritura y el uso de un programa para la igualación de líneas telefónicas terrestres habría sido extremadamente difícil y costoso

si no se hubiera dispuesto de la unidad de presentación gráfica ni usado las técnicas "conversacionales" en la ejecución del programa.

P. Boot se educó en la Minchenden Grammar School, Southgate, y en el Queen Mary College de la Universidad de Londres, donde se graduó en ingeniería mecánica. Tras un período de aprendizaje como postgraduado en Foster-Wheeler Ltd., pasó a trabajar como ingeniero en la oficina de diseño de Land Boiler. Su experiencia en programación de ordenadores le llevó a

formar parte de STC en 1966, donde ha trabajado como programador analista en proyectos relativos a procesos gráficos dentro del grupo de aplicaciones de ordenadores a la ingeniería de diseño.

G. C. Tosh nació en 1924 en Aberdeen, Escocia. Obtuvo el grado B. Sc. en ingeniería eléctrica en la Universidad de Aberdeen en 1953.

En 1954 se incorporó a Standard Telephones and Cables Limited donde se encargó del desarrollo de ingeniería de sistemas empleados en líneas coaxiales. Actualmente trabaja en las instalaciones de líneas coaxiales.

Nuevos libros

Neuzeitliche Fernsprechtechnik (Técnicas modernas de conmutación telefónica)

por Horst Woller y Kurt Sobotta

Los autores, miembros ambos de la dirección técnica de Standard Elektrik Lorenz, presentan un comprensivo estudio del estado actual de las técnicas de conmutación. Entre los temas tratados con detalle están:

características y ventajas de los distintos sistemas de conmutación disponibles, componentes, métodos de selección de rutas, registradores y marcadores, algebra de conmutación, discado interurbano y construcción de modernos centros de conmutación.

Listas de referencias, un índice de temas y muchas ilustraciones (diagramas, fotografías y tablas) hacen de este libro no solo una introducción para los estudiantes a los métodos modernos de conmutación, sino también un manual útil a los especialistas.

El libro tiene 15,5×21,5 cm y está publicado por Telekosmos Franckh'sche Verlagshandlung, W. Keller & Co., Stuttgart, al precio de 24 marcos.

Máquina de marcación automática de índices para distribución del correo

G. VAN MECHELEN

Bell Telephone Manufacturing Co., Amberes

1. Introducción

Para que resulte más económica la clasificación de cartas, éstas han de llevar la información pertinente en una forma que sea legible por una máquina, lo cual permite a ésta dirigir las cartas al casillero correcto de destino. Actualmente puede tomarse en consideración la lectura de las direcciones de las cartas escritas a máquina o impresas, lo cual naturalmente exige un lector óptico que pueda localizar el nombre de la ciudad, provincia o estado en el sobre y tiene que tener la posibilidad de reconocer tipos de imprenta diferentes. Es evidente que este tipo de funcionamiento necesita un lector óptico relativamente sofisticado y costoso, aún cuando se adopten algunos tipos de normalización en la escritura de las direcciones.

Sin embargo, puesto que varias Administraciones Postales han introducido un código postal de área que tiene que ser utilizado por el público como un suplemento de la dirección, para aumentar el rendimiento de sus operaciones de clasificación, resulta menos acuciante el problema de la lectura óptica, especialmente cuando este código está formado únicamente por números. Pero un lector óptico para diferentes tipos de imprenta sigue siendo un elemento cuyo coste no puede despreciarse ni siquiera por estas circunstancias.

Debido a esta razón y también porque hasta la fecha actual el lector óptico no ha solucionado la lectura de direcciones manuscritas, resultaba importante buscar una aproximación económica y sistemática para introducir el reconocimiento óptico de caracteres.

El concepto actual de clasificación automática está basado en el empleo de un código luminiscente de barras, llamado índice, impreso sobre las cartas en el centro de salida. Este índice se puede leer fácilmente y por el momento varias Administraciones postales están intentando aplicar o ya han aplicado estas nuevas técnicas.

La máquina de marcación automática de índices ha sido concebida para resolver el problema de reunir en un sistema compatible y eficiente las posibilidades y ventajas que ofrecen los códigos postales y el reconocimiento óptico de caracteres. Esta máquina lee ópticamente en los sobres e imprime automáticamente el índice correspondiente en todas las cartas, a gran velocidad. Únicamente un sobrante de cartas que no se puedan leer ópticamente tendrán que ser sometidas a una marcación semiautomática de índice en los pupitres correspondientes.

Desde un punto de vista económico, este principio de operación tiene la ventaja de que todas las cartas que son legibles ópticamente solo tienen que ser leídas una vez por el lector óptico. Esto no ocurriría así en el caso de las cartas que no tienen índice, y cuando tengan que pasarse varias veces las cartas por las máquinas clasificadoras con lectores ópticos para subdividir el

correo en el número preciso de casilleros. Únicamente en el caso de que la mayoría de las cartas fuesen legibles ópticamente y tuvieran que pasar solamente una vez por las máquinas clasificadoras, para hacer la operación en su totalidad, estaría justificada la conexión de un lector óptico a cada máquina clasificadora.

Desde el punto de vista de explotación, el sistema que utiliza un índice foto-luminiscente ofrece una flexibilidad total porque permite repartir los marcadores automáticos de índices a los pupitres semiautomáticos de marcación de índices entre los centros de clasificación grandes y pequeños en la forma más conveniente teniendo en cuenta las consideraciones económicas, las circunstancias locales y el programa de clasificación que se precisa.

Antes de empezar una descripción más detallada de la máquina de marcación automática de índices, según ha sido concebido por la Bell Telephone Manufacturing Co. de Amberes, para la Administración postal belga (Fig. 1), tal vez resulte conveniente para mayor claridad, dedicar primero unas cuantas líneas para describir brevemente los pupitres semiautomáticos de marcación de índices antes mencionados. Estos pupitres tienen un apilador de entrada para el correo entrante desde el que se transportan automáticamente las cartas, de una en una, a una posición de lectura colocada en frente de un operador. En esta posición el operador lee en el sobre la información que le interesa, como por ejemplo el código de área postal y la pulsa en el teclado. Entonces la carta se desplaza automáticamente a una posición de impresión en la que recibe el índice fotoluminiscente correspondiente. Después de la impresión la carta es llevada automáticamente a un apilador de salida.

El índice adoptado por la Administración postal belga consiste en un código de barras fluorescentes, impreso en una línea en la esquina inferior derecha del sobre, según se ha representado en la figura 2.

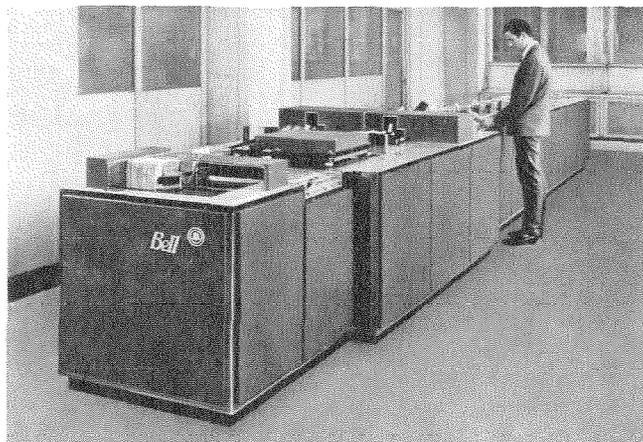


Fig. 1 Máquina automática de marcación de índices de la oficina del cheque postal de Bruselas.

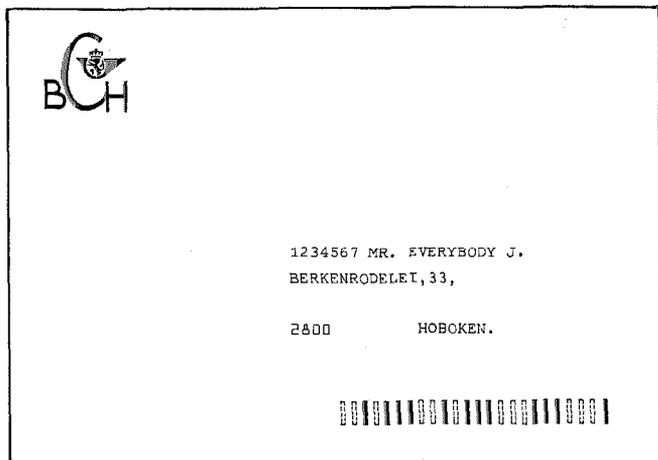


Fig. 2 Sobre utilizado por el servicio de cheque postal. Las líneas de puntos indican las barras de código no impresas pero posibles.

El índice representa cuatro dígitos, trasladado cada uno de ellos a un código de dos entre cinco. La lectura de este índice se hace siempre de derecha a izquierda, mientras se mueve la carta frente a la cabeza de lectura fluorescente. A causa de no ser el sistema de lectura adoptado, autosincronizador, se ha puesto una barra de código de sincronización a la derecha de cada dígito de forma que se necesita un total de 24 posiciones de bits (barras de código) para representar los 4 dígitos (pueden proporcionarse combinaciones de código adecuadas para códigos de área postal de más de cuatro dígitos).

Los pupitres semiautomáticos de marcación de índices, como ya se ha descrito, precisan que las cartas se carguen y se descarguen manualmente. Para facilitar esta operación se pueden interconectar sus entradas por medio de correas de transporte con un punto de carga común, pudiendo seguirse el mismo principio para sus salidas. Para simplificar estos sistemas de transporte, los pupitres se colocan normalmente alineados.

Este sistema de pupitres agrupados elimina prácticamente todo el manejo manual del correo. Solamente el operador tiene que pulsar en el teclado la información.

2. La máquina automática de marcación de índices

Para la marcación automática de índices, la Bell Telephone Manufacturing Co. puso en servicio en la oficina del Cheque Postal de Bruselas en Mayo de 1968, una máquina que no solo imprime automáticamente los índices en el correo sino que también hace una pre-clasificación.

La oficina del Cheque Postal tiene que enviar en un día punta alrededor de 300.000 sobres. Las direcciones se ponen pegando automáticamente en estos sobres etiquetas que han sido preparadas previamente en un impresor de gran velocidad. De esta forma solamente se preparan sobres para las cuentas que han tenido actividad durante el día.

En el tambor de impresión de este impresor de gran velocidad se han previsto números estilizados OCR-A de forma que puede utilizarse un lector óptico relativamente sencillo, producido por SEL. Como las etiquetas están

impresas bajo el control de un computador, los códigos de área están siempre colocados en la misma posición relativa respecto a la dirección, como se ha indicado en la figura 2. La figura 3 representa estos tipos OCR-A, normalizados por ECMA (European Computers Manufacturers Association) e ISO (International Standardization Organization).

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 J Y H |

Fig. 3 Tipos OCR-A.

La máquina automática de impresión de índices es de estructura modular y consiste en:

- una unidad neumática modular de extracción de cartas de una en una y alineación,
- un módulo de lectura óptica y de impresión de índices,
- un módulo de lectura de índices,
- uno o más módulos de salida cada uno de los cuales tiene 2 ó 4 salidas.

En la figura 4 se ha representado una vista superior de esta máquina.

Se ha seguido el concepto modular porque los mismos módulos pueden combinarse diferentemente, incluso eventualmente con módulos no descritos en este artículo. De esta forma se permite una realización de la máquina con posibilidades y formas muy diferentes en una forma sencilla y económica. Este último punto es particularmente interesante cuando está limitado el espacio disponible.

A título de ejemplo de algunas de las posibilidades que se obtienen de la utilización de este concepto modular, mencionaremos particularmente:

- la adición de módulos de salida hasta un máximo de 32 salidas,
- la adición de módulos de marcación automática de índices pero sin los módulos de lectura y de impresión de índices. En este caso el módulo de extracción está conectado directamente al módulo de lectura de índice creando así una pre-clasificación para el correo con índices,
- la adición de módulos de unión, que permiten colocar las salidas en forma de U o en forma de L.

Para que lo anterior sea aplicable en forma práctica, cada módulo tiene que diseñarse como una unidad independiente comprendiendo cada una de ellas sus propios circuitos de control, circuitos de protección de los motores y fuentes de alimentación.

Las uniones mecánicas de los módulos pueden hacerse fácilmente por medio de pasadores y las interconexiones eléctricas se hacen con conectores enchufables.

En las secciones siguientes se da una descripción de cada uno de los módulos de la máquina automática de marcación de índices.

2.1 El módulo de extracción

Este módulo constituye la entrada a la máquina. Funcionalmente consiste principalmente en un dispositivo neumático para extraer las cartas de una en una y un

mecanismo de alineación. La correa del dispositivo neumático está perforada en dos puntos simétricos de forma que en cada vuelta de la correa se separan dos cartas del apilador de entrada. El conjunto de cartas descansa sobre un juego de cuatro correas de transporte que por medio de un motor controlado adecuadamente asegura una presión constante entre la primera carta del apilador y la correa del dispositivo neumático de extracción.

Las cartas que salen de la posición de extracción tienen que alinearse contra el borde inferior de la pista antes de que lleguen a la posición de lectura óptica. En la longitud total de las cartas se tolera un espacio máximo de 1,5 mm entre la pista y el borde inferior de las cartas. Un juego de siete rodillos inclinados, separados igualmente a lo largo de 50 cm del camino de la carta compensa todas las faltas de alineación normales de las cartas, del apilador de entrada.

El módulo de entrada y los otros módulos están diseñados para cartas que cumplan con las normas de la UPU (Unión Postal Universal) (tamaño mínimo 90×140 mm, tamaño máximo 125×235 mm), aunque también es posible tratar cartas de hasta 176×250 mm con algunas restricciones en cuanto a su peso y espesor.

La velocidad de la máquina es de 6 cartas por segundo, limitada por la velocidad de los impresores de índice. Un pre-clasificador puede funcionar a 8 cartas por segundo.

2.2 Módulo de lectura óptica y de impresión de índices

Este módulo está equipado con un lector óptico completo OCR-A, que comprende la lógica de reconocimiento y la cabeza de exploración, los mecanismos deflectores, dos posiciones de impresión de índices y dos apiladores para rechazos. Este puede verse en la figura 4.

La cabeza de exploración del lector que comprende una línea de medida óptica está situada en el lado de la izquierda del módulo. Esta línea de medida detecta, por medio de fotocélulas de silicio, si las cartas entrantes están separadas suficientemente (la separación mínima es de 135 mm) o exageradamente inclinadas en cuyo caso tales cartas se envían inmediatamente al apilador de rechazos (Nº 5 de la Fig. 4), para evitar perturbacio-

nes en el deflector o en la posición de impresión. Estos casos pueden presentarse ocasionalmente cuando se ponen en la entrada cartas deterioradas o con una falta de alineación exagerada.

El lector óptico instalado es el OZL 3000-2 de SEL, que ha sido adaptado para una velocidad de 1000 caracteres por segundo. Esto corresponde a una velocidad lineal de las cartas en la posición de lectura de 2,54 m. por segundo y una densidad de caracteres de 10 por 25,4 mm.

Aunque las etiquetas de los sobres están impresas con direcciones de una configuración normalizada, tienen que tomarse en cuenta las tolerancias de la colocación del papel en la impresora de gran velocidad y de las operaciones de corte y pegado de las etiquetas junto con la falta de alineación vertical debida al transporte mecánico. Por la posibilidad de que todas estas tolerancias se sumen, la altura necesaria del área de exploración del lector óptico ha de ser por lo menos de 10 mm aunque los caracteres OCR-A tengan una altura nominal de 2,75 mm.

En la figura 2 puede verse que se ha dejado libre encima del código postal un área mínima de 8 mm, puesto que debido a las tolerancias antes citadas, estas dos líneas pueden caer dentro del área de exploración de la cabeza de lectura y perturbar la operación de lectura.

La información adicional, como el nombre de la ciudad, puede estar impresa a la derecha del código postal, siempre que se mantenga una separación mínima de 6 caracteres. Esta información adicional se elimina porque los impulsos, generados por las fotocélulas cuando entra la carta en la posición de lectura solo autorizan la aceptación del código postal.

En la mayoría de los casos no es necesario utilizar esta autorización de lectura porque, como una comprobación de la operación de lectura óptica, deben reconocerse positivamente cuatro caracteres sucesivos para una lectura de código válida y es improbable que esto ocurra cuando el lector explore una información alfabética.

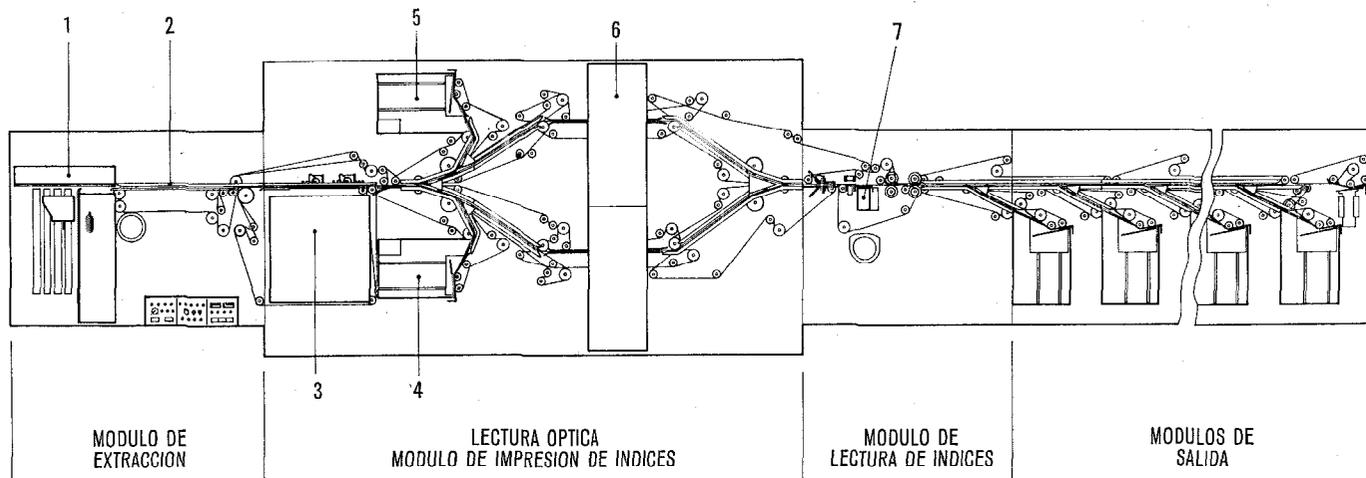


Fig. 4 Vista superior del marcador automático de índices.

- 1. Extractor de cartas.
- 2. Mecanismo de alineación.
- 3. Cabeza de exploración óptica.
- 4. y 5. Apiladores de rechazos.
- 6. Impresores de índice.
- 7. Lector de índice.

Como la cabeza de un lector óptico standard OZL 3000-2 tiene una altura de exploración de 8 mm, se ha añadido una segunda cabeza de lectura separada una altura de 2 mm con relación a la primera, con objeto de alcanzar la altura total de exploración de 10 mm. Ambas cabezas utilizan la misma lógica de reconocimiento y están separadas 15 cm. Esta disposición ofrece también la ventaja de la existencia de un solapamiento de 6 mm de altura de exploración, común a las dos cabezas de exploración y en el que puede leerse el código postal una segunda vez en caso de que falle la primera lectura.

Cada cabeza de exploración del lector óptico contiene una fila de 40 diodos foto-conductores colocados verticalmente, montados uno junto a otro con sus preamplificadores respectivos.

Por medio de un sistema de lentes se proyecta una imagen ampliada del carácter en estas fotocélulas. La exploración se hace mientras la carta se está moviendo a una velocidad constante delante de la cabeza de lectura. Dos proyectores de 150 W alimentados con un voltaje reducido iluminan la carta en cada cabeza de exploración. La mayor parte de su energía espectral es emitida en la región próxima a los infra-rojos donde es máxima la respuesta de las fotocélulas.

Los caracteres OCR-A están diseñados en un cuadro de 5 columnas y 9 filas horizontales y consiste principalmente en trazos horizontales y verticales como se ha representado en la figura 3. Esto permite un sistema de reconocimiento relativamente sencillo y seguro, en comparación con los de los lectores de tipos no estilizados, puesto que la principal dificultad consiste en la detección exacta de los trazos horizontales y verticales. Como además cada carácter difiere de los otros en por lo menos dos trazos, el código de reconocimiento es auto-comprobador [1].

Las cartas cuyo código de área postal no puedan reconocerse se envían al apilador de rechazo (Nº 4 de la Fig. 4) y las otras se llevan alternativamente a una de las dos posiciones de impresión (Fig. 5) en las que se paran y son colocadas correctamente por un dispositivo de parada frontal accionado por un solenoide, que hace girar la carta en su pista alrededor de su eje vertical.

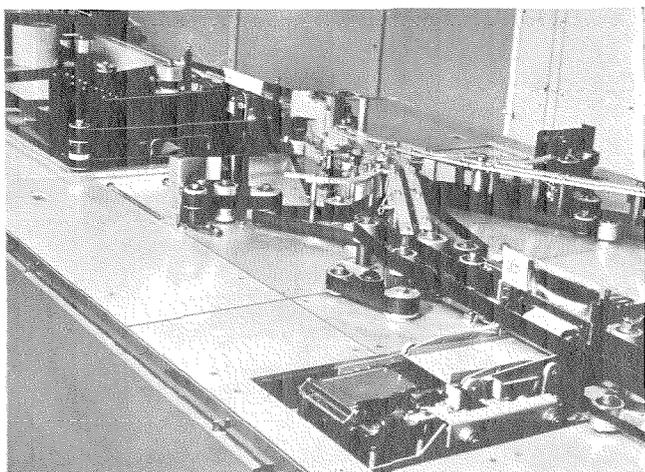


Fig. 5 Módulo de lectura óptica y de impresión de índice. La cabeza de exploración está situada en el lado izquierdo y el impresor de índice en el lado derecho.

Una característica muy particular del impresor es que se utiliza una cinta de seda impregnada con material fluorescente y que la impresión de las barras del código se hace a temperatura ambiente. Esta técnica permite que se utilice un impresor relativamente sencillo y rápido, que puede funcionar hasta a cuatro ciclos por segundo. La cinta entintada tiene una longitud de 20 metros.

El mecanismo de impresión consiste principalmente en una fila de barras de impresión tensadas con un resorte, que se cargan por el giro de una leva. Según el índice que tenga que imprimirse, las barras de impresión que tengan que accionarse se liberan por medio de solenoides y forzadas por el resorte golpean la cinta de tinta fluorescente colocada justamente en frente de la carta. Las barras de código que se imprimen tienen una altura de 6 mm y una anchura de 1 mm. También pueden equiparse impresores para estampar dos líneas de código de 27 barras o una configuración de código en malla de 5×5 barras de código.

2.3 Módulo de lectura de índices

La finalidad de este módulo es comprobar si el código de barras fluorescentes es correcto. Esta comprobación incluye la verificación del número total de barras de código de cada carta, que debe ser igual a 12 y además de esto si todos los dígitos satisfacen a la prueba de dos entre cinco. En caso de que se utilice una combinación de código distinta a la adoptada por la Administración postal belga, pueden equiparse los medios de comprobación adecuados.

Para la lectura del código de barras fluorescentes con un grado de rechazo suficientemente bajo (alrededor del 0,1 %), fué preciso encontrar soluciones adecuadas para las dificultades siguientes:

- la amplia variación de la calidad de impresión de los códigos de barras, especialmente la diferencia de anchura de la caja de material fluorescente,
- los bordes pobremente definidos de las barras de código cuando la cinta entintada está casi agotada,
- los puntos o manchas accidentales de material fluorescente,
- las variaciones de la intensidad de la luz captada por la fotocélula por la presencia de información impresa extraña en el área de los códigos de barras,
- la influencia de los blanqueadores incorporados por los fabricantes de papel para acentuar el margen de azul del espectro de luz reflejado por el papel.

La solución a los problemas que acaban de mencionarse ha sido obtenida principalmente con unas características adecuadas del circuito de lectura. Una gran inmunidad al ruido y la posibilidad de leer un amplio margen de amplitudes se obtuvieron principalmente con un filtrado adecuado y la detección de la parte superior del impulso de lectura hecha diferenciando la señal entrante después de su amplificación. La experiencia ha demostrado que la posición en el tiempo de la parte superior de la señal no está prácticamente influenciada por la calidad de impresión.

La entrada del circuito de lectura es un amplificador diferencial de alta ganancia con un factor de amplifica-

ción de 320.000 y una señal nominal de salida de 10 V. Después de la diferenciación hay un circuito de formación de impulsos, que genera un impulso de salida para cada cruce cero que va seguido por un detector de polaridad para eliminar las señales causadas por informaciones extrañas impresas en las cartas, puesto que su polaridad es opuesta a la de las actuales obtenidas de los códigos de barras fluorescentes.

Mediante la aplicación de los principios de diseño indicados, se puede obtener un margen dinámico de 10 para la señal de entrada.

Como el código de barras fluorescentes de los índices no es auto-sincronizado, tienen que generarse impulsos de reloj dentro del sistema de lectura. Para hacer que la precisión del sistema de lectura sea independiente de las variaciones de velocidad eventuales de la máquina, estos impulsos de reloj se han derivado de un generador de impulsos cuya frecuencia es función de la velocidad de la máquina. Consiste en un disco con muchas pequeñas ranuras situadas cerca de su circunferencia. Estas ranuras producen los impulsos de reloj necesarios al pasar a través del haz de un sistema óptico de fotocélulas.

Para eliminar la influencia de los blanqueadores se ha añadido a la cabeza de lectura fluorescente, como se ha indicado en las figuras 6 y 7, un filtro óptico que elimina la influencia de longitudes de onda menores que 530 m μ .

Al módulo de lectura de índice puede conectarse un traductor de código exterior para traducir el índice leído en la carta a un número de casillero de salida de acuerdo con un programa previamente establecido en el traductor. Este traductor puede ser común a varias máquinas, incluso de tipos diferentes, tales como clasificadoras automáticas y previas, marcadores automáticos de índice, etc. Los programas de los traductores de código pueden cambiarse normalmente con rapidez, cambiando

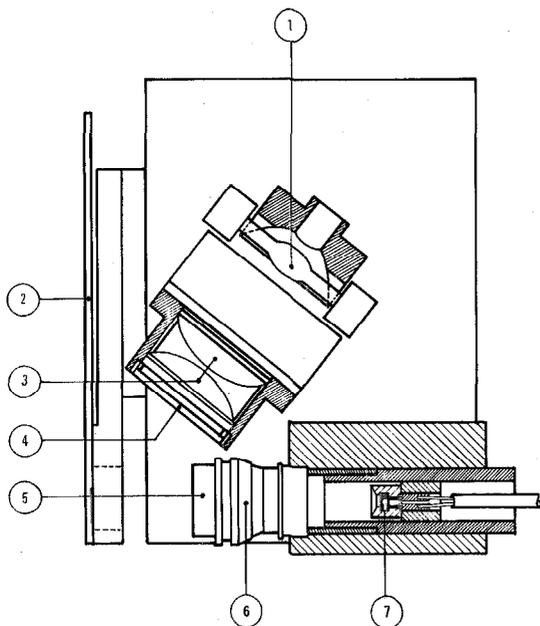


Fig. 6 Cabeza de lectura de marcas de código fluorescente.

1. Lámpara ultravioleta.
2. Lentes condensadores.
3. Filtro negro que transmite luz ultravioleta, especialmente la línea de 360 m μ .
4. Filtro paso banda óptico.
5. Sistema de lentes.
6. Célula foto-voltaica de silicio.
7. Sistema de lentes.

cordones de conexión o mediante una selección de programa hecha mediante pulsadores.

2.4 Los módulos de salida

Hay módulos con dos o cuatro apiladores de salida. Pueden acoplarse hasta un máximo de 32 salidas al marcador de índice.

El número del casillero de salida enviado por el traductor de código entra en un registrador de cambio que avanza por medio de fotocélulas colocadas a lo largo del camino de la carta habiendo una fotocélula por cada sección del registrador de cambio. De esta forma se mantienen siempre juntos la carta y su número de casillero de destino correspondiente, aún cuando la carta resbale y se desplace de su posición teórica. Cuando la carta llega a su casillero de destino, en un circuito se reconoce el código de salida y acciona el deflector. Cada casillero de salida tiene una capacidad de 300 cartas de espesor medio.

El marcador automático de índices ha sido diseñado para que funcione a temperaturas ambiente comprendidas entre 15 °C y 40 °C. Todos los circuitos están recubiertos con siliconas y están montados en tarjetas de circuito impreso para facilitar la conservación.

3. Conclusión

Se han obtenido unos resultados muy favorables desde que está en servicio el marcador automático de índices. El número de rechazos, dado en promedio por el lector óptico, es del orden del 1 %, debido principalmente al hecho de que la calidad de impresión obtenida con el impresor de gran velocidad utilizado, no siempre ha cumplido con las normas exigidas. Con relación a esto, es importante el ajuste del impresor y la calidad y grado de desgaste de la cinta entintada.

Con una buena calidad de impresión y una buena calidad de correo se han obtenido proporciones de rechazo de menos de un 0,1 %.

El número de clasificaciones erróneas debidas al hecho de que el lector haya sustituido un caracter por otro es

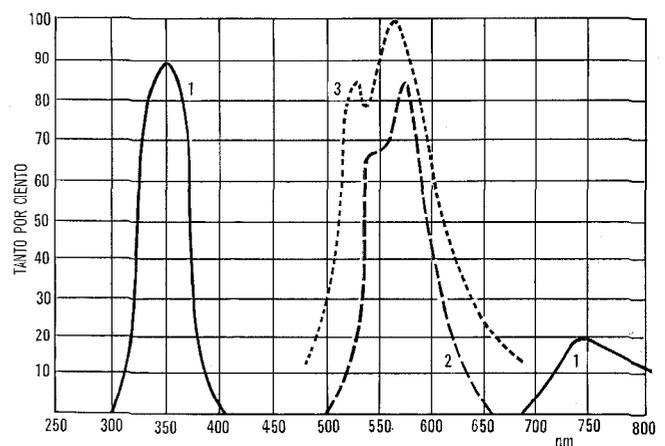


Fig. 7 Curvas espectrales de los filtros utilizados en la cabeza de lectura fluorescente.

1. Curva de transmisión del filtro negro.
2. Curva de transmisión del filtro paso banda.
3. Espectro de la luz emitida por las barras de código fluorescente.

bajo, de alrededor de uno en diez mil, según se ha comprobado con varias pruebas.

Los resultados positivos de nuestra experiencia con correo vivo, han demostrado que el marcador automático de índices es una máquina eficaz en aquellos casos que puedan usarse tipos de imprenta normalizados en una cantidad de correo relativamente grande. Al mismo tiempo es un avance hacia la obtención de un marcador automático de índices para tipos de impresión distintos.

4. Agradecimiento

El autor de este artículo desea dar las gracias por la información y ayuda dada por los miembros de su departamento, en particular por los Sres. A. Raes y R. Verstraelen que tienen a su cargo respectivamente el diseño de todos los circuitos lógicos y básicos de la Automation Systems Division.

Referencias

- [1] W. Dietrich: Optical Character Readers for Automatic Document Handling in Banking Applications, Electrical Communication, Vol. 40, N° 3, 1965, págs. 312—327.
- [2] W. Grieger: Die Mechanisierung des Briefverteilendienstes, Der Ingenieur der Deutschen Bundespost; N° 6, 1958, págs. 150—158.
- [3] W. Grieger: Máquina de clasificación de correo VM 10; Comunicaciones Eléctricas, N° 3, 1968, pág. 293.
- [4] K. Klönne: Neue Wege zur automatischen Belegverarbeitung beim deutschen Postscheckdienst, Elektrisches Nachrichtenwesen; N° 3, 1965, págs. 332—341.
- [5] H. Rückert: Main Post Office Providence — Einige Erfahrungen und Betriebswerte aus dem modernsten Postamt der U.S.A., SEL-Nachrichten; N° 3, 1964, págs. 100—104.

G. Van Mechelen nació en Amberes en 1927. En 1950 se graduó en la Universidad de Gante como ingeniero electricista y obtuvo en 1951 un grado complementario en radioelectricidad en la Universidad de Lieja. El mismo año comenzó a trabajar en la Bell Telephone Manufacturing Company en Amberes en la que hizo el diseño electrónico del primer ordenador electrónico belga. Desde 1959 tiene a su cargo el desarrollo de las máquinas de manejo de documentos y desde 1964 también el de las máquinas de tratamiento del correo. Actualmente es ingeniero jefe de la línea de productos de sistemas de automatización y de productos industriales.

Nuevo modulador - demodulador para transmisión de datos sobre líneas telefónicas - Datel Modem no 7

B. J. JONES

V. TEACHER

Standard Telephones and Cables Limited, Londres

1. Introducción

Desde 1965 el British Post Office (BPO) ha estado reconstruyendo constantemente los servicios que ofrece para transmisión de datos sobre la red telefónica.

Al principio de 1965 se introdujo el modem de datos (Datel 600) nº 1A, que es un modem de 600/1200 bits/seg. para utilizarlo sobre redes conmutadas [1]. A éste le siguió a fines de 1966 el modem de datos Datel 200 nº 2A, que es un modem duplex completo de 200 bits/seg.

A primeros de 1967 y como resultado de un concurso de ofertas, fué otorgado a STC por el BPO un contrato para desarrollar un modem de 2400 bits/seg. sobre líneas arrendadas. Este modem se realizó también con facilidades para "decaer" en las redes conmutadas hasta 600/1200 bits/seg. y en ciertos casos necesitaría disponer de un canal de supervisión de 75 bits/seg. Se conoció como modem de datos Datel nº 7 se introdujo a fines de 1963, y proporciona al British Post Office el servicio Datel 2400.

2. Generalidades

En la figura 1 se muestra una fotografía del equipo con la cubierta frontal quitada y una de las unidades enchufables abierta y sacada del armazón.

Las unidades consisten en conjuntos de circuitos impresos montados en tarjetas, utilizando el sistema de equipos tipo 62 del B.P.O. En el equipo se utilizan ampliamente semiconductores de silicio y circuitos integrados.

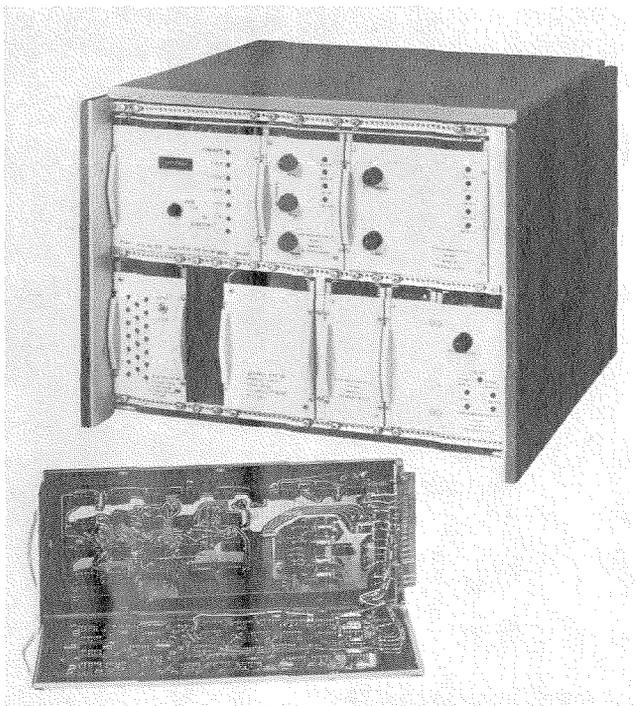


Fig. 1 El modem Datel nº 7. Una de las unidades enchufables ha sido abierta y sacada.

La especificación del funcionamiento es compleja permitiendo una variedad de posibilidades, que pueden obtenerse mediante una selección de puentes y unidades enchufables. Aquí se mencionarán únicamente las características funcionales más significativas.

Hay dos modos principales de transmisión; el "principal" sobre una línea a 4 hilos según la recomendación M89 del CCITT y el "subsidiario" en las redes conmutadas a 2 hilos. La selección del modo se efectúa por aplicación de una señal a un circuito de interconexión.

En el modo "principal" es posible obtener una transmisión bidireccional a 2400 bits/seg. o una transmisión unidireccional a 2400 bits/seg. con un canal de retorno a 75 bits/seg.

En el "subsidiario" es posible disponer de una transmisión en cualquiera de las dos direcciones a 600/1200 bits/seg. o una transmisión unidireccional a 600/1200 bits con un canal de retorno a 75 bits/seg.

Estos modos alternativos se pueden combinar de varias formas para conseguir las distintas posibilidades, que se indican en la tabla 1.

Cada una de estas opciones representa un modem equipado con las unidades enchufables apropiadas y puentes adecuados.

Tabla 1

Opción a utilizar	Modo	Velocidad de señalización (bits/seg.)		Línea
		Transmisión	Recepción	
a	Principal	2400	2400	4 hilos
b	Principal	2400	75	4 hilos
c	Principal	75	2400	4 hilos
d1	Principal	2400	2400	4 hilos
	Subsidiario	600/1200	75	2 hilos
d2	Principal	2400	2400	4 hilos
	Subsidiario	75	600/1200	2 hilos
d3	Principal	2400	2400	4 hilos
	Subsidiario	600/1200	600/1200	2 hilos
e	Principal	2400	75	4 hilos
	Subsidiario	600/1200	75	2 hilos
f	Principal	75	2400	4 hilos
	Subsidiario	75	600/1200	2 hilos

Mediante puentes interiores se puede variar la terminación a 4 hilos para presentar impedancias de 600 ó 1200 ohms. a línea. Esto facilita que puedan conectarse en paralelo dos modems. Así por ejemplo, dos modems uno con opción b y otro con opción c se pueden conectar al final de una línea a 4 hilos para obtener una transmisión bidireccional simultánea de 2400 bits/seg. y 75 bits/seg.

Las unidades de 2400 bits/seg. y las unidades de 600/1200 bits/seg. operan sincrónicamente y las unidades de 75 bits/seg. asincrónicamente. El modem tiene facilidades para suministrar el sincronismo de las unidades anteriores por medio de osciladores-reloj internos o externos. El circuito de sincronismo incorporado puede también trabajar a 1800 ó 3600 bits/seg. por medio de puentes, a utilizar en los canales de transmisión adecuados.

Todos los circuitos de interconexión figuran en la recomendación V 24 del CCITT.

Además de las señales de control de interconexión normales, existen facilidades para proporcionar la respuesta automática y pruebas de mantenimiento desde un punto de control remoto.

Como las recomendaciones para 600/1200 bits/seg. y las unidades de 75 bits/seg. están en el documento V 23 del CCITT, el resto de este artículo tratará únicamente de las unidades de 2400 bits/seg.

3. Principios operacionales*

La señal de línea empleada por el modem utiliza el principio de modulación diferencial de cuatro fases. Esto significa que la información se envía por el desplazamiento de fase de la portadora que se presenta entre el centro de un periodo de modulación y el siguiente y que este cambio de fase puede tomar uno cualquiera de cuatro valores discretos.

Cada intervalo de modulación lleva dos bits de datos y para una velocidad de datos de 2400 bits/seg. el tipo de modulación es de 1200 baudios. De este modo el espectro de la señal en la línea se mantiene dentro de los límites impuestos por las normas de los canales de conversión.

Los valores de los cambios de fase usados son: 0° , -90° , -180° y -270° . La selección de estos valores redundante en la mejor utilización del espectro y permite la realización de un sistema de detección muy coherente a base de una sencilla memoria digital de la información de fase para cada período de modulación. Una ligera desventaja se presenta por el uso de 0° como uno de los valores de variación de fase, ya que un formato de datos que produzca una variación de fase cero en un período muy largo no contiene la información de sincronización, con lo que resulta, que el reloj de sincronismo de recepción pierde el sincronismo temporalmente. Por ello se han dispuesto dos pareados de bits alternativos, o dispositivos de codificación "bibit".

En una forma de codificar se asigna una señal de portadora fija, o con cambio de fase cero, a una señal de datos continua del binario 0, mientras que la forma alternativa asigna el cambio de fase cero a inversiones continuas de la señal de datos. Se mantiene un estricto control sobre el deslizamiento del reloj por medio de un oscilador maestro controlado por cristal. Estas dos medidas reducen al mínimo las desventajas debidas al uso del cambio de fase cero. El usuario tiene la opción de escoger cualquier codificación, que reduzca al mínimo la

* El tipo de modulación que se usó se especificó por el BPO; está basado en un trabajo previamente llevado a cabo en el centro de investigación del BPO. STC estuvo haciendo trabajos basados en los mismos principios siguiendo el trabajo de J. Sharpe en STC.

probabilidad de períodos largos de transmisión con fase constante.

La igualación necesaria del canal está garantizada por el uso de conexiones a 4 hilos, las cuales deberán cumplir los requisitos de la recomendación M 89 del CCITT (equivalente al FCC esquema 4 B). Esta característica ha servido para escoger la frecuencia de 1800 Hz como frecuencia portadora óptima.

4. Modulador de datos de 2400 bits/seg.

El diseño del modulador de datos está basado en el principio de que una señal a 4 fases que usa variaciones de fase múltiplos enteros de 90° , se puede generar como dos bandas laterales de señales moduladas en amplitud con la portadora suprimida, utilizando la misma frecuencia portadora pero con una separación de fase de 90° . En la figura 2 se muestra el montaje que se ha adoptado.

Los datos binarios en serie se encaminan a un registrador de cambio de fase de dos bits en la lógica de codificación. La información que contiene cada pareja de bits o "bibit" por separado, se usa para determinar, que cambios de estado deben hacerse en una pareja de biestables de salida según las reglas de codificación. Los biestables de salida se sincronizan simultáneamente para actuar con la cantidad de "bibit" adecuada, esto es, la mitad del número de bits.

Cada uno de los biestables de salida en la lógica de codificación, controla la polaridad de un circuito de bloqueo de nivel bipolar simétrico. Este proceso produce dos canales que llevan señales digitales bipolares codificadas a la velocidad del "bibit".

Cada una de estas señales digitales es dirigida a través de un filtro de paso-bajo para obtener el grado necesario en la formación del espectro, produciendo una pareja de señales que se conocen como de "banda base".

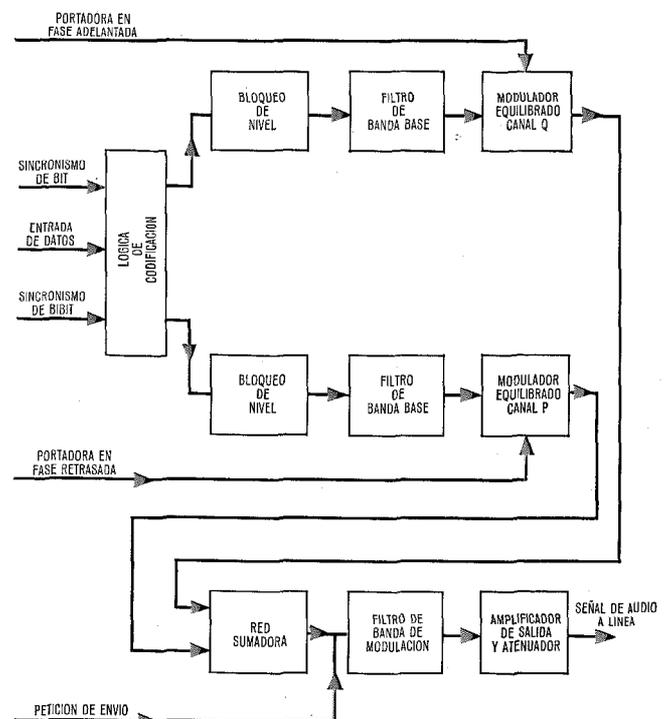


Fig. 2 Diagrama simplificado del modulador de datos de 2400 bits/seg.

Estas señales se aplican a una pareja de moduladores equilibrados, los cuales se alimentan con señales portadoras de la misma frecuencia pero con una separación de fase de 90° .

Las salidas de los dos moduladores se combinan en una red sumadora y se filtran para quitar los armónicos de la portadora y los productos asociados. Finalmente la señal es amplificada al nivel adecuado y transmitida a línea. El nivel en línea se puede ajustar en pasos de 2 dB entre +1 dBm y -17 dBm.

Examinaremos ahora la manera de determinar los desfases diferenciales. Para hacer esto, designaremos el canal al cual aplicamos la portadora de fase de referencia como canal P, y al canal en el cual se aplica la portadora adelantada de fase como canal Q. Podemos construir ahora el diagrama de fases según la figura 3, en el cual, las líneas de trazos representan las fases posibles de las salidas de los dos moduladores, según las polaridades de las señales de "banda base", mientras que las líneas continuas representan las fases resultantes posibles de la suma vectorial de las salidas del modulador. Se puede ver en la figura 3 que por cada uno de los cuatro cambios de fase posible $0^\circ, -90^\circ, -180^\circ, -270^\circ$, hay cuatro posibilidades de cambios de polaridad para los canales P y Q antes y después de ocurrir el cambio de fase. Podemos sintetizar esto en forma de una tabla según se indica en la tabla 2, la cual muestra también las dos posibilidades de codificación que se pueden asignar a las variaciones de fase.

Tabla 2

Estado antes de la llegada del "bibit"		Estado después de la llegada del "bibit"		Cambio de fase	Codificación del "bibit"	
P	Q	P	Q		Opción 1	Opción 2
+	+	+	+	0°	0 0	0 1
+	-	+	-			
-	-	-	-			
-	+	-	+			
+	+	-	+	-270°	0 1	1 1
+	-	+	+			
-	-	+	-			
-	+	-	-			
+	+	-	-	-180°	1 1	1 0
+	-	-	+			
-	-	+	+			
-	+	+	-			
+	+	+	-	-90°	1 0	0 0
+	-	-	-			
-	-	-	+			
-	+	+	+			

La selección de la opción de código se hace en la práctica mediante la colocación de puentes apropiados en la unidad de lógica de codificación. Se observará que ambas opciones emplean el código Gray. Esto asegura que cuando una señal se deteriora durante la transmisión, produciendo una decisión de desfase errónea, el error más probable, 90° , produce un error de únicamente un bit en un "bibit".

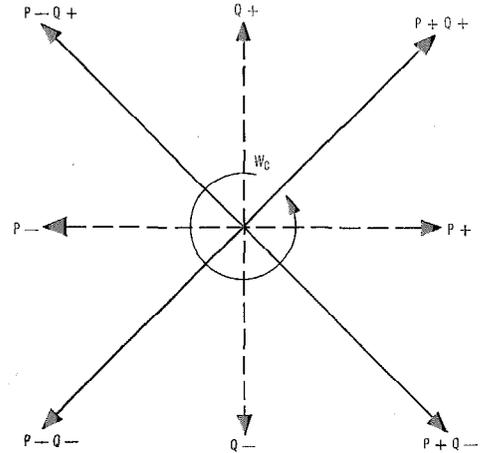


Fig. 3 Diagrama de fases.

5. Demodulador de datos de 2400 bits/seg.

El esquema básico del demodulador de datos de 2400 bits/seg. está mostrado en la figura 4. La señal suministrada por la línea es primero filtrada para rechazar las señales no deseables de fuera de la banda, después se dirige a dos vías separadas. Una vía comienza con un filtro estrecho que produce una gran atenuación de las señales del canal supervisor centrado en 420 Hz. La señal entrante es amplificada a un nivel adecuado para ser conducida al circuito detector de portadora en el equipo de control. La segunda vía comienza con un amplificador con control automático de ganancia que suministra un nivel de salida constante para cualquier nivel de señal en línea, dentro de un margen dinámico de unos 50 dB. Una característica esencial del amplificador de control automático de ganancia es la inmediata reposición de la ganancia a su valor máximo, siempre que cambie el detector de portadora de un estado a otro. Esto impide el bloqueo de una señal de bajo nivel que siga inmediatamente a otra de alto nivel y es esencial para la operación de clasificación.

El amplificador con control automático de ganancia tiene dos salidas. Una de ellas se aplica a una pareja de circuitos de detección coherentes mientras que la segunda salida se aplica a un circuito de recuperación de portadora que suministra ésta para el proceso de detección.

La entrada del circuito de recuperación de portadora se aplica primero a un multiplicador de frecuencia que comprende dos rectificadores de onda completa en cascada. La señal resultante contiene todos los productos de intermodulación de 4º orden de la señal de línea, uno de los cuales resulta ser el 4º armónico de la frecuencia portadora. Se puede demostrar que esta componente particular está siempre presente cualquiera que sea el formato de datos, aunque varíe su magnitud, sin embargo su fase permanece constante respecto a la señal de línea. Esta componente es extraída por medio de un filtro de paso-banda muy estrecho, ajustado a 7200 Hz (frecuencia del 4º armónico) y entonces se aplica a un comparador de cruce de cero, el cual convierte en dígitos la señal. Esta es inmediatamente ajustada a la fase requerida y aplicada a un circuito que divide por cuatro, su-

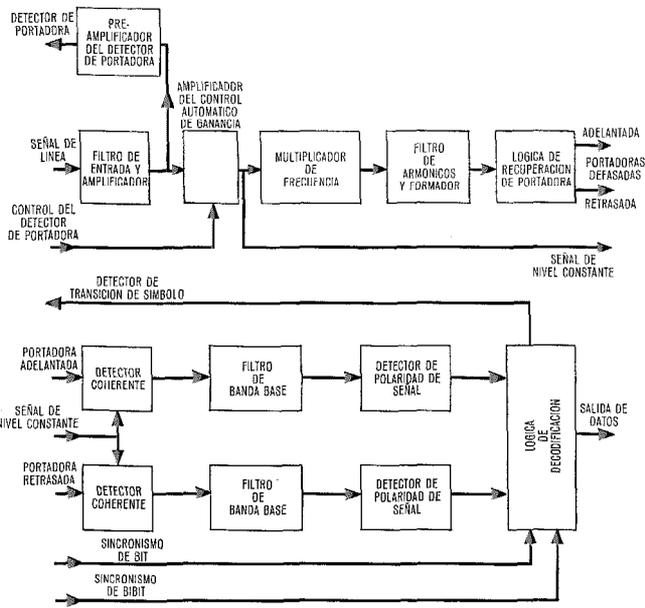


Fig. 4 Diagrama simplificado del demodulador de datos de 2400 bits/seg.

ministrando dos salidas digitales a la frecuencia portadora y con una separación de fase de 90°.

Debido al proceso de división por cuatro, las portadoras recuperadas pueden tener cualquiera de las cuatro fases absolutas. Cada una de éstas, sin embargo, está a 45° con respecto a las fases de la señal de línea.

Ahora volviendo a la figura 3, podemos ver que si designamos las líneas de trazos como posiciones posibles de los vectores de la señal portadora recuperada, las líneas continuas representan las cuatro fases posibles de la señal de línea. De esta forma por medio de un proceso de detección coherente, es posible detectar separadamente la información de los canales P y Q. Como la información está contenida en los cambios de estado de los canales P y Q entre los sucesivos períodos de modulación, no es significativo el hecho de que haya 4 posibles fases absolutas de la portadora recuperada.

Si nos referimos a la tabla de códigos de la sección 4, esto significa simplemente que los cambios de polaridad detectada en los canales P y Q pueden tener cualquiera de las cuatro posibles secuencias para un cambio de fase dado, independiente de la secuencia que tuvo lugar inicialmente para generar aquel cambio de fase.

Las señales de salida de los detectores de los canales P y Q contienen varios armónicos de la portadora, así como la información de la banda base. Los productos no deseados son eliminados por los filtros de paso-bajo y las señales filtradas se aplican a los detectores de polaridad, los cuales las convierten en información digital. Las señales digitales resultantes se aplican a la lógica de decodificación y se encaminan a la unidad de control con el propósito de usar las transiciones para sincronizar el reloj receptor con los datos de entrada. Utilizando el almacenaje de dígitos en la lógica de decodificación, se observan los cambios de polaridad en los canales P y Q, y se generan pares de bits en serie de acuerdo con lo anteriormente descrito en la tabla de decodificación. En la lógica de decodificación se incluyen puentes a selec-

cionar según la alternativa que se necesite, del mismo modo que en la lógica de codificación.

Los niveles de entrada al demodulador pueden estar entre -1 dBm y -42 dBm. El detector de portadora se desconecta por debajo de -47 dBm y se conecta por encima de -43 dBm. La proporción de error es mejor de en 10⁵ haciendo un bucle entre transmisor y receptor para una relación señal-ruido de 13 dB. (Ruido en la banda de 175 a 3400 Hz).

6. Equipo de control y sincronización

La función de este equipo es suministrar todas las señales de control y medida de tiempo que se necesitan en los procesos de modulación y demodulación, relojes internos, codificación y decodificación. También contiene todos los circuitos de interconexión.

Los circuitos son principalmente digitales y los circuitos integrados que se utilizan son de la serie DT μ L 930. El biestable utilizado es de la variedad "principal - subordinado".

La lógica se opera completamente sincronizada, todas las entradas asincrónicas se sincronizan antes de utilizarse. Además se usa una señal de protección que tiene el efecto de cerrar todas las entradas de los biestables, durante la pendiente negativa de la señal de base de tiempo. Su propósito es evitar el mal funcionamiento del biestable debido al deslizamiento del reloj o a una duración anormal de la señal. También facilita el uso de relojes secundarios y reduce la sensibilidad del sistema al ruido.

El diagrama de bloques del equipo de control y medida de tiempo se indica en la figura 5. Está separado en tres partes: reloj principal, sincronismo del emisor y sincronismo del receptor.

Reloj principal

Un oscilador principal con cristal suministra la generación básica que se divide en varios pasos para producir las salidas adecuadas.

La precisión del generador está definida por las características necesarias para mantener la sincronización en ausencia de transiciones en la línea. Cuanto más tiempo se mantenga esto, más se parece el modem al caso "ideal". La condición especificada es que la desviación del receptor desde el centro no debe exceder del 5%, después de 1 segundo en las condiciones menos favorables.

De esto resulta, que la estabilidad total del generador en el peor de los casos es de 10 ppm (10⁻⁵) en un largo período de tiempo. La desviación del 5% corresponde a una pequeña pérdida de la calidad del sistema tal que serán necesarios en la práctica períodos de tiempo mayores para que puedan producirse errores.

La frecuencia del oscilador viene determinada por la de las distintas salidas necesarias, unida a las exigencias relativas al reloj y a la producción de la señal de protección.

La frecuencia del oscilador principal se divide inicialmente para obtener un reloj de gran velocidad que se utiliza dentro de la lógica del reloj principal en el sistema de generación de la señal de protección. El reloj de

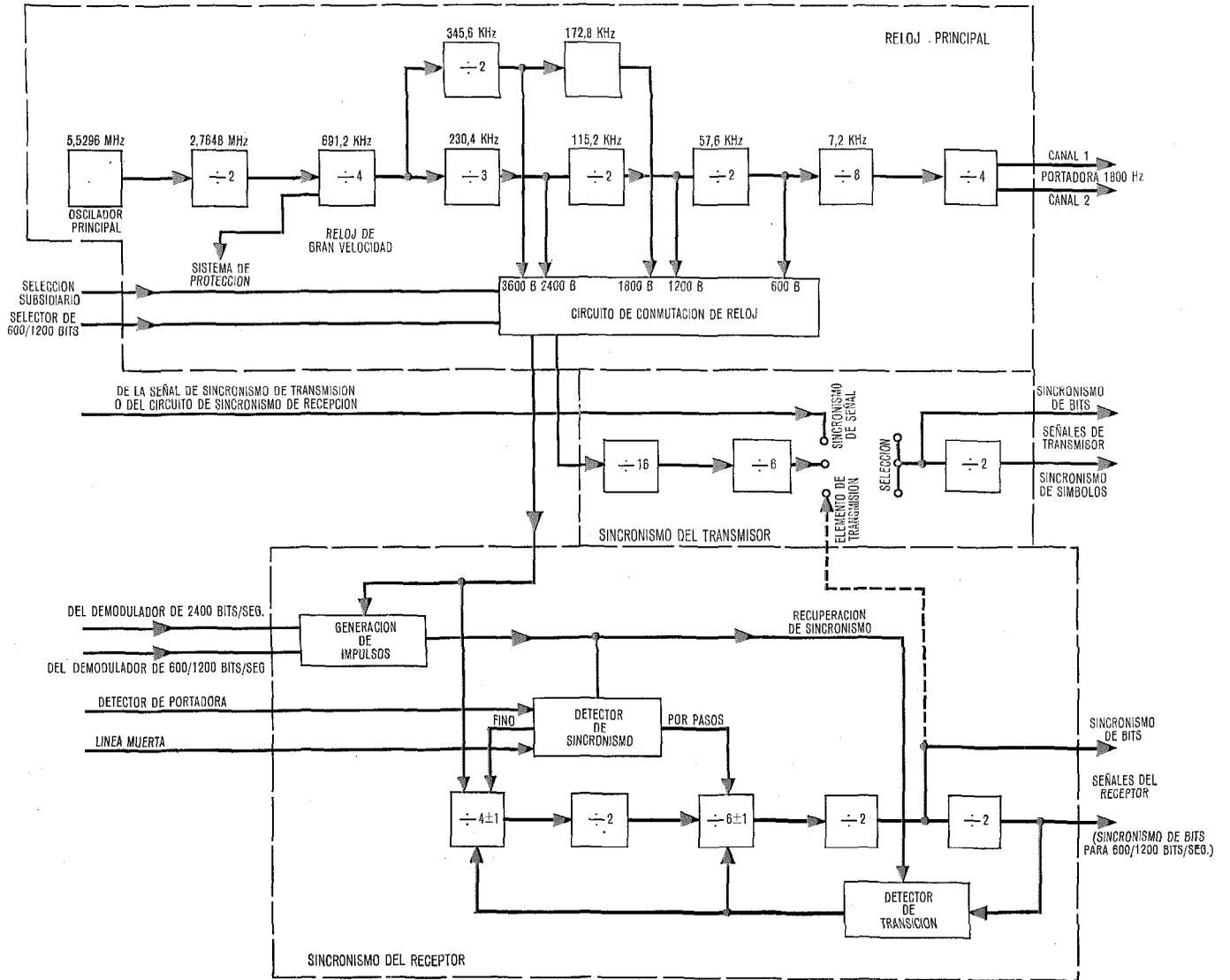


Fig. 5 Diagrama simplificado del equipo de control y de sincronización. (En los bloques inferiores $\div 4 \pm 1$ y $\div 6 \pm 1$ debe entenderse ± 1 bit)

gran velocidad se usa también con el fin de resincronizar la unidad de recuperación de portadora.

Sucesivas divisiones producen portadoras en cuadratura a 1800 Hz. Las formas de onda de los sincronismos del emisor y del receptor dependen de la velocidad y de la elección de modos del sistema en la forma siguiente:

Reloj emisor	Reloj receptor	Velocidad de datos	Modo
345,6 KHz	345,6 KHz	3600 bits/seg.	Principal
230,4 KHz	230,4 KHz	2400 bits/seg.	Principal
172,8 KHz	172,8 KHz	1800 bits/seg.	Principal
115,2 KHz	230,4 KHz	1200 bits/seg.	Subsidiario
57,6 KHz	115,2 KHz	600 bits/seg.	Subsidiario

Las diversas velocidades de bits se generan por división y seleccionando la combinación de puertas y conexiones en el circuito de conmutación del reloj, para suministrar las salidas adecuadas.

Sincronismo del emisor

Desde la lógica del reloj principal se deriva por división el reloj emisor para producir el sincronismo de bits y símbolos a emplear en la codificación. Por medio de puentes los relojes pueden ser alternativamente controlados por un generador exterior o por la sincronización del receptor.

Sincronismo del receptor

Como en el caso del emisor el reloj receptor se deriva por división del reloj principal para producir el sincronismo de bits y símbolos. Hay, sin embargo, una importante diferencia y es que el sincronismo de bits y símbolos del receptor debe concordarse con los datos de entrada de modo que el sincronismo de símbolos se utilice para "centrar" los datos entrantes en cada período de modulación. Dos de las necesidades son contradictorias. Una, es que la sincronización debería ser rápida debido a las exigencias de clasificación y la segunda es que la posición del "centrado" debe depender de la posición media del dato, esto es, debe tener un efecto

de volante o integrador. Esto, es para evitar el "parpadeo" en el flujo de bits de salida y también para asegurar que el "centrado" se conserva en su posición correcta a pesar del "parpadeo" en las transiciones de datos recibidos, lo que ocurre como consecuencia de ruidos y distorsión en el canal de transmisión.

La sincronización de los datos que fluyen se realiza como sigue:

El flujo de datos entrantes se introduce en un circuito de generación de impulsos especial y produce un impulso único que coincide con el cruce de cero de cada transición de datos. Este impulso es entonces suministrado al detector de transición el cual determina si está adelantado o atrasado con respecto a la posición central. Si está adelantado entonces el divisor avanza una posición y la próxima determinación ocurre un dígito antes. A la inversa, si está retrasado el divisor se retrasa un dígito. En ausencia de un impulso el divisor continúa normalmente y de esta forma, la posición de "centrado" se mantiene únicamente por la precisión relativa de los osciladores maestros de los modems emisor y receptor.

Estas exigencias de sincronización y estabilidad se resuelven utilizando un sistema de corrección grueso o fino. Durante la sincronización inicial, la corrección que se aplica al divisor es igual al 4% del período de modulación. Una vez que el "centrado" se aproxima al centro del período de modulación, un detector de sincronización conmuta a correcciones menores de 1%. Debido a

esto el sistema se sincroniza rápidamente y solo presenta un mínimo de "parpadeo" en la operación normal.

Durante la redacción de este artículo se ha conocido que la señal de línea generada por el modem de datos nº 7 ha sido recomendada como típica por el CCITT. Por sus enormes combinaciones de velocidad y adaptación de facilidades, el Datel 7 será una ampliación muy importante del servicio Datel del British Post Office.

Agradecimiento

El autor desea reconocer con su agradecimiento la cooperación del departamento de ingeniería del British Post Office durante el programa de desarrollo.

Referencia

- [1] Roberts, Smith; Modem for the Datel 600 Service (Datel Modem nº 1A) I.P.O.E.E. Journal, Vol. 59, Julio 1966.
- [2] W. R. Bennet y J. R. Davey: Data Transmission Inter-university Electronic Series, McGraw-Hill Book Company, New York (1965).

B. J. Jones (B. Sc. C. Eng. M.I.E.E.) nació en 1936 en Cardiff. Octuvo el grado B. Sc. de la Universidad de Birmingham. Actualmente es jefe de diseño de sistemas en Standard Telephones and Cables Ltd. División de sistemas electrónicos integrados, Enfield.

V. Teacher (B. Sc. Eng. M.I.E.E.), nació en 1928 en Londres. En 1949 obtuvo el grado de B. Sc. de la Universidad de Londres. Actualmente es jefe de diseño de circuitos en Standard Telephones and Cables Ltd. División de sistemas electrónicos integrados, Enfield.

Utilización de efectos de carga almacenada en circuitos integrados

G. G. GASSMANN
Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart

1. Introducción

El desarrollo y diseño de circuitos electrónicos se encuentra con condiciones nuevas en los diferentes procedimientos de construcción de circuitos integrados (técnicas de película delgada y de película gruesa e integración monolítica) que se tienen que tener en cuenta por razones técnicas y económicas. Estas condiciones se cumplen fácilmente para el caso de técnicas digitales. Sin embargo, en otras áreas de la electrónica y las comunicaciones se tienen que encontrar nuevos procedimientos. Una restricción fundamental en los circuitos integrados es que no se pueden construir inductancias más allá de un determinado límite. Por esto muchos circuitos LC, es decir, con inductancias y condensadores se han reemplazado por circuitos RC, en los que las secciones de selección de frecuencia y tiempo se construían con resistencias y condensadores. Un ejemplo típico lo constituye un diseño para los receptores de frecuencia modulada que se está usando desde hace algún tiempo en un amplificador de frecuencia intermedia monolítico para receptores de televisión en la fábrica de semiconductores de ITT Intermetall [1, 2].

Sin embargo, en muchos casos tampoco se pueden utilizar los circuitos RC. En efecto, únicamente los condensadores hasta 100 pF se pueden producir económicamente en los circuitos integrados, y los circuitos de película delgada o gruesa también son más caros cuando se incluyen condensadores. De aquí, el problema de encontrar circuitos selectivos, de tiempo o de frecuencia sin emplear inductancias ni condensadores.

Cuando se intentan sustituir los condensadores, las inductancias, o los resonadores mecánicos, se debe recordar muy claramente sus propiedades particulares que hacen que cumplan su función. La propiedad común es su capacidad de almacenar cargas eléctricas (energía potencial); las inductancias almacenan energía magnética y los resonadores mecánicos almacenan alternativamente energía cinética y potencial.

De todo esto se desprende la pregunta de si es posible con semiconductores obtener algún efecto de almacenamiento mayor que el que se consigue en la pequeña capacidad entre electrodos. De hecho, en los semiconductores existe un efecto de almacenamiento de cargas que es el causante de un tiempo de almacenamiento más bien indeseable. Es posible aprovechar esta propiedad del tiempo de almacenamiento en circuitos adecuados de forma que se pueda construir un circuito selector de tiempo o frecuencia sin utilizar un condensador o una bobina. A este tipo de circuito se le ha dado el nombre abreviado de "circuito RS" para distinguirlos de los LC y RC. La letra S proviene de la inicial de "storage" (almacenamiento) y la letra R es la inicial de resistencia. Antes de entrar en la descripción de los tipos principales de circuitos, en la próxima sección se explicará el concepto del tiempo de almacenamiento.

2. El tiempo de almacenamiento

En la parte izquierda de la figura 1 está representado un circuito con un transistor que permite alcanzar un tiempo de almacenamiento bastante grande. En la figura (a) tenemos la tensión U_1 aplicada al conmutador y en la parte (b) la tensión U_2 , que aparece en el colector del transistor. Como se desprende de la figura, circula una corriente desde el terminal positivo del voltaje de suministro de tensión hacia la base a través del conmutador S y de la resistencia de 4 Kohms. Esta corriente es mucho mayor que la necesaria para saturar el transistor. Durante este tiempo aparece una tensión muy cerca de cero en el colector. Cuando se cambia el conmutador a la tensión de 0,4 voltios, el transistor no se corta inmediatamente. Únicamente después de que el tiempo de almacenamiento t_s haya pasado, la tensión del colector aumenta con relativa rapidez hacia un valor positivo durante un tiempo t_f . Con la ayuda del potenciómetro P es posible aumentar considerablemente la "corriente de limpieza" que circula desde la base durante el tiempo t_s . Variando la tensión de corte hacia valores negativos se puede disminuir sustancialmente el tiempo t_s . En otras palabras, si el circuito está diseñado adecuadamente el efecto de almacenamiento se puede variar externamente variando la tensión.

Hace algún tiempo que ya se realizaron circuitos en los que se utilizaba el tiempo de almacenamiento de los semiconductores. Por ejemplo en 1956, se desarrolló un amplificador de impulsos [3] en el que se utilizaban los diodos con tiempo de almacenamiento como componente amplificador en lugar de las válvulas (en esa época no existían transistores de alta frecuencia). Por otra parte se sabe bien que los diodos con tiempo de almacenamiento definido se podían utilizar junto con los circuitos resonantes LC (para la multiplicación de frecuencias). Como se puede ver este circuito se desarrolló para resolver problemas diferentes en los que no se pueden sustituir fácilmente las inductancias y los condensadores.

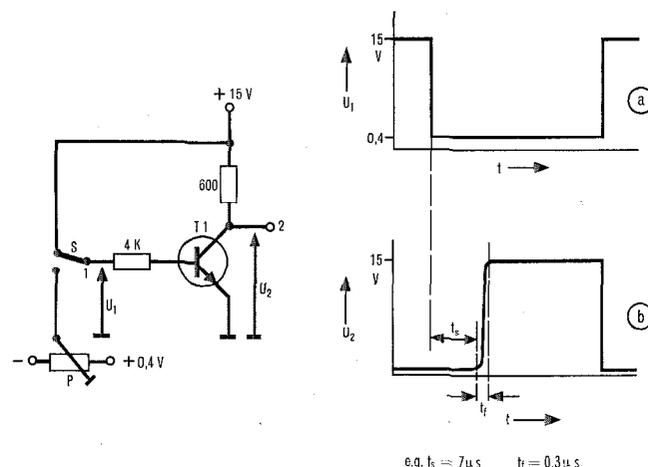


Fig. 1 Efecto del tiempo de almacenamiento.

3. Oscilador RS modulado en frecuencia

Se puede conseguir un oscilador RS conectando tres etapas a transistor en cascada con un tiempo de almacenamiento que, progresivamente aumenta. En este caso se consigue el aumento del tiempo de almacenamiento por medio de la construcción adecuada del circuito, lo que se conseguirá haciendo tan grande como sea posible la relación entre la corriente de base en el estado de conducción del transistor y la corriente de base (corriente de limpieza) inmediatamente después de la transición de la tensión U_1 a los valores negativos. En la figura 2 tenemos el diagrama del circuito y las tensiones en los puntos a, b y c en función del tiempo. Se puede observar de estos diagramas que se generan impulsos como los de una corriente trifásica. Si, por ejemplo, la tensión disminuye en el punto a, la tensión en el punto b, comienza a subir únicamente después de un tiempo de almacenamiento t_s . A causa de la subida de tensión en el punto b, la tensión en el punto c disminuye casi simultáneamente. El salto de tensión negativo en el punto c produce una subida de tensión en el punto a después de que haya pasado el tiempo t_s . El tiempo de almacenamiento de los tres transistores y como consecuencia la frecuencia del oscilador se puede variar en un amplio margen de 1:40 con el potenciómetro que se usa en el circuito. Con los componentes que se ven en los circuitos del diagrama la frecuencia del oscilador varía entre 60 KHz y 2,5 MHz. Cuando las resistencias de acoplamiento en este circuito se remplazan por transistores en colector común con resistencias de emisor bastante grandes, la relación de las corrientes de base de los transistores con tiempo de almacenamiento, se puede aumentar y como consecuencia el tiempo de almacenamiento aún más. Por este procedimiento se pueden conseguir frecuencias de oscila-

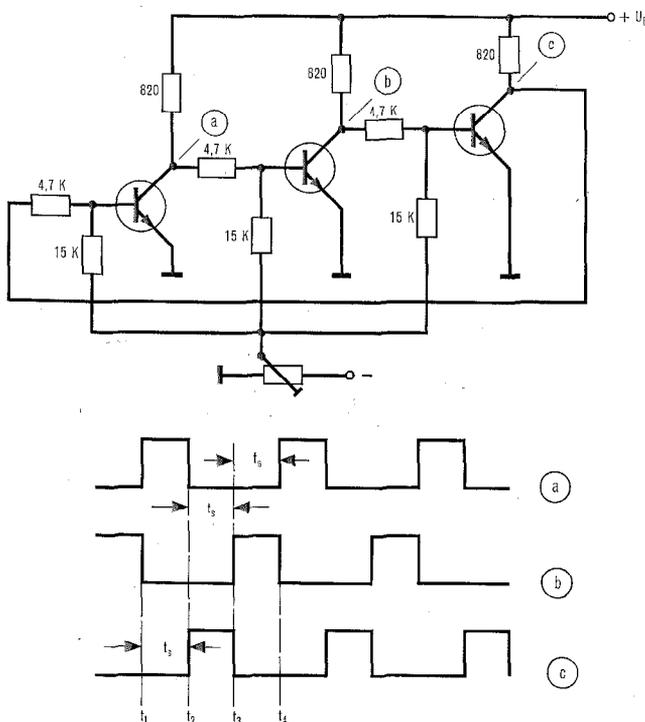


Fig. 2 Oscilador de tiempo de almacenamiento (frecuencia 60 kHz — 2,5 MHz).

ción, hasta de 12 KHz. Introduciendo una tensión alterna de baja frecuencia en la tensión de polarización de base que se aplica al potenciómetro, el oscilador se hace modulado en frecuencia. Si este oscilador viene seguido de una etapa adicional de la misma clase, pero que sin embargo no está incluida en la etapa de realimentación del oscilador, y si únicamente la tensión de polarización de base de esta etapa está superpuesta con una baja frecuencia, se puede obtener una señal de impulso modulada en fase o en anchura de impulsos a la salida de esta última etapa.

4. Discriminador del tiempo de almacenamiento con pendiente muy abrupta

Existen también aplicaciones en las redes pasivas donde los circuitos resonantes se pueden reemplazar utilizando el efecto del tiempo de almacenamiento. Un primer ejemplo de esta clase es un discriminador, que se distingue por su característica muy pronunciada, de forma tal que solo se podía conseguir con circuitos resonantes. La parte superior de la figura 3 nos muestra la característica del discriminador de un detector convencional con componentes LC, mientras que en la parte inferior tenemos en línea gruesa la característica de un discriminador de tiempo de almacenamiento. Con objeto de poderles comparar se muestra en la figura la característica de un discriminador (línea de puntos) realizada con técnicas RC. Se puede ver que dentro del margen de funcionamiento es comparable a un detector de relación. Fuera del margen de funcionamiento la tensión no vuelve al valor medio, pero los valores extremos se mantienen. Esta propiedad es muy útil porque permite la resintonía automática del discriminador, por lo que las tolerancias y las dependencias con la temperatura se eliminan del tiempo de almacenamiento en un gran margen.

Se comprenderá mejor el funcionamiento del discriminador con ayuda de las figuras 4 y 5. En la figura 4a tenemos la tensión de entrada del discriminador. En la figura 4b tenemos la tensión de salida de la etapa con tiempo de almacenamiento. En este caso el tiempo de almacenamiento es tan largo que en el colector sola-

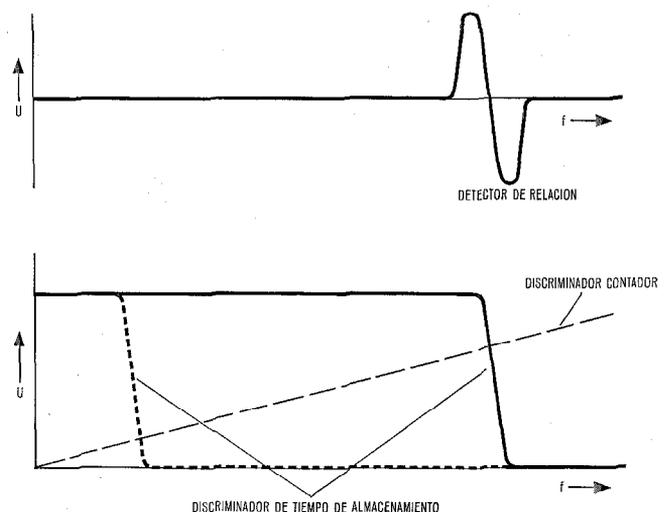


Fig. 3 Características de diferentes discriminadores.

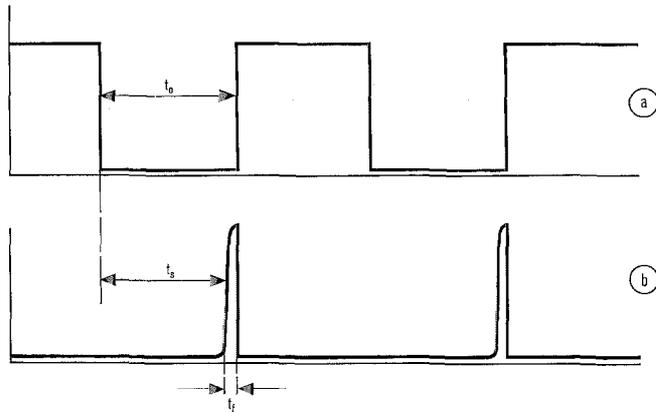


Fig. 4 Funcionamiento del discriminador.

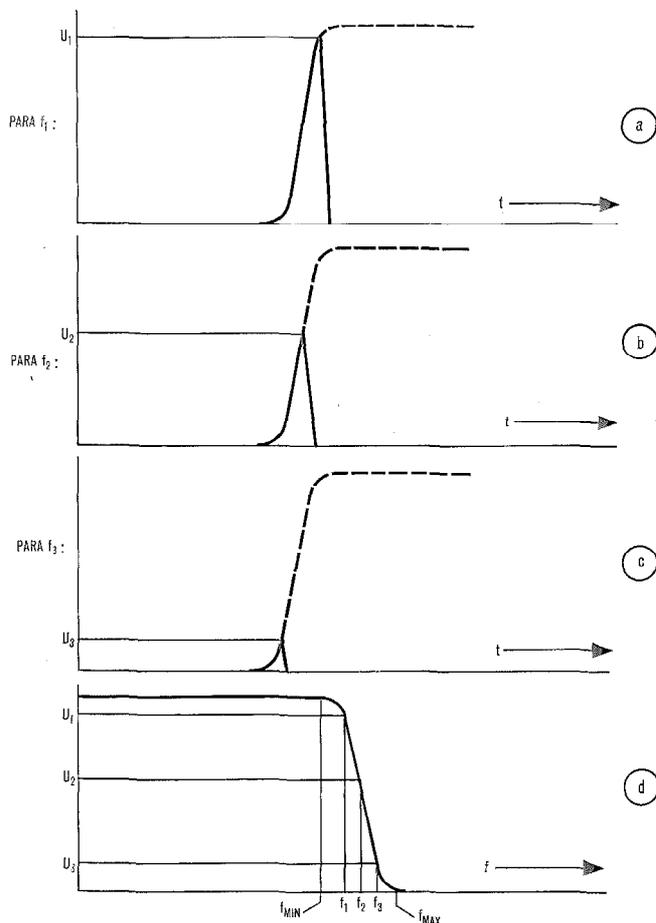


Fig. 5 Funcionamiento del discriminador.

mente aparece un impulso muy estrecho. Cuando aumenta la frecuencia disminuirá el período t_0 de la tensión de entrada (Fig. 4a). Dentro de un estrecho margen de frecuencias y a causa de la longitud finita de t_f disminuirá la amplitud del impulso estrecho hasta que desaparezca completamente a una determinada frecuencia de corte.

En la figura 5 están representados ampliados los impulsos para tres frecuencias diferentes. Se ve fácilmente que no desaparece de repente sino que existe una zona de transición entre las frecuencias f_{min} y f_{max} . En las tres primeras figuras a, b y c tenemos representada la función

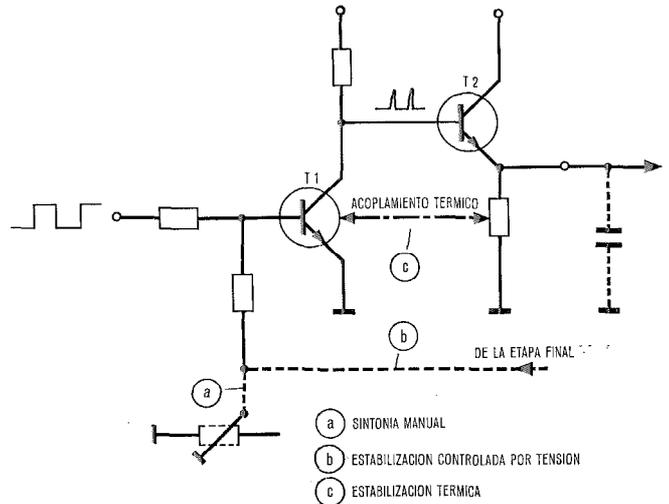


Fig. 6 Esquema del circuito del discriminador.

del tiempo del impulso estrecho y en la figura d la función de la frecuencia, es decir la característica del discriminador.

En la figura 6 tenemos un circuito discriminador por tiempo de almacenamiento, en el que se utiliza una rectificación del tipo de pico. Se necesita también un condensador que se cargue a la salida. Como normalmente se usan frecuencias altas de portadora, normalmente basta como capacidad la del amplificador de baja frecuencia siguiente. T_1 es el transistor que tiene tiempo de almacenamiento. El impulso estrecho aparece en el colector y es rectificado en el transistor T_2 . Al mismo tiempo el transistor T_2 funciona como un transformador de impedancias; su señal de salida es el voltaje discriminador.

La frecuencia de sintonía del discriminador se puede variar considerablemente, por ejemplo variando la polarización de T_1 se pueden conseguir variaciones de $1/20$. Se puede proporcionar una sintonía manual como indica (a), que sin embargo no es práctica. Se puede conseguir una estabilización automática actuando sobre la tensión de control (b). Esta tensión de control se puede obtener de la salida de un amplificador de baja frecuencia sin transformador acoplado directamente a la salida del discriminador. Una desviación del punto de funcionamiento del discriminador producirá un cambio en la corriente continua de la etapa final. Esta desviación de la tensión se transmite al transistor T_1 a través de la línea b) de manera que se resintoniza el tiempo de almacenamiento. Esta realimentación nos permite obtener una gran estabilidad contra las variaciones de la temperatura, las variaciones de la frecuencia, etc. El discriminador se sintoniza automáticamente a la tensión de entrada dentro de un margen de variación de $1/20$. En el circuito de prueba real el discriminador se sintonizó automáticamente cuando se cambió bruscamente la frecuencia de 60 KHz a una de 1 MHz. La versión que se indica con la letra (c) es la de menor esfuerzo y desde luego la más elegante. En este caso la sintonía automática se consigue por medio de un acoplamiento térmico entre la resistencia de salida y el transistor T_1 con tiempo de almacenamiento. Aunque esta solución sólo compensa en un margen de $1/2$, es sufi-

ciente para los casos prácticos. Este tipo de acoplamiento térmico se puede conseguir fácilmente en un circuito integrado.

El discriminador de tiempo de almacenamiento como se ve en la figura 6 puede demodular lo mismo señales moduladas en frecuencia que señales moduladas por ancho de impulsos. Si, en el caso de una señal modulada en frecuencia se presenta algún impulso parásito modulado en anchura, tiene que existir un dispositivo limitador de anchura antes del circuito discriminador. Este limitador también se puede realizar fácilmente por medio de la técnica RS sin condensadores. El impulso que se tiene que suprimir se aplica a un transistor con tiempo de almacenamiento constante y la salida de esta etapa se mezcla con la señal de entrada en una puerta Y. La señal de salida del circuito Y proporciona un impulso cuya longitud es igual al tiempo de almacenamiento del transistor, y su frecuencia idéntica a la de la señal original.

5. Un paso banda de impulsos por medio de la técnica RS

La propiedad característica de un circuito resonante LC es su capacidad para separar señales de distintas frecuencias. Como el tiempo de almacenamiento no produce almacenamiento lineal no es posible separar simultáneamente señales sinusoidales superpuestas por medio de circuito RS. Sin embargo, los impulsos de diferentes frecuencias que llegasen sucesivamente se pueden separar muy fácilmente.

Como se ve en la figura 7 es relativamente muy sencillo obtener un paso banda sintonizable para señales en forma de impulsos. Para conseguirlo no se debe conectar el rectificador a continuación del transistor con tiempo de almacenamiento T_1 , sino un segundo transistor T_2 con un tiempo de almacenamiento; que debe ser mucho mayor que el del primero.

En la figura 8 se indica el funcionamiento de este tipo de paso de banda. La parte inferior de la figura representa la característica de amplitud del impulso estrecho. La segunda etapa con el tiempo de almacenamiento más largo utiliza la propiedad de que el tiempo de almacenamiento depende de la amplitud de la señal de entrada. Para frecuencias inferiores a f_1 los impulsos tendrán la amplitud completa U_1 de forma que el segundo transistor con el tiempo de almacenamiento mayor conduce con-

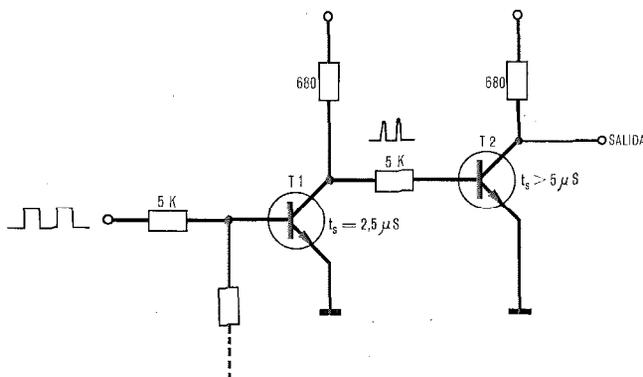


Fig. 7 Paso de banda de impulsos para 200 . . . 210 KHz.

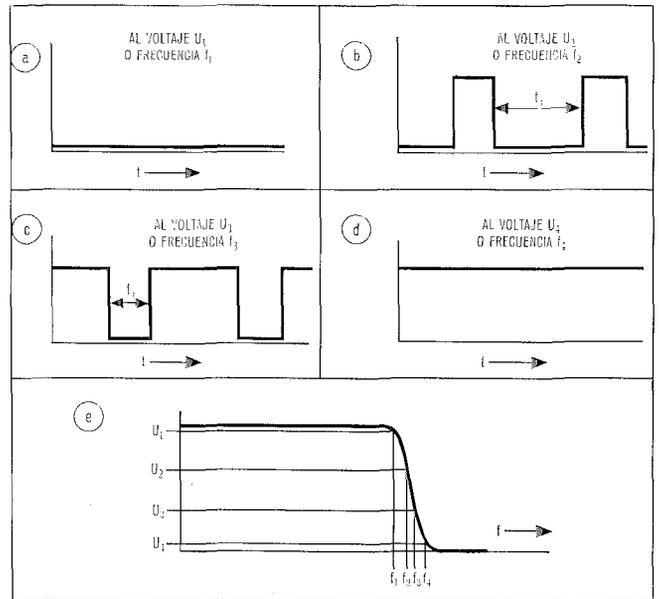


Fig. 8 Funcionamiento del paso-banda de impulsos.

tinuamente (figura 8a). Para las frecuencias f_2 y f_3 los impulsos estrechos tendrán respectivamente las amplitudes U_2 y U_3 de forma que la tensión de salida del transistor tendrá la amplitud total. Sus valores medios de tiempo dependen de las amplitudes respectivas (Figs. 8b y 8c). Para frecuencias superiores a f_4 los impulsos se hacen muy pequeños y llegan a desaparecer completamente de forma que el transistor estará continuamente abierto (Fig. 8d). Únicamente con señales de entrada en el margen de frecuencias entre f_1 y f_4 aparecerán impulsos a la salida.

El mismo circuito se puede usar como discriminador si la señal de salida alimenta a un amplificador de alta frecuencia con una anchura de banda tan estrecha que se suprima la componente de radio frecuencia. Como se puede ver en el circuito de la figura 8, el valor medio de los impulsos de salida (y no sus valores de pico) varía con la frecuencia, no se necesita en este circuito la rec-tificación de pico.

6. Aplicaciones posibles de los circuitos RS

Conectando un gran número de circuitos con tiempo de almacenamiento en cascada, lo que es factible económicamente con la técnica de los circuitos integrados, se puede obtener una línea de retardo, que hasta ahora se han construido con cadenas de circuitos LC o como líneas de retardo ultrasónicas. Las líneas de retardo construidas con circuitos con tiempo de almacenamiento tienen la ventaja sobre las convencionales de que se puede variar el retraso electrónicamente variando el tiempo de almacenamiento lo que permite que se pueda estabilizar. En este tipo de cadenas de transistores, el primero, el tercero, el quinto y todos los impares retrasan el borde posterior del impulso, mientras que los transistores pares retrasan el borde anterior. Procurando que el retraso de dos transistores consecutivos sea el mismo, los impulsos serán de la misma longitud después de cada dos etapas. Sin em-

bargo en una de estas conexiones en cascada no se debe esperar que las tolerancias de cada etapa en lo que se refiere al tiempo de almacenamiento sean idénticas. Por lo que es posible que el impulso después de un cierto número de etapas se haga muy estrecho y llegue incluso a desaparecer. Para evitar este efecto indeseable el acoplamiento térmico permite una cierta compensación. Si los impulsos son de una duración muy corta en una etapa de la cadena la resistencia de carga correspondiente se calentará más. Cuando sube la temperatura se puede compensar el tiempo de almacenamiento del transistor correspondiente para que se corrija la estrechez del impulso. De todo esto se deduce que se pueden construir cadenas muy largas con la técnica de los circuitos integrados sin tener que preocuparse por la posibilidad de que los impulsos desaparezcan.

Si se conecta a la salida de un biestable una cadena de dos etapas de tiempo de almacenamiento y la señal de salida se conecta a la entrada del biestable, el circuito completo actúa como un multivibrador monoestable, que normalmente necesita como mínimo un condensador. En este caso el impulso de salida de las dos etapas de tiempo de almacenamiento cambia el estado del biestable a su estado primitivo. Si uno de los dos transistores del biestable se construye ya como una etapa con tiempo de almacenamiento, se puede construir un monoestable solamente con tres transistores y sin ningún condensador. Este monoestable se puede sintonizar o modular en un amplio margen variando la tensión de polarización de las etapas con tiempo de almacenamiento.

Por último describiremos un circuito relacionado con la técnica de televisión. En la figura 9 tenemos la segunda etapa de un separador sincrónico convencional de amplitud. En este tipo de separador los impulsos de sincronismo de línea se convierten en dobles impulsos por el circuito resonante, mientras que los verticales son separados por medio de dos circuitos RC con condensadores relativamente grandes, lo que significaría que no se puede utilizar la técnica de los circuitos integrados. Este último circuito también se puede integrar totalmente utilizando los transistores con tiempo de almacenamiento aumentado.

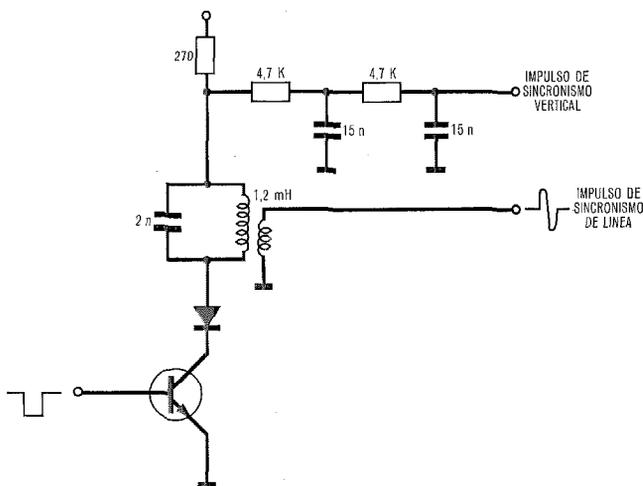


Fig. 9 Filtro convencional de amplitud.

En la figura 10a tenemos un circuito de esta clase. Los impulsos negativos que llegan de la primera etapa del separador sincrónico, que no está indicado en la figura, atacan al transistor T_1 que tiene un tiempo de almacenamiento marcadamente superior a la longitud de estos impulsos. La consecuencia es que no aparecen a la salida impulsos de sincronismo de línea. Sin embargo los impulsos de sincronización vertical si pueden pasar porque tienen una anchura mucho mayor. También se aplican los impulsos de entrada a una etapa inversora T_2 con lo que los impulsos aparecerán en su colector positivos, como se indica en la figura 10b. La etapa T_3 trabaja con tiempo de almacenamiento. Sus impulsos de salida son de doble longitud (Fig. 10c). La red de resistencia $R1/R2$ suman los dos impulsos con una relación de amplitudes tal que la forma del impulso resultante sea la de la figura 10d.

Finalmente, la figura 11 nos muestra la variación con la temperatura del tiempo de almacenamiento. Como puede verse es bastante lineal lo que permite conseguir compensaciones muy aproximadas con la temperatura. En otros casos distintos se puede utilizar deliberadamente esta dependencia lineal de la temperatura.

7. Conclusiones

En esta revisión se han discutido un grupo muy reducido de circuitos RS. Pero se ha demostrado que es posible realizar circuitos para determinadas aplicaciones sin condensadores y sin gran esfuerzo. Las medidas que se han realizado en la fábrica de semiconductores Intermetall de ITT han demostrado que la dispersión de valores de los tiempos de almacenamiento es mucho menor que la dispersión de los valores de la ganancia del transistor en los transistores del mismo lote de producción. También es menor la dispersión de los tiempos de almacenamiento que los de la ganancia para transistores de distintos lotes. Existen algunos problemas que habrá que resolver antes de utilizar la técnica del tiempo de almacenamiento en los circuitos integrados monolíticos. En los circuitos de película delgada y de película gruesa ya es posible

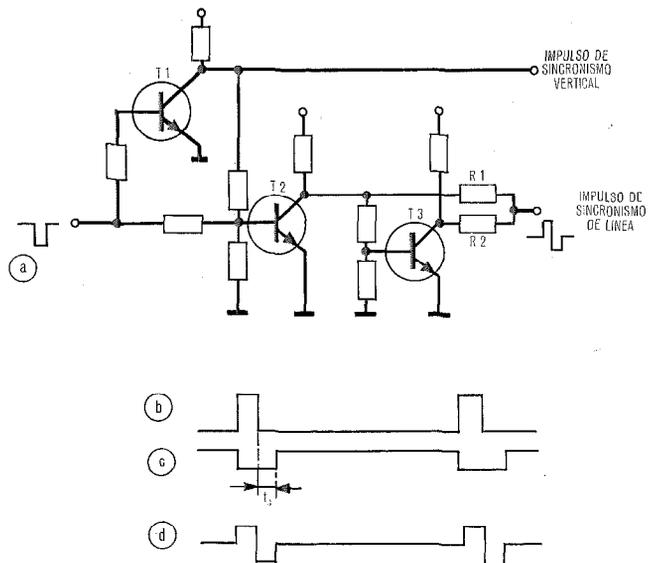


Fig. 10 Nuevo filtro de amplitud.

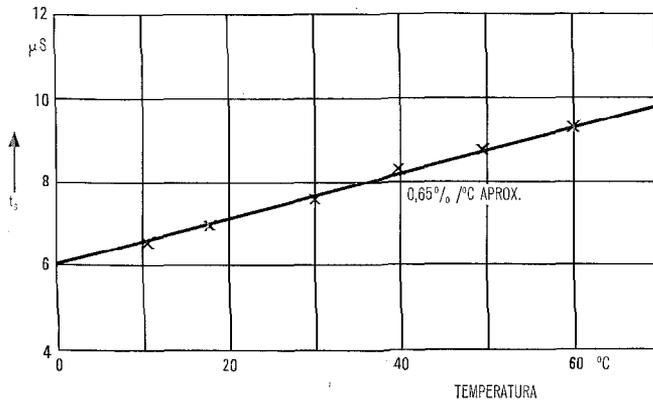


Fig. 11 Dependencia de la temperatura.

por el contrario utilizar esta técnica. En algunas aplicaciones el uso de este tipo de circuitos tiene algunas ventajas adicionales, que justifican su uso aún en el caso en el que la eliminación de las bobinas y los condensadores no sean de interés primordial. Por ejemplo el discriminador RS, a causa de su característica fuera de la zona de trabajo escarpada, es de interés primordial en algunos

casos de ingeniería de control donde la característica no debe tener una inclinación que se oponga a la pendiente del borde de trabajo; esto ocurre por ejemplo en los detectores de radio, y en aquellos casos donde sea necesario conocer la dirección de desintonización aunque esté alejada de la banda de trabajo.

Se tiene la intención de discutir posteriormente con más detalle otros circuitos RS que puedan tener un interés práctico.

Referencias

- [1] G. G. Gassmann: Ein neues Empfangsprinzip für FM-Empfänger mit integrierter Schaltung. Radio Mentor Electronic 32 (1966), n° 6, págs. 512—518.
- [2] H. Mosel: Integrierbarer Ton-ZF-Teil eines Fernsehempfängers. Funktechnik 21 (1966), n° 19, págs. 680—682.
- [3] German Patent 1 045 454.

Gerhard-Günter Gassmann nació en Braunschweig, Alemania, en 1925. Se graduó en la Staatliche Ingenieurschule Wolfenbüttel.

Desde 1950 a 1954 trabajó como ingeniero de desarrollo en Körting radio company y desde 1954 a 1958 fué responsable del desarrollo de equipos de televisión. En 1959 se incorporó a Standard Elektrik Lorenz, donde es jefe del laboratorio central de aplicaciones de semiconductores, tubos y elementos de radio y televisión en la División de Componentes.

Standard Elektrik Lorenz AG

Artículos

- Best, G., Relais der Nachrichtentechnik, Begriffe, Elektronorm, 22 (1968) 8, págs. 397—402.
- Ebert, D., Telemetriesysteme für die Raumfahrt, Luftfahrttechnik—Raumfahrttechnik, 14 (1968) 9, págs. 221—225.
- Ebert, D., The new Doppler VOR, Journal of Airtraffic Control, Julio (1968), págs. 36—39.
- Ehlermann, B., Elektromechanische Bauelemente für elektronische Einrichtungen, Steckverbindungen, Elektronorm 22 (1968) 8.
- Rupp, H., Die Nachrichtensatellitentechnik als Ergänzung und zukünftige Konkurrenz zur herkömmlichen Übertragungstechnik (1. Teil), Der Ingenieur der Deutschen Bundespost 17 (1968) 4, págs. 116—122.

Comunicaciones

- Adler, E., Differenzverstärker, Operationsverstärker und Komparatoren mit integrierter Schaltungen, Technische Akademie Esslingen, 18 Octubre 1968.
- Balkow, J., Aktive nichtlineare Bauelemente — Anzeigeelemente — Stromversorgungsgeräte, VDI Bildungswerk, Düsseldorf, 17 y 18 Septiembre 1968.
- Becker, L., Verfahren zur Übertragung digitaler Nachrichten über Pulsmodulations-Übertragungssysteme, Deutscher Tag der NATO, Bruselas, 17 Septiembre 1968.
- Becker, D., Elektrische Eigenschaften von Bauweisen für schnelle Digitalschaltungen, NTG-Diskussionssitzung. Stuttgart, 7 y 8 Octubre 1968.
- Buchmann, G., Dimensionierung transformatorloser NF Endstufen, Technische Akademie Esslingen, 16 Octubre 1968.
- Deubert, K., Dimensionierung von Ablenkstufen in Fernsehen und Farbfernsehern, Technische Akademie 17 Octubre 1968.
- Deubert, R. y Schulz, P., Ein kombinierter Pal/Secam-Decoder für Heimempfänger, Fernsehtechnische Gesellschaft, Sarrebruck, 8 Octubre 1968.
- Dietrich, W., A classification method character recognition, Tagung Pattern Recognition, Delft, Holanda, 13 al 15 Agosto 1968.
- Gassmann, G. G., Neue Wege der Schaltungstechnik für die Integration, Technische Akademie Esslingen, 18 Octubre 1968.
- Gehrke, H., Der Variokoppler, ein neuartiges Schaltungselement für die aktive Reserveschaltung von TV-Großsendern, Fernsehtechnische Gesellschaft, Sarrebruck, 7 Octubre 1968.
- Gerlach, A., Dimensionierung von Schaltungen mit Z-Dioden, Technische Akademie Esslingen, 17 Octubre 1968.

Keller, H., Dimensionierung von Schaltungen mit Kapazitätsdioden, Technische Akademie Esslingen, 17 Octubre 1968.

Mantel, H. y Wozny, H., Abbreviated Dialling and its probable efficacy derived from records of Telephone Users, IVth International Symposium on Human Factors in Telephony, Bad Wiessee, 23 Septiembre 1968.

Martin, G., Eine Matrix zur Verdrahtung von Integrierten Schaltungen, Nachrichtentechnische Gesellschaft, Stuttgart, 8 Octubre 1968.

Mosch, R., Die Fernsprechvermittlungstechnik auf dem Wege zur Elektronik, Verband Deutscher Postingenieure, Hambourg, 15 Octubre 1968

Mosel, H., Feldeffekttransistoren, Technische Akademie Esslingen, 18 Octubre 1968.

Mosel, H. y Saur, H., Modernes Schaltungskonzept für den Hochfrequenzteil eines Farbfernsehempfängers, Fernsehtechnische Gesellschaft, Sarrebruck, 8 Octubre 1968.

Niediek, H. H., Digitale Schaltungen in integrierter Technik, Technische Akademie Esslingen, 18 Octubre 1968.

Oden, H., Man and the Telephone, IVth International Symposium on Human Factors in Telephony, 27 Septiembre 1968.

Ohlhauser, T., Dimensionierung von Hochfrequenzschaltungen mit bipolaren Transistoren und Feldeffekttransistoren, Technische Akademie Esslingen, 16 Octubre 1968.

Rupp, H., Vielfachzugriff zu Fernmeldesatelliten im Zeitmultiplex, Verband Deutscher Elektrotechniker, Berlin, 24 Septiembre 1968.

Scheible, F., Dimensionierung Rausch- und klirrarmer Verstärker, Technische Akademie Esslingen, 17 Octubre 1968.

Schmitz, W., Spurplan-Stellwerk — Gleisstromkreise, Achszähler, Indusi — Spurplantechnik, Haus der Technik, Budapest, 17 y 18 Julio 1968.

Schmoll, S., Dimensionierung aktiver Netzwerke, Technische Akademie Esslingen, 17 Octubre 1968.

Schneider, M., Die Nebenstellenanlage Herkomat — Möglichkeiten moderner Fernsprechtechnik, Deutsche Industrieausstellung Berlin, 30 Septiembre 1968.

Siebel, K. D., Dimensionierung digitaler Schaltungen, Technische Akademie Esslingen, 18 Octubre 1968.

Zeidler, G., Optimization of Operational Steps and Instructions for Novel Telephone Facilities Demonstrated at the Abbreviated Dialling Feature, IVth International Symposium of Human Factors in Telephony, Bad Wiessee, 23 al 27 Septiembre 1968.

Intermetall

Artículos

- Micic, L., Preselection Circuits with Tuner Diodes, IEEE Transactions on Broadcast and TV Receivers, Julio 1968.
- Novotny, I., AA 143 — Germanium-Golddrahtdiode für Ratiotektoren und Video-Demodulatoren, Funk-Technik, número 13, Julio 1968.

Uhlmann, S., Spannungs-Stabilisierung mit Integrierten Schaltungen, Bauelemente der Elektrotechnik, número 15, Agosto 1968.

Bell Telephone Manufacturing Company

Artículo

Schepens, Ch., De chromadecodering, (Chromadecoding), Het Ingenieursblad, 1º Septiembre 1968.

Comunicaciones

- Adelaar, H. H., The Use of Computers in Telecommunication Engineering, Technological Institute of Twente, Hollande, Summer Course organised by the Royal Dutch Institute of Engineers, 6 Junio 1968.
- Adelaar, H. H., The 10-C, a Stored-Program Controlled Reed-Switching System, IEEE International Conference on Communications, Filadelfia, Pensylvania, 12—14 Junio 1968.
- d'Haens, J., Cleaning of Printed Circuit Boards before Soldering, Inter Nepcom 68, Brighton, Inglaterra, 8 Octubre 1968.
- Provoost, R., De Organisatie van een bedrijfsgeneeskundige dienst, (The Organisation of a Service for Industrial Medicine), Universidad de Lovaina, 7 Marzo 1968.
- Sorber, S., Modern Personeelsbeleid in de Privé-Industrie, Modern Personnel management in Industry), Universidad de Lovaina, 28 Marzo 1968.
- Van Gils, T., Neue Bauelemente in der Vermittlungstechnik, (Das elektronische Vermittlungssystem 10-C), ISKA-ITT Symposium, Belgrado, 10—11 Junio 1968.
- Van Goethem, J., The 10-C System for Handling Toll and Transit Telephone Traffic, Bi-annual meeting of the Norwegian Telephone Engineers, Beitostølen, Noruega, Junio 1968.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques

Artículo

Benmussa, M., Charransol, P., Delaigne, S. y Erkel, J., Multienregistreur téléphonique CT 21, Commutation et Electronique, número 22, Julio 1968.

Laboratoire Central de Télécommunications

Comunicación

Desauty, J., Statistique et Fiabilité, Océanique, Chartres, 23 Julio, 1968.

Le Matériel Téléphonique

Artículo

Munier, R. y Bunelle, J. C., Le centre de transit urbain Bobillot, Commutation et Electronique, número 22, Julio 1968.

Standard Telecommunication Laboratories

Artículos

Lees, J. y McCartney, J. H., Single Crystal Measurements and Stress Difference in Solid Pressure — Transmitting Media, British Journal of Scientific Instruments (J. Physics E) Volumen 1 (1968), pág. 911.

Wright, E. P. C., The Integration of Telecommunication Networks, ITT Transmission Symposium, Moscú, 20—27 Noviembre 1968.

Wright, E. P. C., The Determination of the Quality and Service Requirements for

Telephone Systems, 4th Symposium on Human Factors in Telecommunication, Munich, Septiembre 1968.

Comunicaciones

Driver, M. C., An Energy Resolving Detector for the Scanning Electron Microscope, Scanning Electron Microscopy Conference, Cambridge University, Royaume-Uni, 8—10 Julio 1968.

Mash, D. H., Thin Silicon Device Technology, Solid-State Devices Conference, Manchester, 3—6 Septiembre 1968.

Newell, A. F., Spectral Analysis using a Filter Bank and PDP8 Computer, IEE Colloquium "Some Aspects of Speech Recognition for Man-Machine Communication", Londres, 23 Abril 1968.

Shemer, R. A., A Hybrid-Mode Modulator Computing System, I. F. A. C. International Pulse Symposium, Budapest, Abril 1968.

Fabbrica Apparecchiature per Comunicazioni Elettriche Standard

Comunicaciones

Fantozzi, C., Digital multiplex for 96 telephonic channels, Seminar on PCM higher

order multiplex system, Istituto Superiore PT, Roma, 24—25 Septiembre 1968.

Treves, S., Some aspects of the integration concept in digital telecommunication, Seminar on PCM higher order multiplex systems, Istituto Superiore PT, Roma, 24—25 Septiembre 1968.

International Telephone and Telegraph Corporation

Comunicación

Post, G., Hospital Automation with Emphasis on Bedside Displays and Computer Applications, New York Chapter of Group on Engineering in Medicine and Biology of the Institute of Electrical and Electronics Engineers, 26 Septiembre 1968.

ITT Defense Communications Division

Comunicación

Glomb, W. L., Recent Advances in Commercial Communication Satellites, Space Communication Lecture Series, University of California, Los Angeles, California, 16 Julio 1968.

Nuevas Realizaciones

Radioenlace de microondas para Chile.

Un sistema de radioenlaces para telefonía, telex y televisión que fué instalado por Standard Elektrik Lorenz entre Santiago y Concepción, ha sido extendido de Chillan a Termuco, 200 km de distancia.

La red de radioenlaces de Chile opera en la banda de 4 GHz, utiliza equipo similar al destinado al German Federal Post Office, y puede transmitir 960 canales telefónicos simultáneos o un programa de televisión. El gran número de circuitos disponibles es un requisito básico para el discado directo del abonado sobre la línea, que es uno de los objetivos de la Chilean State Telecommunication Authority, ENTEL, compañía que explota el sistema.

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania

Entrada en servicio de una central pentaconta en Honduras.

Una central telefónica pentaconta de 4000 líneas, desarrollada e instalada por Bell Telephone Manufacturing Company, fué puesta en servicio con todo éxito en San Pedro Sula, Honduras.

La ceremonia de inauguración fué presidida por un delegado del Presidente de Honduras, el director de Telecomunicaciones, funcionarios del gobierno, el alcalde de San Pedro Sula, miembros del cuerpo diplomático y varias otras personalidades.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

Sistema de portadoras transistorizado de tres canales.

Standard Eléctrica, S.A., ha desarrollado un sistema de portadoras de tres canales por línea aérea que cumple con las recomendaciones del CCITT. El equipo se ha diseñado de acuerdo con la práctica de construcción de bastidores (520 mm) ISEP (International Standard Equipment Practice, norma de construcción de ITTE).

Se ha introducido la traslación de canales por doble modulación con señalización fuera de banda, utilizando un suministro de portadora común para el equipo de línea, pre-grupo y canal.

Standard Eléctrica, S.A., España

Sistema de comunicación de mensajes para las líneas aéreas portuguesas.

Transportes Aéreos Portugueses (TAP), la compañía aérea nacional portuguesa ha hecho un pedido a Standard Telephones and Cables Limited para el suministro de un sistema de comunicación de mensajes controlado por ordenador.

Basado en la central automática de datos, modelo 6300 ADX de STC, el sistema tendrá 90 circuitos de comunicaciones de doble dirección y distribuirá los mensajes a través de la red de TAP manejando información tal como reserva de asientos, detalles de planes de vuelo y previsiones meteorológicas, etc., incluyendo el tráfico mundial de la Aeronautical Fixed Telecommunication Network (AFTN) dependiente de la International Civil Air Organization (ICAO).

El sistema recibirá, procesará y transmitirá mensajes de un modo totalmente automático teniendo en cuenta los factores de disponibilidad de línea, prioridad de mensaje y conversión de formato y de velocidad.

Se obtendrá una buena confiabilidad y un funcionamiento a gran velocidad, utilizando ordenadores duales de programa almacenado de gran velocidad, uno en servicio y otro en reserva.

La instalación del sistema, el primero de su clase en Portugal, empezará este año y será operacional a principios de 1970.

Este pedido, que sigue a uno similar hecho a principios de 1968 por la Pan-American Airways, pone en evidencia la necesidad creciente de sistemas modernos de comunicaciones de mensajes a gran velocidad para operación de líneas aéreas, debido al rápido crecimiento del número de vuelos así como del aumento de carga en las redes de comunicaciones terrestres.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido
Standard Eléctrica S. A. R. L., Portugal

Equipo de radio para dos grandes barcos cargueros.

La compañía internacional Marine Radio Company, que es subsidiaria de Standard Telephones and Cables Limited, ha recibido un pedido de equipo de comunicación de un amplio margen para dos nuevos barcos cargueros de 25.000 toneladas que entrarán en servicio en 1969.

Un transmisor SR 1400-A de alta potencia y banda lateral única junto con un receptor principal para doble o simple banda lateral asegurarán la radiotelegrafía mundial y la telefonía. Las comunicaciones de corta distancia se llevarán a cabo con el moderno equipo transistorizado de VHF completamente transistorizado para 41 canales, tipo STR 60-A, completo con facilidades para control a distancia unidad telefónica principal para servicio durante el día y extensiones.

También se suministra, una posición de emergencia que consta de un transmisor de reserva de 100 vatios, tipo IMR 113, un receptor de reserva SR 401, unidad de manipulación automática y panel de control. Un receptor de autoalarma, completamente electrónico, tipo AA-104-4d se instalará montado en una mesa en la sala de radio, y un equipo de bote salvavidas completamente transistorizado SOLAS II, completarán los dispositivos de socorro.

El equipo del sistema se completa con una unidad de distribución especialmente diseñado, tipo DU1, que permite el uso de una unidad de extensión tanto para telefonía en alta frecuencia como para muy alta frecuencia, lo que permite al director desde su oficina particular hablar con sus agentes en cualquier parte del mundo.

International Marine Radio Company, Reino Unido

Terminal de comunicaciones por satélites para Indonesia.

Ha comenzado la construcción de un terminal de radio para comunicación con la serie de satélites Intelsat III.

La instalación incluirá una antena parabólica de 27 metros de diámetro, un edificio de operación y control y una planta de fuerza, estando situada a unos 129 Km al sudeste de Yakarta.

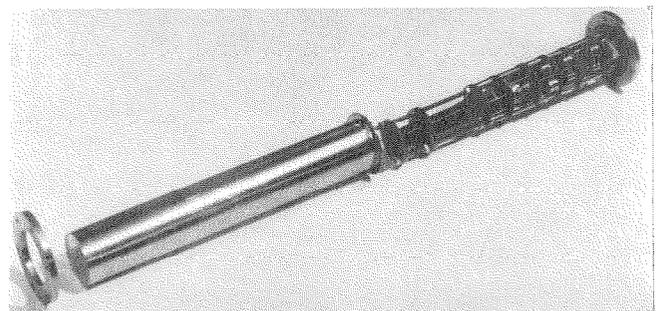
ITT Defense Communications Division,
Estados Unidos de América

Probeta de detección nuclear SG 10000-6.

La Electron Tube Division de Le Matériel Téléphonique ha completado la industrialización de una probeta de detección nuclear que se caracteriza por una corriente de consumo muy pequeña, robustez, estanqueidad y gran simplicidad de uso.

Esta probeta se alimenta de una fuente de corriente continua de 6 V. no regulada y suministra impulsos a baja impedancia (50 ohmios), de forma que el mismo cable coaxial alimenta la probeta y transmite los impulsos. Tiene aplicaciones en los campos industrial y militar donde concurren condiciones ambientales rigurosas (temperatura, humedad, vapores de sales, golpes y vibraciones) o donde se emplea personal no especializado.

Le Matériel Téléphonique, Francia



Probeta de detección nuclear SG 10000-6.

Sistema de control de trenes para la India.

La Administración de ferrocarriles de la India ha cursado un pedido a Standard Elektrik Lorenz para el suministro e instalación de un sistema de control de trenes del tipo llamado "Indusi" (control de tiempo inductivo). El sistema hay que instalarlo a lo largo de 600 km en la línea principal de Calcutta a Nueva Delhi y para automáticamente un tren si el conductor no obedece a una señal de parada, disminuyendo así el riesgo de accidente. La Administración de ferrocarriles de la India adoptó este sistema, que también se utiliza en Alemania y otros países, después de demostraciones prácticas que se extendieron a lo largo de varios meses.

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania

Sistema de alarma de incendios "Fire warden" para edificios pequeños.

El sistema de alarma de incendios "Fire warden" diseñado por la Private Communication Division de Standard Telephones and Cables Limited, ha sido creado para pequeños edificios o locales donde suficientes alarmas audibles pueden ser proporcionadas por un máximo de seis timbres.

Diseñado para máxima confiabilidad, se utilizan circuitos impresos junto con transistores y relés sellados miniatura. La unidad, que se monta en la pared, tiene las dimensiones 18,4 x 26 x 10,2 cm.

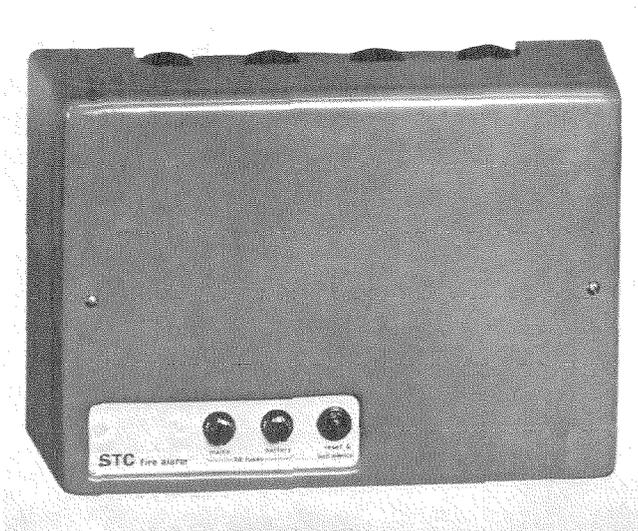
Los timbres de alarma y los detectores o puntos de llamada de alarma se alimentan de una batería sellada de 6 voltios y capacidad de 6 amperios hora, que se carga a través de la red, y está alojada en la unidad. La máxima corriente de carga de los timbres es de 0,75 amperios.

Un ajuste interno sencillo permite la operación de los puntos de alarma en circuito abierto o cerrado. Un ajuste adicional proporciona un dispositivo de bloqueo que permite utilizar detectores de calor en un sistema de circuito abierto y asegura un funcionamiento correcto en el caso de que solo se transmita una alarma muy breve.

Cuando se silencian los timbres de alarma, al apretar un botón del panel frontal, se actúa un zumbador que funciona hasta que el circuito de alarma vuelve a su condición normal.

El sistema de alarma de incendios "Fire warden" puede utilizarse en conjunción con puntos de llamada de alarma y detectores de calor automáticos de los tipos de temperatura fija y de cambio rápido, y se puede unir al sistema de la brigada local de incendios o a una máquina de marcado automático ("999") que transmite un mensaje.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido



Alarma de incendios "Fire Warden" para pequeños edificios.

Intercomunicador con altavoz tipo DIRIGENT 18-1.

A fines de 1967 SEL introdujo un nuevo sistema de intercomunicación que funciona a base de 4 hilos. El sistema es semi-electrónico y muchas funciones de los relés se controlan por medio de transistores. El relé miniatura tipo 65 de SEL se utiliza como elemento de conmutación. El sistema DIRIGENT 18-1 está basado en su construcción por bloques. Las capacidades normales son de 6 ó 18 estaciones permitiendo la ampliación por grupos de 6 de la capacidad inicial a la final. Está dispuesto para operación en sencillo o en duplex y se emplea la técnica de circuitos impresos para todas las subunidades y para interconexión.

Es importante subrayar el poco espacio que necesita y las facilidades especiales: llamada general y contestación. El amplificador simplex está provisto de un control dinámico (sin limitación).

Si se conectan al sistema más de 10 estaciones, puede suministrarse un amplificador de potencia adicional para llamada general, que se acomoda en la centralita y se alimenta por un rectificador desde la red.

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania

Detector de radiación β de baja potencia.

La Electron Tube Division de Le Matériel Téléphonique ha desarrollado un detector de radiación β de pequeña energía que se caracteriza por una gran área de detección (100 cm²). Servirá para medir trazas de contaminación radioactiva en centrales de energía nuclear o centros de investigación nuclear. El sensor, de tipo Geiger-Muller, tiene una abertura cerrada por una lámina de aluminio extremadamente delgada (10 μ m) y en su interior se ha hecho el vacío. Este dispositivo ha tenido gran aceptación en los servicios de protección de Electricité de France.

Le Matériel Téléphonique, Francia

Fuentes de alimentación estabilizadas de corriente continua.

Estabilidad, confiabilidad y flexibilidad son las principales características de una nueva gama de fuentes de alimentación estabilizadas de doble salida, diseñadas por la Rectifier Division de Standard Telephones and Cables Limited. Son muy adecuadas para equipos que requieran fuentes de alimentación de corriente continua de gran estabilidad con corrientes de hasta 5 amperios a 50 voltios.

Se dispone de unidades que pueden proporcionar corrientes de 0,5, 1, 2, 3 ó 5 amperios en cada una de sus dos salidas a voltajes, previamente seleccionados en la fábrica, de hasta 50 voltios. Normalmente se suministran en armazones de 5 tamaños diferentes, pero la construcción modular permite reensamblar las unidades acomodándolas al espacio disponible.

Los tamaños varían entre 19,4 x 11 x 12,7 cm y 40,6 x 22 x 20,3 cm con pesos de 3,2 á 17,1 Kg.

Dentro de los límites de variación de $\pm 10\%$ del voltaje de entrada, la estabilidad expresada como la relación de los porcentajes de variación del voltaje de entrada al de salida es mejor de 10 000:1 para salidas superiores a 6 voltios y 5000:1 para salidas inferiores a 6 voltios.

Las unidades se alimentan a 100—125 voltios ó 200—230 voltios de corriente alterna, de 45 á 65 Hz.

La resistencia en corriente continua de cualquier unidad no excede de un miliohmio y el rizado y ruido es de 200 microvoltios máximo pico a pico. Las unidades pueden trabajar a temperaturas ambientes de hasta 65° centígrados y tienen coeficientes de temperatura que no exceden de 0,03 % por grado centígrado.

Se utilizan semiconductores de silicio y se ha previsto protección contra las sobrecargas, pudiendo reponerse manualmente el circuito de protección. También se puede proporcionar un dispositivo de reposición automática.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Nuevas realizaciones

Cables multiconductores apantallados para una organización de investigación nuclear.

Los cables de control eléctrico utilizados por la organización europea de investigación nuclear (CERN) para interconexión de equipo eléctrico y electrónico, tienen un código especial de identificación de hilos: durante el proceso de extrusión, los hilos de diferentes colores base, se marcan también con números utilizando un código de colores.

Los números están separados 20 mm. entre sí y se obtienen utilizando tintas indelebles no conductoras que contienen colores no afectados por la luz ni por los plastificantes incorporados al aislamiento y resistentes hasta temperaturas de 60 °C. El matiz de los colores se selecciona cuidadosamente para obtener el mayor contraste posible entre el color base y el de los números impresos.

Bell Telephone Manufacturing Company ha suministrado 40 km de cables de 2 á 50 pares, y secciones de hilos de 0,25 mm² y 0,50 mm².

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

Sistemas de control de secuencias para una nueva central de energía en el Reino Unido.

El Data Systems Group de Standard Telephones and Cables Limited, ha obtenido un contrato para el suministro e instalación de sistemas de control de secuencias para la nueva central térmica de energía de Drax, que se está construyendo cerca de Selby, Yorkshire. Los sistemas de control de secuencias con relés "reed" serán similares a aquellos que también se suministrarán a las centrales de energía de Rugeley, Didcot y Dungeness B.

En Drax se instalará un control de secuencias, con dispositivos de bloqueo y de desconexión, para el arranque y parada rápida de las tres calderas de 660 megavatios, las tres turbinas (entre las mayores del mundo), para la manipulación del carbón y de las cenizas y para otra planta auxiliar.

El equipo, que utilizará relés "reed" miniatura, se ha diseñado para optimizar las condiciones de funcionamiento con carga y en vacío de las máquinas y dispondrá de un control automático para el arranque y parada de las mismas. Se comprobará automáticamente el funcionamiento correcto de cada etapa de cualquier secuencia individual antes de que se inicie la etapa siguiente. Además, se instalarán dispositivos de control que no permitan una mala operación de las máquinas, funciones fuera de secuencia o sin que se hayan establecido las condiciones previas. En el caso de fallo de alguna máquina de la planta, el equipo de desconexión iniciará una acción correctiva.

Los nuevos sistemas proporcionarán una gran protección contra los errores del operador, juntamente con seguridad personal y de toda la planta.

De construcción compacta, los sistemas utilizan tarjetas de circuito enchufables que permiten cambios en la lógica de secuencias de la planta y de la filosofía de operación.

Debido a la gran cantidad de información de cableado necesaria, se utilizarán calculadoras para facilitar el diseño y construcción de los circuitos complejos.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Nuevos modems y terminales de comunicación de datos.

En la exposición de eficacia en los negocios celebrada en Londres durante Septiembre y Octubre de 1968, se han presentado por Standard Telephones and Cables Limited los nuevos modems de datos siguientes:

- GH-2020 que funciona a 200 bits por segundo,
- GH-2021 que funciona a 600 ó 1200 bits por segundo,
- GH-2024 que transmite a 2400 bits por segundo con posibilidad de reducir a 1200 y 600 bits.

Normalmente STC está produciendo 10 000 de estos modems, utilizados para la transmisión y recepción de datos en forma de señales de tonos sobre las líneas telefónicas, para los servicios del General Post Office Datel 200, 600 y 2400.

Los visitantes pudieron también presenciar una demostración del terminal de comunicación de datos GH-210 (descrito en Comunicaciones Eléctricas, volumen 43, número 4, páginas 344—349) y un sistema de comunicación de datos de gran velocidad que opera a 840 000 bits/segundo. Este último facilita el intercambio de información entre procesadores (ver Comunicaciones Eléctricas, volumen 43, número 1, página 97).

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

El nuevo sistema Terryphone proporciona localización de personas y comunicación interior.

Un nuevo sistema de intercomunicación con altavoz, Terryphone se ha presentado recientemente por Standard Telephones and Cables Limited por su División de comunicaciones privadas.

No necesita discado y no tiene centralita interior. La cantidad de conversaciones simultáneas en el sistema depende del número de canales directos de palabra en el sistema que típicamente dispone de diez teléfonos en cada canal de conversación. Cada aparato telefónico tiene un pulsador y un altavoz. Cuando se oprime el pulsador la voz del que llama se oye en los altavoces de los restantes aparatos. La persona llamada descuelga el microteléfono del Terryphone más cercano y queda conectado inmediatamente con el que llamó. Los altavoces enmudecen entonces.

El equipo se alimenta con el suministro normal de fuerza y utiliza un amplificador modular con 18 ó 50 vatios de salida tanto para aparatos de sobremesa como murales. Pueden disponerse sistemas previamente construidos o bien ampliados por la adición de más unidades.

Los aparatos Terryphone pueden ser de sobremesa o murales; en este último caso consisten en una unidad básica de un canal a la que puede agregarse otro módulo que proporciona mayores facilidades de canales de conversación. La salida del altavoz telefónico es aproximadamente medio vatio. En el sistema se incluyen altavoces murales, cuando es necesario, con una salida ajustada según el nivel de ruidos en su emplazamiento.

Los sistemas se preparan especialmente para cumplir necesidades individuales. Una disposición típica, es la de 50 extensiones con cinco canales de conversación, pero es posible el diseño de sistemas con varios cientos de extensiones. Para hacer esto los aparatos se conectan en paralelo en cierto número de secciones, permitiendo de este modo que un edificio o sitio sea "estratificado". La comunicación dentro de cada sección opera de forma normal y el contacto entre las distintas secciones se hace por medio de un pulsador especial. Este pulsador abre la serie total de secciones para la localización y comunicación total.

También puede emplearse Terryphone para transmitir música de fondo en áreas de fabricación o para una llamada de emergencia en todas partes o solo en algunos sitios.



Equipo mural "Terryphone".

Los ejecutivos principales pueden tener su propio sistema de bucle dándoles facilidades para llamarse unos a otros al mismo tiempo que tienen acceso opcional en el sistema general.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Ayudas a la aviación en Irán.

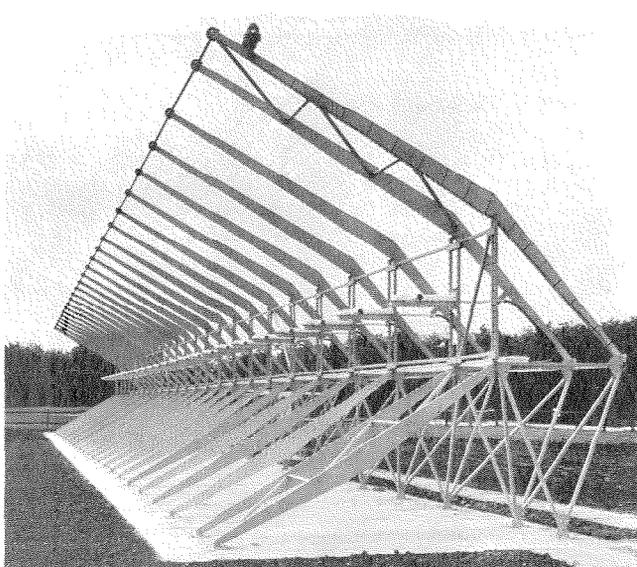
Unos equipos de ayudas a la navegación para las bases en tierra del Departamento Iraní de aviación civil, serán suministrados por Standard Telephones and Cables Limited que ha tomado parte en la oferta de un consorcio británico, llamado Irano-British Airports Consortium Limited (IBAC). El suministro comprende con instalación, 27 equipos en 20 localidades distintas en Irán, incluyendo equipo de reserva y para entrenamiento. También realizará el entrenamiento de personal del Irán.

Los cinco aeropuertos de Shiraz, Abadan, Esfahan, Tabriz y Mashad se equiparán con el sistema de aterrizaje STAN 37/38/39, capaz para una toma de tierra automática de un avión convenientemente equipado bajo circunstancias de visibilidad "cerocero". Este equipo es el primero que ha cumplido la especificación técnica del ICAO (organización internacional de aviación civil) para la categoría III del ILS (International landing system) y más de 30 sistemas se han ordenado por 20 autoridades internacionales para su instalación en los mayores aeropuertos del mundo.

También se suministran trece radiofaros omnidireccionales de VHF (VOR) utilizados por los pilotos para volar sobre una ruta seleccionada hacia la posición del radiofaro o separándose de él, siete equipos automáticos de goniometría que permitan a los oficiales de control de un aeropuerto conocer la orientación de un avión recibiendo sus señales de transmisión radio de VHF. Un equipo de medida de distancia (DME) también forma parte del contrato: cuando es interrogado por un avión este radiofaro devuelve una señal que faculta al equipo de a bordo para calcular la distancia entre los dos y presentarla en el tablero de instrumentos.

El equipo de navegación se suministrará por el grupo de radio de Standard Telephones and Cables y su grupo de conmutación proporcionará el centro de teletipógrafos y perforadores de cinta - situado en Mehrabad, cerca de Teherán, este centro actuará para la conmutación de mensajes telegráficos dentro del área local de la red de ICAO, proporcionando los enlaces esenciales, como por ejemplo entre los aviones en vuelo, aeropuertos y centros meteorológicos.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido



Antena del ILS para localizar azimut semejante al tipo que se utilizará en Irán, otra antena (no mostrada en la fotografía) proporcionará la guía de altura.

Equipo de microondas para las Islas Filipinas.

La Bell Telephone Manufacturing Company ha obtenido un contrato para el suministro de un sistema de comunicaciones a la compañía de electricidad de Filipinas Meralco y su afiliada Meralco Securities Industrial Corporation. El sistema comprende un equipo de microondas de 900 MHz con el equipo de portadoras asociado, telefónico y telegráfico, centrales telefónicas y de telex, y un equipo de alimentación de emergencia para trabajar a principios de 1969.

Una red en estrella permite que un transmisor comunique con varias estaciones. De este modo, la oficina principal de Meralco en Manila, controlará inicialmente 17 centrales eléctricas, subcentrales y estaciones de bombeo de oleoductos en la provincia de Quezon. Sin embargo, el equipo suministrado permitirá controlar, en el futuro, otras veinte estaciones más cuando sea necesario.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

Equipo de a bordo para navegación por satélites.

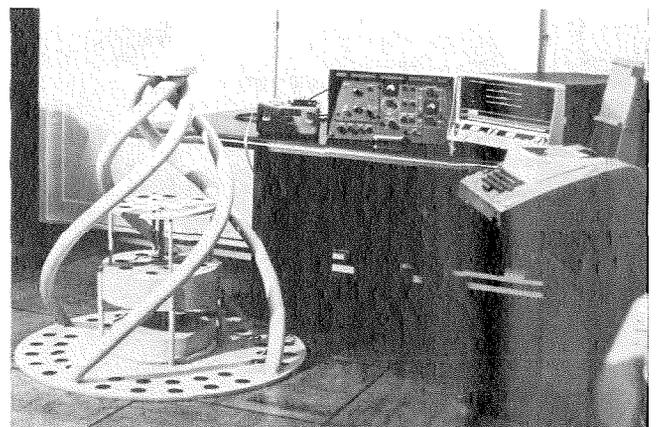
Satélites con órbitas polares de 108 minutos y situados aproximadamente a 960 km sobre la tierra, son utilizados en sistemas de navegación mundiales para barcos en alta mar con precisiones del orden de 0,19 km. Su funcionamiento es independiente de las condiciones atmosféricas.

El equipo del modelo 4007 AB, que se muestra en la figura, fué desarrollado para barcos mercantes y es esencialmente automático no requiriendo personal especializado. El equipo incluye un receptor de radio, un procesador de datos, un teleimpresor perforador de cinta y una antena de forma cónica de 1 metro de diámetro en la base y 1,3 metros de altura. El equipo es pequeño y se puede alojar con flexibilidad en el espacio disponible.

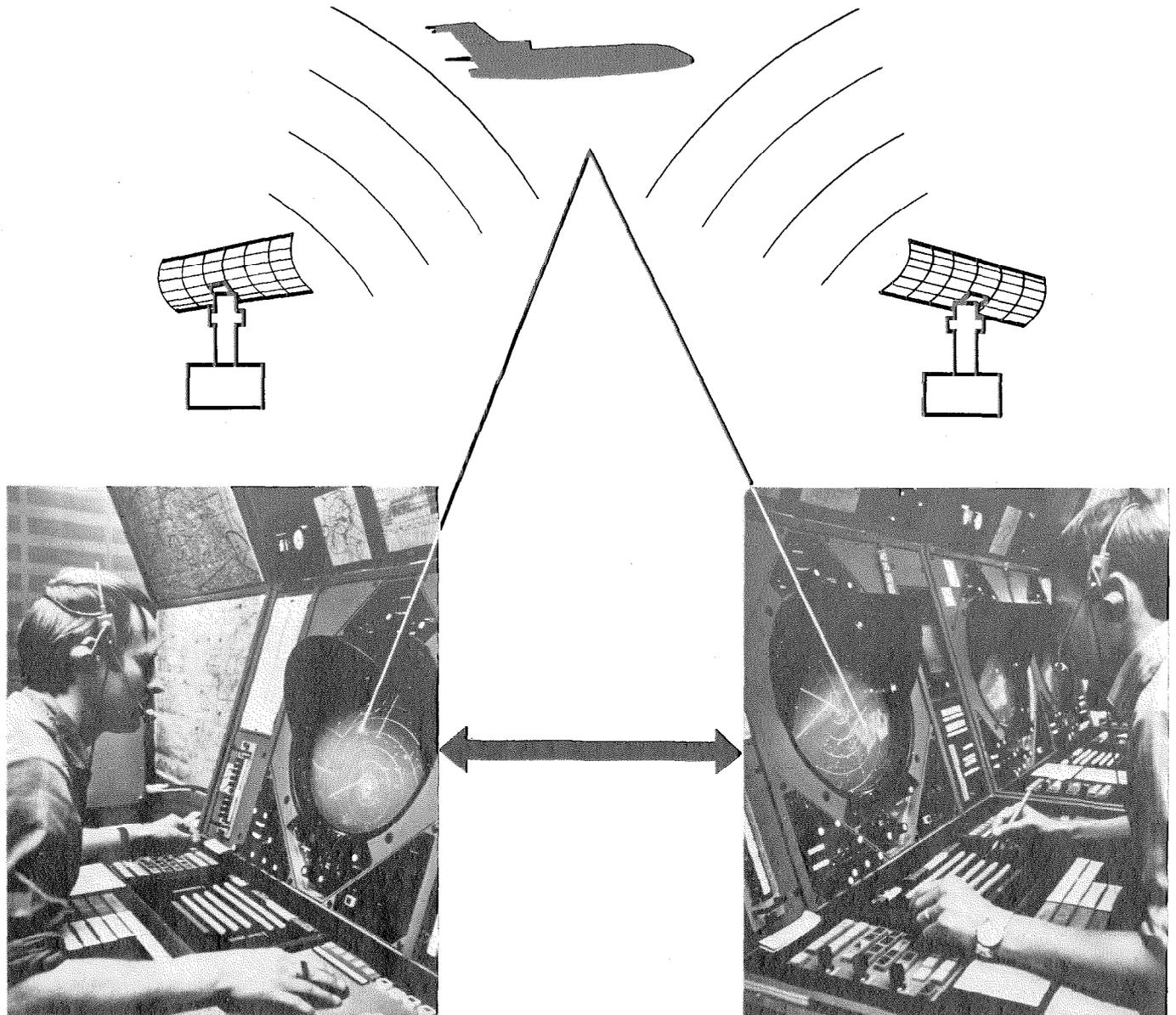
Varios satélites del sistema de navegación por satélites de la armada de los Estados Unidos, en funcionamiento desde 1964, emiten señales continuamente y dan sus posiciones exactas cada dos minutos. Por medio del radar se determina la órbita exacta de cada satélite y dos veces al día se transmite esta información al satélite para revisar los datos almacenados en la memoria y así actualizar sus informes de posición.

El efecto Doppler indica cuando el satélite está más cerca del barco y los tiempos en que se reciben las posiciones que transmite antes y después de este momento, determinan la posición del barco. Medidas realizadas durante dos pases de satélite permiten la determinación de la posición en una hora aproximadamente, tiempo medio entre pases de dos de los cuatro satélites en órbita.

ITT Federal Laboratories, Estados Unidos



Equipo de navegación por satélites para barcos mercantes. La antena en forma de espiral tiene incluido un amplificador previo para ser montado en lo alto de un mástil.



El sistema de transferencia de símbolos para control de tráfico aéreo.

Nuevas facilidades para sistemas de control de tráfico aéreo.

Un sistema nuevo, desarrollado por Standard Radio & Telefon AB, ha sido ordenado recientemente por las autoridades de control aéreo británico y holandés. El sistema llamado "Pointer Symbol Transfer" facilitará al oficial de control en Londres marcar cierto avión para su identificación y transferir el control a la pantalla de radar del control de Amsterdam o viceversa.

Esta facilidad puede introducirse para el control del tráfico aéreo en las áreas tales que dos o más radares cubran una parte común o cuando sea necesaria la coordinación de tráfico civil y militar.

La transferencia por símbolos señaladores entre centros de control de tráfico aéreo se ha diseñado para su empleo como una ayuda independiente o suplementaria para identificación del avión en el punto de transferencia.

El sistema consiste para cada oficial de control en ambas estaciones, de un símbolo señalador en PPI (indicador de posición en plano) y un dispositivo giratorio. Para la acción de transferencia, el control holandés, por ejemplo, coloca simplemente su propio símbolo sobre la imagen en el radar del avión actual y oprime un pulsador, entonces aparece un símbolo

similar en la imagen del mismo avión en el control de Londres del PPI. Al mismo tiempo los dos controles se ponen en contacto verbal. Para confirmación el control de Londres a su vez puede mover su símbolo a la misma posición para acusar que toma el control del avión. Esta información visual transferida por un canal de frecuencia muy estrecha, reduce considerablemente el tiempo necesario para transferencia del control.

Solamente son necesarias unas pocas unidades adicionales para un sistema existente, esto es: una unidad giratoria, un generador de símbolo y un ajustador de azimut/coordenada. La transmisión puede efectuarse sobre una línea normal a dos hilos y el sistema puede utilizarse con cualquier tipo moderno de PPI con modificaciones mínimas sobre el sistema existente.

Standard Radio & Telefon AB, Suecia

Proceso para fabricar polvo de tántalo para condensadores.

En un proceso descubierto en Standard Telecommunication Laboratories, el tántalo se desintegra espontáneamente en polvo, por enfriamiento, después de calentamiento en hidrógeno dentro de un margen crítico de temperatura. Brevemente, el proceso es como sigue:

El tántalo, en forma de varilla o barra porosa, se calienta durante una hora en hidrógeno puro de 400 a 500 °C. Enfriando rápidamente, la masa se desintegra en polvo, teniendo las partículas un tamaño típico de 300 a 400 micrones. Las partículas, que son Irregulares y fragmentadas, pueden ser convertidas en polvo más rápidamente que sin este tratamiento. El material más grueso puede tratarse nuevamente para reducir su tamaño, aunque este aspecto requiere estudios posteriores para determinar las condiciones óptimas de obtención de partículas de tamaño mínimo.

Cuando se desea un contenido mínimo de óxido, ó para eliminar el óxido anódico cuando se recuperan trozos de ánodos de tántalo, el tratamiento anterior debe ser seguido de desoxidación en hidrógeno puesto a 1000 °C o más.

La técnica depende de la presencia de un pico, a unos 450 °C, en la curva de solubilidad del hidrógeno en tántalo que aparece a los 10 minutos de tratamiento. El efecto de este pico es permitir que se absorba más hidrógeno al enfriar rápidamente desde 450 °C que desde 1000 °C.

Aunque la inmediata aplicación prevista es la de hacer condensadores, el proceso se puede aplicar perfectamente a cualquier producto que utilice polvo de tantalio.

Standard Telecommunication Laboratories, Reino Unido

Radioenlace para la República democrática del Congo.

Bell-Congo, asociada congoleesa de ITT, ha conectado la centralita privada automática Pentomat 40 PABX, instalada previamente en la residencia del Presidente Mobutu en Nsele, a la red telefónica de Kinshasa, por medio de un radioenlace transistorizado de 24 canales que trabaja en la banda de 450 MHz. Este radioenlace es el primero de su clase que se pondrá en servicio en la República democrática del Congo.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

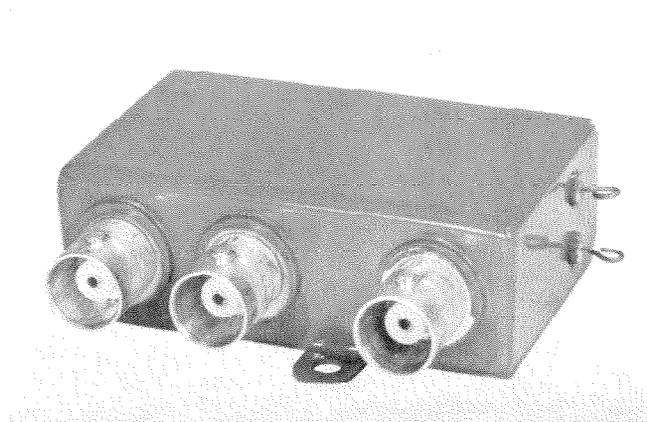
Relé coaxial de vacío.

El relé coaxial de vacío RC62 que se muestra en la figura puede trabajar con 500 vatios de potencia de onda continua a 30 MHz. La frecuencia máxima es de 40 MHz y la pérdida de inserción es menor de 0,1 decibelio.

El elemento de interrupción es un relé cerámico de bajo coste alojado en una caja de metal estampado, en la que se ha hecho el vacío, y provista de conectores tipo BNC ó TNC. El conjunto pesa solo 85 gramos y sus dimensiones principales son 57x38 milímetros.

El dispositivo es adecuado para conmutación transmisión-recepción en aviones e instalaciones móviles y para sistemas de comunicaciones y de datos que exijan banda ancha.

ITT Jennings, Estados Unidos de América



Relé coaxial de vacío para ser usado hasta 40 MHz y 500 vatios.

Nuevo enlace entre Escocia y las islas al oeste.

Un importante nuevo enlace entre las islas del oeste de Escocia y esta comarca será suministrado al British Post Office por Standard Telephones and Cables Limited. Algunos enlaces en las islas Orkney y Shetland, y otros que conectan puntos distantes en la comarca principal forman también parte del esquema.

En total, están involucrados 36 "tramos" separados de microondas con longitudes variables entre 8 y 52,8 Km, dando un total de longitud de ruta de unos 960 Km. Cada enlace será capaz para 300 conversaciones telefónicas en ambos sentidos haciendo uso de una versión con desarrollo especial del equipo de alta capacidad RL4H de Standard Telephones and Cables Limited (el RL4H que ha sido descrito en Comunicaciones Eléctricas, volumen 42, nº 4, páginas 126—136).

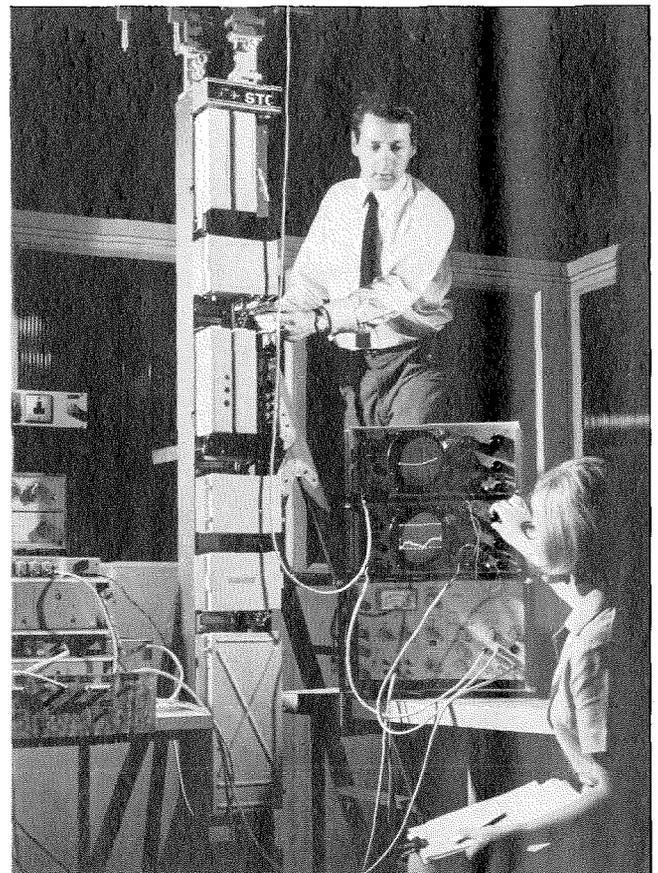
Como muchos de los emplazamientos de los repetidores y terminales están alejados, con sus correspondientes problemas de acceso, el equipo debe cumplir con unas normas muy elevadas de confiabilidad y ser mantenido por una rutina muy cuidada no más frecuentemente de una vez anualmente. Todos los componentes del equipo serán de estado sólido.

Para tramos sobre el agua, y en otros casos donde pueden tener lugar reflexiones múltiples productoras de "fading" se dispone un sistema de diversidad en espacio. Con este sistema se combinan las señales de dos antenas de recepción en SHF, y unos circuitos automáticos de control que operan desde un cambiador de fase rotatorio, asegurando la combinación en fase de las señales.

La fabricación, instalación y puesta en servicio de los equipos de radio y de multiplex se realizará además de las parábolas de microondas, alimentadores y erección de torres de acero en sitios preparados provistos por el British Post Office.

Los primeros enlaces que entrarán en servicio serán desde Duncon a Rothesay y Greenock y está programada para terminarse en el verano de 1971.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido



El equipo RL4 de gran capacidad, en pruebas.

Nuevas realizaciones

Sistema rural PC-32 para Bolivia.

Standard Eléctrica, S. A., ha suministrado cinco centrales, con un total de 532 líneas, del sistema rural ITT PC-32* para el área de Santa Cruz de la Sierra (Bolivia).

Una de estas centrales, situada en Montero, funciona como un centro de tránsito cursando el tráfico entre las otras cuatro centrales y también el correspondiente de éstas al cuadro interurbano de Santa Cruz para comunicaciones con los abonados de esta localidad.

El servicio se inauguró primeramente el 4 de Julio de 1968 con el corte de la central de 320 líneas de Montero y después el corte de las 64 líneas de La Bélgica el 21 de Septiembre de 1968. Toda la red entró totalmente en servicio en Octubre de 1968.

Esta es la primera red automática rural que funciona en Sudamérica.

Standard Eléctrica, S. A., España

Malasia añade radioenlaces al sistema telefónico.

Equipos de radioenlaces, diseñados para ser utilizados en el norte tropical de Australia, han sido seleccionados como igualmente adecuados para las zonas rurales del oeste de Malasia y Sarawak. Se suministrarán transmisores y receptores, de semiconductores, para las rutas que unan las ciudades más pequeñas con las líneas principales del sistema telefónico. Consistirán en 21 enlaces de muy alta frecuencia con capacidad de 24 canales y 5 enlaces de ultra alta frecuencia de 60 canales.

El equipo no necesita ser atendido, requiere poco mantenimiento y el consumo de potencia es lo suficientemente bajo para que pueda ser instalado en zonas donde no haya suministro de energía.

Standard Telephones and Cables Pty, Australia

Teletipógrafos para el British Post Office.

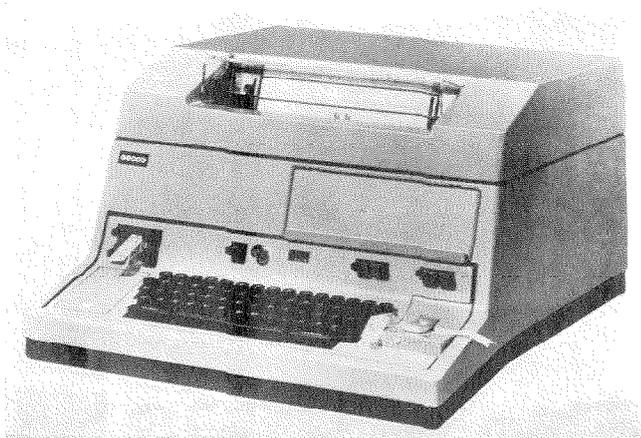
Se ha recibido un pedido para 4.850 teletipógrafos modelo 444 de Creed & Company Limited para el British Post Office.

El modelo 444 está diseñado especialmente para un trabajo fuerte en servicio telex y opera desde 50 baudios hasta 75 baudios. Dispone de perforador de cinta, lector de cinta perforada y está provisto de una cubierta silenciosa. Todos los controles se han diseñado y posicionado para la mayor conveniencia del operador.

Este modelo es el resultado de unos cinco años de trabajo en colaboración, entre los ingenieros de Creed y los del General Post Office, para producir una máquina que reemplazará al modelo nº 7 introducido en 1932.

Creed and Company Limited, Reino Unido

* Significa Pentaconta, marca registrada de ITT.



Teletipógrafo modelo 444.

Servicios de computadores para oficinas de crédito.

Associated Credit Bureaus proveerá a sus miembros, en número superior a 2000, con los servicios de computadores para rápida información sobre datos de créditos.

Centros procesadores de datos de ITT existentes en Boston, Los Angeles, Nueva York, San Francisco y Washington serán utilizados sobre una base de reparto en el tiempo, con los centros computadores ya establecidos en Dallas, Houston y Chicago por Credit Bureau Automation, subsidiaria de Associated Credit Bureaus.

La aplicación de computadores para la información sobre créditos no solo facilita a los otorgantes y solicitadores de los mismos una mayor rapidez, exactitud y rendimiento en el servicio sino que también contribuye a proteger el secreto del solicitante.

ITT Data Services Division, Estados Unidos de América

Sistema de manipulación directa en el Centro de giro nacional.

Para el servicio bancario del British National Giro, se ha desarrollado un sistema de manipulación directa utilizando técnicas en tiempo real sobre línea, diseñado por el grupo de sistemas de datos de Standard Telephones and Cables Limited. El giro es un sistema bancario del British Post Office para el público.

En el sistema de manipulación directa los operadores extraen los datos y la información importante de los documentos de negociación del giro. Estos datos se introducen directamente en el procesador por medio de teclados alfanuméricos de pulsación rápida. La información se convalida por medio de dígitos de comprobación agregados. Si está correcta se hace la impresión. Si no lo está, el computador la realiza deteniendo la impresión. La salida del procesador se registra en cinta magnética, con validez total y comprobada, alimentando la memoria del computador del giro nacional.

Este método de proceso de datos, tiene la ventaja de su facilidad para procesar cualquier tipo de documento de negociación independientemente del tamaño y calidad del documento y de la posición y origen del mismo. También evita las tarjetas perforadas y sus problemas de archivo y manejo.

El sistema consta físicamente de 142 puestos de manipulación alfanumérica, 12 teletipógrafos de supervisión, 2 de control y un teletipógrafo de escritura de los lotes. Los teletipógrafos son modelo Creed 444 (ver en este número página 94).

Estas unidades de entrada alimentan de datos a un sistema STC 6350 ADX con doble programa de memoria, un procesador activo y otro de "reserva". Este doble procesador dispone de memorias de ferrita, capaces de almacenar 16.384 palabras; cada procesador está asociado a un archivo de disco que almacena 1,92 millones más de caracteres. También dispone de un archivador de disco de reserva que puede introducirse manualmente en servicio en caso de avería. Con los procesadores están asociadas seis unidades de cinta magnética, cuatro de trabajo y dos en reserva. Por la operación del equipo múltiplex se reciben los caracteres transmitidos desde cada teclado, se almacenan en un registrador, se examinan sistemáticamente los registradores y se transfieren los caracteres en ellos registrados a la memoria de ferritas del procesador activo. Estos datos se pasan por el procesador activo al de reserva de tal modo que en el caso de que el primero no pueda funcionar, lo hará el segundo inmediatamente sin que se pierdan datos.

Cada procesador escribe dos cintas idénticas como medida de seguridad. Cuando están completas las cintas del sistema activo, se retiran y se introduce una en el computador del giro. Una memoria de compensación retiene los datos hasta que están colocadas nuevas cintas activas. Las cintas de reserva cuando están completas se bobinan únicamente.

Los métodos de operación se diseñaron conjuntamente por STC y el Post Office para obtener el máximo rendimiento del sistema de manipulación directa.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Enlace de televisión Guatemala – México para los Juegos Olímpicos.

En un plazo muy breve, Standard Elektrik Lorenz ha interconectado Guatemala con la red de televisión mexicana para la transmisión de los juegos olímpicos. El enlace desde la frontera mexicana a la ciudad de Guatemala tiene una longitud de 200 Km aproximadamente. Todo ello fué planeado y construido en un período de cuatro meses.

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania

Enlace por cable submarino entre Italia y España.

Entre Palo, Italia y Estepona, España, se va a tender un cable submarino de 1600 km de longitud, capaz de cursar 640 canales de alta calidad (3 KHz de anchura de banda). El cable, los repetidores transistorizados sumergidos y el equipo terminal, será fabricado e instalado por Standard Telephones and Cables Limited.

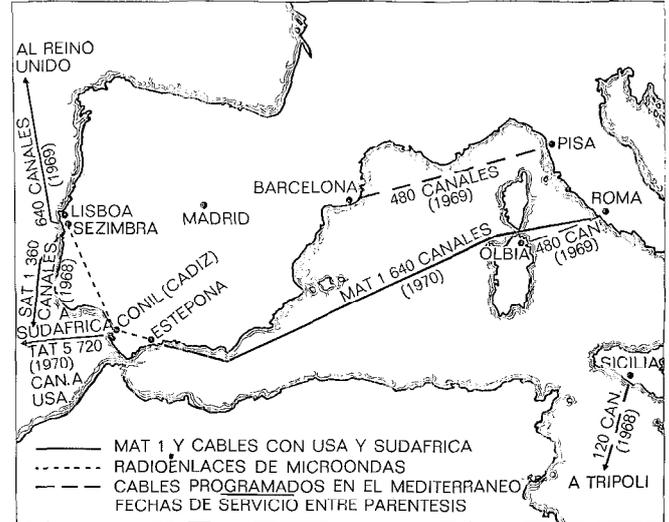
El nuevo sistema denominado MAT I, incluirá un radioenlace de microondas entre Estepona y Conil, España, terminal de amarre del quinto cable transatlántico (TAT 5). Otro radioenlace conectará el terminal de Conil con Sesimbra, Portugal, terminal europeo del cable del Atlántico Sur (SAT I), ahora a punto de terminarse, que enlaza con Ciudad del Cabo (Africa del Sur) y del cable Portugal-Reino Unido.

Este radioenlace suministrado por Standard Elektrik Lorenz trabajará en la banda de 6 GHz y podrá transmitir 1800 conversaciones telefónicas simultáneas o un programa de televisión. Inicialmente estará equipado con 960 canales telefónicos y será entregado en 1969.

El complejo total afectará grandemente las comunicaciones entre el Sur de Europa y Estados Unidos de América.

Excepto los extremos blindados en la costa, el cable a utilizar tendrá 3,8 cm de diámetro, del tipo ligero, diseño del British Post Office y será construido en la fábrica de cables submarinos de Standard Telephones and Cables de Southampton.

Se instalarán en aguas profundas y en cajas desmontables, un total de 94 repetidores transistorizados y 7 igualadores fabricados en la factoría de la Compañía en North Woolwich.

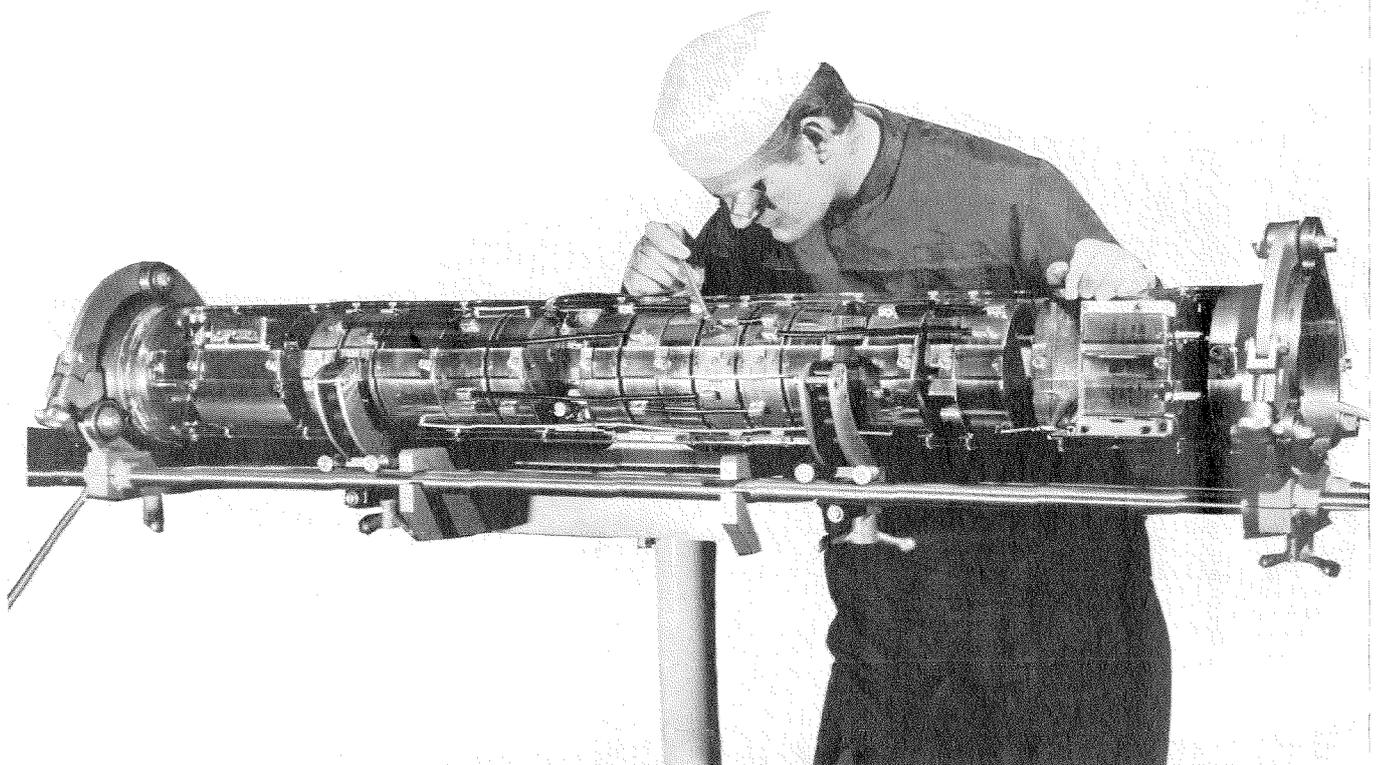


Enlace submarino Italia – España.

El equipo terminal está duplicado y se conmutará automáticamente en caso de fallo. El equipo transistorizado generador de frecuencias portadoras y el equipo de traslación de supergrupos, grupos y canales de 3 KHz será del tipo STC Mark 6. El equipo de alimentación estará también duplicado en cada terminal, con la corriente de línea derivada directamente de las baterías por medio de inversores estáticos. El equipo terminal se fabricará en STC en las localidades de Basildon y Newport.

El nuevo cable estará listo para entrar en servicio en la primavera de 1970 coincidiendo con la terminación del quinto cable transatlántico.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido
Standard Elektrik Lorenz, Alemania



Inspección de una cápsula completa de repetidor transistorizado antes de encerrarse en su cubierta.