

Comunicaciones Eléctricas

Edición española de ELECTRICAL COMMUNICATION

revista técnica publicada trimestralmente por

INTERNATIONAL TELEPHONE and TELEGRAPH CORPORATION

RESUMEN

VOLUMEN 46 (1971) NÚMERO 2

En este número	94
Sistema de Repetidores Sumergidos para 1840 circuitos, por <i>G. A. Heath</i> y <i>A. J. Bennett</i>	96
Incorporación de la señalización por canal común CCITT N° 6 al Sistema Metaconta, por <i>E. P. G. Wright</i> , <i>S. R. Treves</i> , <i>L. G. Le Strat</i> y <i>H. H. Adelaar</i>	115
Sistema de comunicación de banda ancha mediante guíaondas de fibras para frecuencias ópticas, por <i>Dr. K. C. Kao</i> y <i>Dr. M. Chown</i>	131
Modelo de tráfico para la simulación de centrales completas, por <i>G. Dietrich</i>	138
El PCM en una red de comunicaciones tácticas militares, por el Coronel Ingeniero <i>P. Vitry</i> y <i>A. Pirotte</i>	143
Diseño óptimo de cables telefónicos urbanos de pares con aislamiento de papel, por <i>A. W. Gent</i> y <i>J. F. Blackwell</i>	150
Receptor de seguimiento monoimpulso, por <i>A. T. Mayle Jr.</i> , <i>D. H. Keilen</i> y <i>B. J. Blau</i>	154
Nuevos transmisores de radiodifusión para FM-VHF en la banda de frecuencias de 87,6 a 108,0 MHz, por <i>R. J. Irmer</i> y <i>G. Müller</i>	161
Nuevas realizaciones	170



Editor principal: Pierre Mornet

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

Sistema de Repetidores Sumergidos para 1840 circuitos

La anchura de banda de los sistemas de cables submarinos ha crecido rápidamente en los últimos años, debido principalmente a la introducción de transistores en los amplificadores de los repetidores sumergidos.

El sistema de más reciente diseño de STC tiene una frecuencia de corte superior a 13,7 MHz, lo que da una capacidad de 1840 circuitos telefónicos con una separación de 3 kHz, y será utilizado por vez primera en la ruta entre la Península Ibérica y las Islas Canarias. Este sistema debe entrar en servicio el presente año.

La única diferencia significativa con respecto a las técnicas utilizadas en sistemas de menor capacidad reside en el empleo de amplificadores independientes en cada repetidor para los dos sentidos de transmisión.

El diseño del sistema permite satisfacer las condiciones normales de funcionamiento para los circuitos telefónicos de larga distancia para sistemas de hasta 3500 millas náuticas de longitud.

Incorporación de la señalización por canal común CCITT N° 6 al Sistema Metaconta

Tras haber proporcionado al CCITT la base para su sistema de señalización de canal común N° 6, ITT ha establecido un proyecto entre varias compañías para el desarrollo y diseño del equipo y programación necesarios para la realización de este sistema en conjunción con el sistema de conmutación Metaconta con programa incorporado. Han contribuido a este artículo autores pertenecientes a cuatro asociadas ITT.

Como introducción se presentan las contribuciones de ITT al desarrollo y especificación de este sistema de señalización, indicando varias nuevas e interesantes posibilidades del sistema.

Tanto la organización general como varias características especiales del conjunto de programas para manipulación de mensajes de la señalización N° 6 son descritas y seguidas mediante un diagrama de bloque general y una descripción funcional mostrando como el sistema se relaciona con una central Metaconta controlada por procesador.

Finalmente se exponen tanto los ensayos y procesos de simulación como las pruebas de campo que se llevan o llevarán a cabo.

Sistemas de comunicación de banda ancha mediante guíaondas de fibras para frecuencias ópticas

La creciente utilización de líneas telefónicas interurbanas hace pensar que habrá una fuerte demanda de rutas de enlace de gran capacidad y por esta razón STL ha estado trabajando en sistemas ópticos de comunicación. El método más prometedor se basa en la utilización de una guíaonda de fibra de vidrio como medio de transmisión, con un laser de inyección de tipo semiconductor, modulado directamente con una señal binaria PCM; éste es el sistema cuyo estado de desarrollo se describe en este artículo.

La viabilidad económica del sistema depende de forma crítica de la máxima capacidad de información y de la distancia entre repetidores, que a su vez depende de la potencia de la señal óptica que el laser acopla en el modo de transmisión de la fibra, de la atenuación de la fibra por unidad de longitud y de la sensibilidad del detector. En el presente artículo, se estudian estos parámetros y se hace ver que con un nuevo desarrollo puede esperarse una capacidad de unos 10.000 canales por fibra, con una distancia entre repetidores superior a una milla.

Modelo de tráfico para la simulación de centrales completas

Para la simulación de una central completa, es necesario resolver el problema de como tratar las llamadas (internas y procedentes de otras centrales) dirigidas a abonados que se encuentran ocupados.

Supuesto que la simulación es realizada de acuerdo con el modelo de Kosten, se investigan tres posibles hipótesis que son relativamente sencillas de incluir en el programa de simulación:

a) Si el abonado llamado se encuentra ocupado, se selecciona otro abonado aleatoriamente.

b) Las llamadas que encuentran la condición de abonado ocupado se tratan como llamadas perdidas.

c) Las llamadas que encuentran la condición de abonado ocupado se consideran como llamadas perdidas cuyo tiempo de ocupación es cero.

La conveniencia de utilizar el modelo c) queda reflejada en un análisis de las tres hipótesis.

Se describe el modelo c) por medio de un conjunto de fórmulas que se utilizan para la preparación y evaluación de las simulaciones, pudiéndose escoger cualquier distribución de tráfico entre los abonados; esto hace necesario que la probabilidad de que el abonado llamado esté ocupado deba ser calculada aproximadamente antes de la simulación.

El PCM en una red de comunicaciones tácticas militares

Este artículo contiene una breve descripción del equipo necesario para la realización de una red integrada (transmisión y conmutación) táctica militar PCM. El equipo se construyó para la "Section d'Etudes et de Fabrication des Télécommunications de l'Armée française".

Se han obtenido los primeros resultados en una red experimental instalada en Alemania.

Finalmente se presenta la influencia que los resultados obtenidos tendrán sobre los equipos de la segunda generación.

Diseño óptimo de cables telefónicos urbanos de pares con aislamiento de papel

Se hace un estudio del diseño óptimo de cables telefónicos urbanos de pares con aislamiento de papel siguiendo las líneas de un estudio anteriormente publicado relativo a cables aislados con plástico.

Se demuestra, desde el punto de vista del coste, que el valor óptimo de la capacidad en los cables con conductores de aluminio y aislamiento de papel es alrededor de 50 nF/km (80 nF/milla) y el de los cables con conductores de cobre es de unos 31 nF/km (50 nF/milla).

Los cables con conductores de aluminio tienen la desventaja de precisar un diámetro superior en un 30% al de los cables equivalentes con conductores de cobre. Esto puede ser importante en el caso de cables de gran diámetro con muchos conductores.

Receptor de seguimiento monoimpulso

Uno de los mayores problemas que se han encontrado en el seguimiento de fuentes de señales procedentes de satélites es la de mantener la misma amplitud y fase relativa de las señales que se manejan en los tres canales del receptor. Anteriormente eran necesarios complicados esquemas para compensar la ganancia y la fase, y hubo necesidad de utilizar laboriosos procedimientos de reajuste y de desarrollar circuitos de gran complejidad.

En este artículo se discute el principio del sistema de conjunto de un receptor monoimpulso de enclavamiento de fase y se muestra luego cómo el uso de amplificadores de frecuencia intermedia de ganancia controlada ha eliminado muchas de las dificultades anteriormente encontradas. Utilizando un bucle de enclavamiento de fase de tercer orden, no se necesita error de fase alguno para mantener el bucle con el resultado de que pueden obtenerse altas velocidades de seguimiento con pequeños errores de fase.

Se discuten también diversas aplicaciones del receptor y se da un conjunto de parámetros típicos y fotografías de los sistemas de seguimiento de la serie 4004.

Nuevos transmisores de radiodifusión para FM-VHF en la banda de frecuencias de 87,5 a 108,0 MHz

SEL ha desarrollado nuevos transmisores de radiodifusión estereofónicos para FM-VHF en la banda de frecuencias de 87,5 a 108,0 MHz, con una potencia máxima de salida de 10 kW. El mismo equipo se utiliza para potencias de salida de 5 kW y 3 kW. El transmisor sencillo comprende un codificador estereofónico, excitador, preamplificador de RF y amplificador de

potencia de RF, suministro de energía y facilidades de bloqueo eléctrico. Todo ello alojado en un solo bastidor. Se reserva además espacio para un demodulador de prueba de precisión que supervisa la señal de salida. Salvo para la refrigeración por aire y el amplificador de potencia equipado con válvula, sólo se ha aplicado en el transmisor semiconductores y circuitos transistorizados, de acuerdo con las más modernas técnicas. El preamplificador de RF transistorizado produce 50 vatios para excitación de la etapa de potencia de 10 kW y no necesita sintonía alguna en toda la banda de frecuencias. La señal de modulación puede también aplicarse procedente de un receptor repetidor o de un transceptor de canal insertados en el mismo bastidor.

Mediante la adición de un sistema de conmutación automática pueden combinarse dos transmisores simples para formar un transmisor doble que funciona en el modo de reserva pasiva. Los transmisores están preparados para control y supervisión remotos. Su diseño mecánico (troles retractables) permiten un completo acceso frontal de manera que todos los bastidores pueden instalarse directamente contra la pared sin espacios laterales. Los transmisores cumplen con las últimas especificaciones y con las correspondientes regulaciones de seguridad de la CEI. Desde finales de 1970 estos transmisores se fabrican y entregan a clientes tanto nacionales como europeos.

Sistema de Repetidores Sumergidos para 1840 circuitos

Desarrollo de cables de banda ancha que emplean amplificadores transistorizados separados para cada dirección en los repetidores

G. A. HEATH
A. J. BENNETT
Standard Telephones and Cables Limited, Londres

Introducción

Los primeros sistemas telefónicos de cables submarinos con repetidores sumergidos, prescindiendo de uno o dos sistemas experimentales, se tendieron al principio de la década 1950—1960 y tenían capacidades de 36 ó 60 circuitos, con una separación normalizada entre canales de 4 kHz.

Durante los primeros quince años, aproximadamente, siguientes a la entrada en explotación comercial de estos sistemas, la capacidad de canales de cada sistema en particular aumentó con relativa lentitud y en 1964 los sistemas de mayor capacidad existentes (con exclusión de un cable especial entre Inglaterra y Holanda con repetidores unidireccionales) eran de 120 circuitos con una separación de 4 kHz o de 160 circuitos con separación de 3 kHz con el sistema especial de canales de alto rendimiento.

Sin embargo, a partir de 1964 ha habido un aumento de capacidad de circuitos de los sistemas que, en comparación con el período 1950—1964, ha sido notablemente rápido.

Esto puede verse en la figura 1 que muestra algunos importantes logros en la historia de la telefonía por cable submarino. Como indica este gráfico, en el caso de sistemas para aguas profundas la variación del ritmo de crecimiento que se dió en la segunda mitad de la década 1960—1970 es aún más acusada.

La razón de este rápido crecimiento reciente estriba en varios acontecimientos, especialmente en los tres siguientes:

a) La mejora de fiabilidad de los transistores, hasta el extremo de poderlos utilizar en repetidores sumergidos, que deben trabajar sin conservación durante períodos del orden de 20 años o más.

Esto permitió desarrollar amplificadores con las anchuras de banda, linealidad y fiabilidad necesarias, pero, lo que es más importante para largas distancias, el menor consumo de potencia de los transistores permitió ampliar la capacidad de canales de los sistemas por encima de la del sistema con válvulas más avanzado [1], en el que la limitación estaba en la tensión de alimentación que debían reportar el cable y los repetidores.

b) La activación de la demanda de circuitos internacionales a causa de la disponibilidad de enlaces de elevada calidad y sin interferencias y el aumento de las comunicaciones automáticas internacionales.

c) La aparición de los satélites de comunicación. Al principio, éstos provocaron un alto en el ritmo de crecimiento de la capacidad de los sistemas submarinos, en tanto se obtenía experiencia en el comportamiento de los satélites de banda ancha, pero más recientemente

han dado impulso al desarrollo de sistemas de cables submarinos de banda ancha. En la actualidad se admite corrientemente que los circuitos de satélites y de cables se complementarán en la red global, pero a fin de conseguir un equilibrio entre los dos tipos de circuitos se precisaba una reducción considerable del costo por milla de circuito con respecto al nivel de 1964 en los sistemas de cables. Esto sólo podía conseguirse mediante un aumento considerable en la capacidad del sistema [2].

En este aumento de la anchura de banda de los sistemas de cables submarinos el paso más reciente es el sistema de 14 MHz de STC, que tiene una capacidad de 1840 canales telefónicos con una separación de 3 kHz o de 1380 canales con una separación de 4 kHz, y que entrará en funcionamiento en 1971. Los repetidores son aptos para aguas profundas y pueden emplearse en sistemas de hasta 3.500 millas náuticas de longitud (unos 6.500 kilómetros).

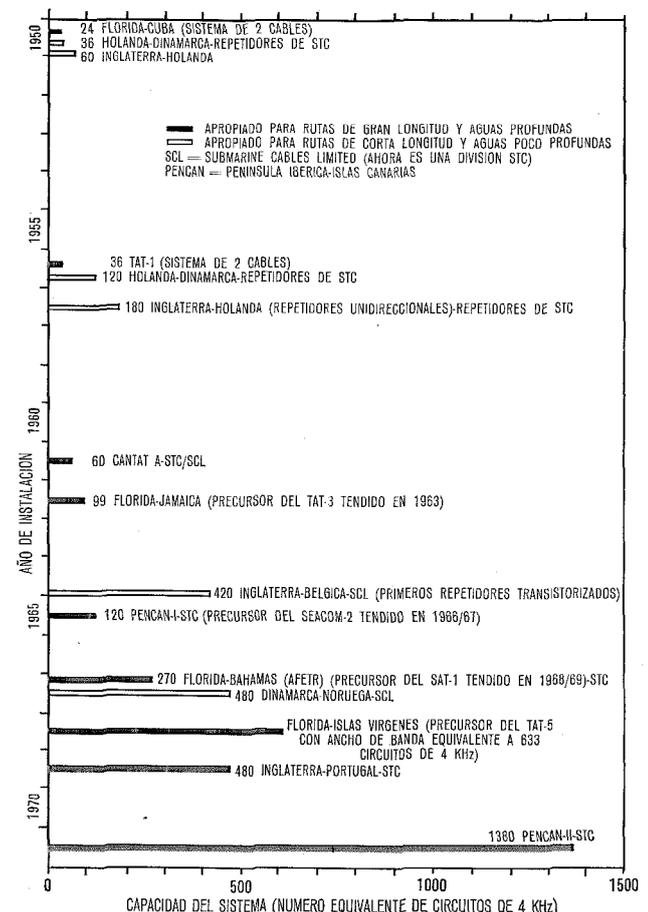


Fig. 1 Aumento de la capacidad de circuitos de los sistemas de cables submarinos entre 1950 y 1971 (Sólo se indica el primer sistema de cada tipo).

El primer sistema de 14 MHz se tenderá entre la Península Ibérica y las Islas Canarias, ruta que también fué la primera en que se instaló uno de los anteriores sistemas de STC, el de 160 circuitos para aguas profundas, en 1965.

Cuando esté instalado, será el sistema de repetidores sumergidos para aguas profundas de mayor capacidad del mundo.

Otros sistemas de 14 MHz, algunos de los cuales presentarán diferencias en el cable y equipo terminal con respecto al que se describe aquí, seguirán en rápida sucesión en rutas del Mar del Norte, el Canal de la Mancha y el Mar Mediterráneo.

Elementos Semiconductores y capacidad del Sistema

Tipos de transistores

La posibilidad de conseguir un aumento significativo en la anchura de banda de los repetidores sumergidos depende en última instancia de la disponibilidad de transistores adecuados.

STC ha comprobado que puede tener confianza en el empleo de los transistores como componentes seguros en sistemas recientes de 640 canales de 3 kHz de anchura de banda [3] (véase la fig. 1). El transistor tipo 4A2 utilizado en estos sistemas fué desarrollado por el British Post Office.

Las especificaciones de estos transistores se establecieron en 1966 y 1967, en reuniones frecuentes entre la Unidad de Investigación del British Post Office, en Dollis Hill, Londres, y los fabricantes. Los parámetros eléctricos y la fiabilidad con la preocupación principal de los usuarios del transistor. El cumplimiento de estos requisitos en el caso del componente 4A2 ha quedado demostrado con una amplia producción y pruebas exhaustivas según las normas para aguas profundas durante estos años. Las pruebas han demostrado que puede alcanzarse el objetivo de tener menos de un fallo por cada 500 unidades en veinte años.

El descubrimiento, con el avance de la tecnología, de que el transistor plano de silicio podía diseñarse para una anchura de banda mucho mayor y satisfacer la necesidad de una mayor capacidad del sistema estimuló la prosecución del trabajo de desarrollo. El BPO e ITT Semiconductores desarrollaron una nueva familia de transistores para repetidores sumergidos. Una vez más se establecieron conjuntamente entre las partes interesadas los requisitos a cumplir y se redactaron las especificaciones de común acuerdo.

Los detalles del desarrollo del transistor del British Post Office para telefonía submarina en aguas profundas se han publicado en otro lugar [4].

Capacidad del Sistema

Los primeros trabajos de desarrollo de un sistema que fuera el sucesor del de 5 MHz transistorizado se orientaron hacia un sistema basado en la nueva familia de componentes 10A, con una f_T de 1000 MHz empleando un espectro recomendado por el BPO con una frecuencia límite de 12,4 MHz.

Sin embargo, la necesidad de aumentar la anchura de banda obligó a pensar en elevar la frecuencia límite del sistema. Una forma de conseguir esto con las técnicas y los componentes existentes era adaptar un sistema de dos amplificadores independientes, uno para cada sentido de transmisión. Esto tenía también la considerable ventaja de facilitar el control del canto no lineal (o inestabilidad de sobrecarga); que podía resultar de la transferencia de energía de la banda alta a la baja y viceversa, empleando un amplificador común [5, 6].

Con un diseño a base de dos amplificadores la frecuencia límite está menos condicionada. Mientras un amplificador único de banda ancha que cubre un margen de frecuencias de varias octavas sólo permite de 10 a 12 dB de realimentación en bucle a 14 MHz, el amplificador de alta frecuencia que puede usarse como alternativa, con una anchura de banda de menos de una octava, puede permitir 20 dB de realimentación en bucle, lo que es un factor importante en sistemas de gran longitud.

Se decidió que, dentro de los límites de la tecnología actual, la solución óptima desde el punto de vista económico era un sistema que tuviera una frecuencia límite muy poco inferior a los 14 MHz, lo que permitía obtener un sistema con capacidad de 23 supergrupos (1840 canales con separación de 3 kHz).

Diseño del Sistema

Espectro de frecuencias

Teniendo en cuenta que en un sistema de cable submarino la solución más económica, con las técnicas hoy existentes, es la transmisión en los dos sentidos por un cable coaxial de un solo tubo, la elección del espectro de frecuencias depende de seis factores principales:

- La frecuencia más elevada a la que la ganancia del repetidor iguala la pérdida del cable.
- La parte de la anchura de banda total que se precisa para separar los dos sentidos de transmisión mediante filtros direccionales en los repetidores sumergidos y el equipo terminal.
- La razón de la frecuencia límite superior a la inferior para la que el amplificador repetidor puede ser convenientemente diseñado.
- La frecuencia más baja para la que puede diseñarse el filtro separador de potencial del repetidor.
- La necesidad de utilizar conjuntos normalizados de canales telefónicos, por ejemplo, grupos y supergrupos.
- La necesidad de reservar parte de la anchura de banda para fines de conservación, como los circuitos de servicio (línea de órdenes), las frecuencias piloto y, en particular, el sistema de supervisión de los repetidores.

En la Fig. 2 se muestra el espectro de frecuencias del sistema de 1840 circuitos que resultó de las consideraciones anteriores.

La frecuencia más alta del sistema, que depende del amplificador direccional de alta frecuencia del repeti-

Sistema de repetidores sumergidos

dor, es muy próxima a los 14 MHz, viniendo determinada con exactitud por el punto c) anterior.

La banda inutilizada que queda entre los dos sentidos de transmisión y es necesaria para el filtrado se expresa normalmente como la razón de la frecuencia más baja de la banda direccional superior a la frecuencia más alta de la banda direccional inferior. A fin de evitar problemas en la igualación de las dos bandas de transmisión, especialmente en las proximidades de los puntos de corte del filtro direccional, es deseable que esta razón no sea inferior a 1,23, aproximadamente. La razón que se emplea es 1,327 (7992 a 6020 kHz) para las bandas principales de transmisión, pero si se considera toda la banda de supervisión del repetidor es 1,285 (7740 a 6020 kHz).

El empleo de amplificadores independientes para las dos bandas direccionales en el repetidor sumergido permite ampliar las bandas de transmisión por abajo hasta una frecuencia más baja que la que permitirían los repetidores de amplificador único, y en la práctica el límite lo determinan los filtros separadores de potencia del repetidor. La frecuencia más baja del canal telefónico, 312 kHz, viene determinada por la necesidad de usar agrupaciones normalizadas, reservando la banda hasta los 200 kHz para señales de conservación.

Canales telefónicos

La unidad básica de agrupación de los canales telefónicos en el supergrupo normalizado del CCITT con 60 canales separados 4 kHz (u 80 canales separados 3 kHz) que ocupan la banda de 312 a 552 kHz.

Aunque hay agrupaciones normalizadas mayores, por ejemplo el mastergrupo básico compuesto por 5 supergrupos, que utilizan algunas administraciones europeas, o el conjunto de 15 supergrupos que emplea el British Post Office, la interconexión directa de esas

agrupaciones con las redes interiores exigiría intervalos relativamente grandes en la banda de frecuencias del sistema submarino con fines de filtración.

Como el costo del ancho de banda en los sistemas de cables submarinos es elevado en comparación con el de los sistemas terrestres coaxiales y de microondas, la necesidad de aprovechar al máximo la anchura de banda se impone a cualquier ventaja que pueda obtenerse con el empleo de esas unidades mayores.

El empleo de supergrupos exige la inutilización de un ancho de banda de 8 kHz cada 248 kHz, pero puede admitirse este sacrificio relativamente pequeño de anchura de banda a cambio de simplificar la conexión con la red interior.

Teniendo en cuenta las consideraciones a) a f) mencionadas, la anchura de banda disponible para canales telefónicos en cada sentido de transmisión permite la transmisión de 23 supergrupos por el cable. Estos se agrupan de forma que ocupan la banda de 312 a 6016 kHz, que constituye la banda base del sistema, siendo de hecho una ampliación del conjunto de 15 supergrupos que emplea el British Post Office. También es la banda de frecuencias de línea en un sentido de transmisión.

En el otro sentido, la banda base se traslada a una banda de frecuencias de línea adecuada, cuya posición exacta viene determinada por la facilidad con que puede generarse el suministro de portadora necesario. La frecuencia portadora que se utiliza en esta traslación es 14.012 kHz, que es el armónico de orden 113 de 124 kHz, frecuencia obtenible con equipo normalizado de generación de portadora.

Señales de conservación

Puede transmitirse en cada sentido de forma permanente tres frecuencias piloto a fin de tener infor-

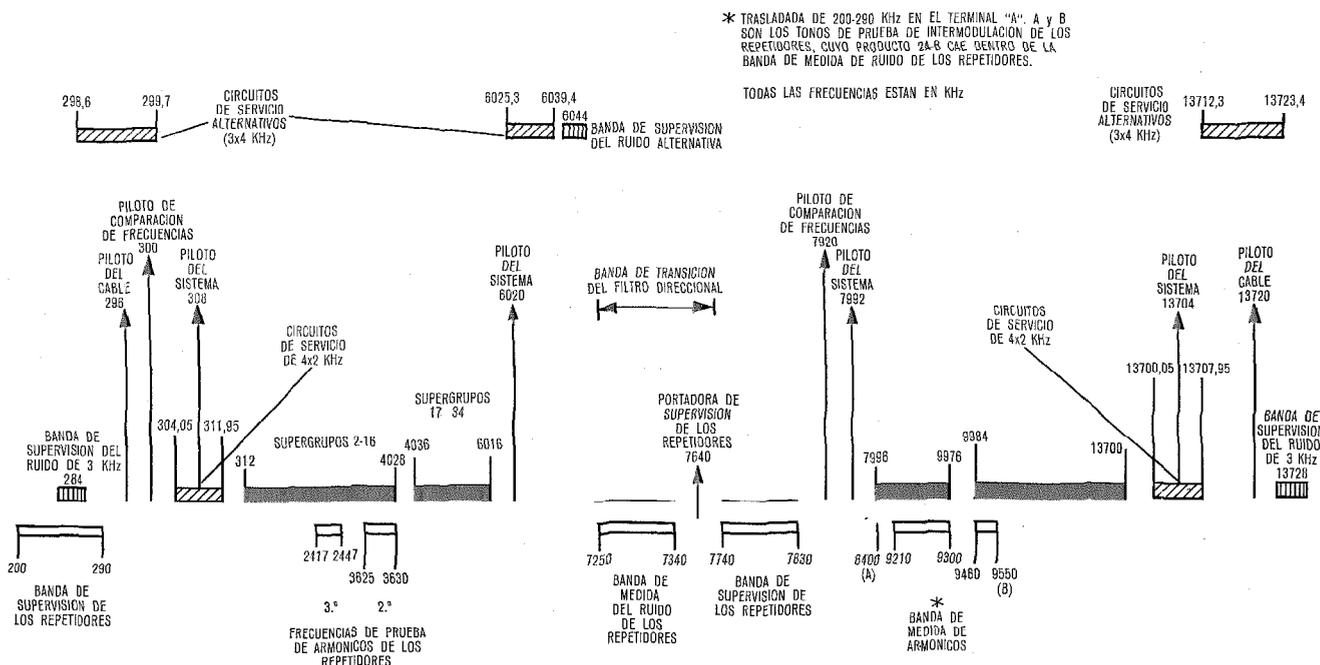


Fig. 2 Espectro de frecuencias del sistema.

mación continua sobre la estabilidad de ganancia del sistema.

Se aplica y se extrae una frecuencia piloto en cada sentido, la frecuencia piloto del cable, lo más cerca posible, desde el punto de vista eléctrico, del extremo del cable; esta frecuencia supervisa el comportamiento del cable y del equipo sumergido únicamente. Los otros dos pilotos, que están a 4 kHz de los extremos superior e inferior de la banda base, respectivamente, supervisan el funcionamiento de todo el sistema de banda ancha, desde el punto en que se hace la agrupación de la banda base en el terminal transmisor hasta el punto en que ésta se subdivide en el terminal receptor. El empleo de dos pilotos permite observar, además de la estabilidad de ganancia, los cambios en la variación de nivel en la banda base del sistema. Se destina una banda de unos 3 kHz en cada sentido para proporcionar información permanentemente sobre el comportamiento del sistema en cuanto al ruido mediante un supervisor de ruido que mide continuamente el nivel de ruido de la banda de 3 kHz en cada terminal. El canal de supervisión del ruido está centrado en los 248 kHz en el margen de frecuencias de la banda base, pero puede situarse alternativamente en los 6.044 kHz si se necesita aquella posición para la supervisión de los repetidores en el sentido A-B*.

Para tener medios de comunicación entre las estaciones terminales, y entre éstas y otros puntos a los que se conectan en la red interior, lo que es preciso para el funcionamiento y la conservación del sistema, se dispone de circuitos adicionales fuera de la banda base normal de tráfico (líneas de ordenes). En la banda de 304—312 kHz (frecuencias de la banda base) pueden preverse hasta cuatro circuitos de un ancho de banda nominal de 2 kHz cada uno. Alternativamente, si no se precisan sistemas piloto del cable y la longitud de éste no exige el empleo de toda la banda de supervisión de los repetidores, puede disponerse de tres circuitos con un ancho de banda nominal igual al de un canal telefónico, 300 a 3400 Hz, dentro de la banda 288—300 kHz (frecuencias de la banda base), o de la 6028—6040 kHz sólo en el sentido A-B.

La anchura de banda que precisa el sistema de supervisión de los repetidores queda determinada por la separación permisible entre las bandas de paso de los filtros selectores del tono de supervisión de los repetidores sumergidos y el número máximo de repetidores del sistema.

Para un sistema de 3500 millas náuticas de longitud el número de repetidores sumergidos es de unos 600, incluyendo los de reserva. La selectividad necesaria de los filtros de cristal de las unidades de supervisión de los repetidores que identifican el repetidor sumergido puede conseguirse con una separación de 150 Hz entre repetidores. La anchura de banda total necesaria en cada sentido de transmisión es, por lo tanto, de

90 kHz. Para sistemas de longitud inferior a 1000 millas náuticas la separación es 450 Hz y la anchura de banda 81 kHz.

En el sentido de baja frecuencia la banda es 200—290 kHz, que es apropiada para los filtros de cristal de elevada selectividad que identifican cada repetidor del sistema. En el sentido de alta frecuencia la banda es 7740—7830 kHz, que corresponde a la de 200—290 kHz después de una traslación de frecuencia con una portadora de 7540 kHz en la unidad de supervisión del repetidor. Las frecuencias correspondientes a la otra banda lateral de esta modulación, 7250—7340 kHz, que dan en la zona de transición del filtro direccional, se emplean para medidas de ruido de los repetidores.

Sistema de dos amplificadores

La técnica de los dos amplificadores permite considerar por separado cada sentido de transmisión, utilizándose el amplificador de banda ancha de 5 MHz con sus transistores tipo 4 A existentes para el sentido de transmisión de baja frecuencia y un nuevo amplificador de banda estrecha con transistores tipo 10 A para el sentido de alta frecuencia.

Objetivos funcionales

Aunque el sistema propuesto se emplea por vez primera para enlazar la Península Ibérica con las Islas Canarias, una distancia de unas 740 millas náuticas (1400 kilómetros), evidentemente era deseable fijarse unos objetivos en cuanto a características de funcionamiento de los amplificadores sobre la base de un sistema de unas 3500 millas náuticas de longitud (6500 kilómetros), que es una distancia transoceánica típica.

Se admite generalmente en la actualidad que un sistema de cable submarino de larga distancia debe diseñarse para una potencia de ruido inferior a 1 picovatio por kilómetro (ponderado en un canal de 5 kHz) en la hora cargada, como media de todos los canales y para cada sentido por separado, con ningún canal que dé más de 3 picovatios por kilómetro y con niveles de -12 dBm0 por canal.

Las condiciones de diseño que imponen a cada repetidor estos objetivos de sistema dependen de la atenuación por unidad de longitud del cable principal, y de ahí que la elección del diámetro del cable sea un factor importante para determinar el factor de ruido y las condiciones de no linealidad de los amplificadores del repetidor. En el sistema de 14 MHz el diseño se ha basado en el empleo de cable ligero de 3,73 cm que se utilizará en las secciones de aguas profundas y que tiene una atenuación de 6,5 dB por milla náutica a 13,7 MHz. Con los transistores tipo 10 A se pueden alcanzar objetivos de ruido del sistema con una ganancia en los repetidores de 43 dB a 13,7 MHz, de modo que la separación entre éstos en el cable ligero es de unas 6,6 millas náuticas (12,2 kilómetros). Así, el ruido medio debido a un solo repetidor no debe exceder de 12 picovatios (-79 dBm0p).

* Debe observarse que el terminal que transmite la banda de frecuencias baja y recibe la alta suele denominarse terminal "A", y el otro terminal es el "B". El lado "A" de un repetidor es el más próximo al terminal "A", de modo que el sentido A-B es el de transmisión de baja frecuencia, tanto para el sistema como dentro de un repetidor.

El ruido que aporta el equipo terminal en conjunto no puede establecerse por separado, ya que dependerá de los niveles de las señales emitidas al cable y recibidas del mismo.

Sin embargo, el ruido total del sistema desde la entrada de los supergrupos hasta la salida de los mismos no será superior a 1 picovatio por kilómetro de ruta, más 380 picovatios debidos a los tres pares de traslaciones de frecuencia del terminal.

Para un sistema esencialmente de aguas poco profundas, el objetivo que se fija es 2 picovatios por kilómetro, como media, teniendo en cuenta el mayor grado de desalineación debido a las variaciones estacionales de temperatura del cable.

Carga de los amplificadores y niveles de sobrecarga

Los dos amplificadores del repetidor tienen características de ganancia que varían con la frecuencia de forma que se asegura el aprovechamiento pleno de las ventajas del preénfasis en cada sentido de transmisión, y la ganancia del amplificador de baja frecuencia se ajusta en el repetidor para evitar un "escalón" en la característica de ganancia del repetidor en la zona de transición. En las figuras 3 y 4 se muestran los niveles de salida de los amplificadores propuestos para cada sentido de transmisión.

a) Amplificador de banda baja

Con el preénfasis que muestra la figura 3, el nivel medio de salida calculado es -23,4 dBr, que se toma para los cálculos de los márgenes de sobrecarga. Para 1840 canales separados 3 kHz y a -12 dBm0, la carga total en el sentido de baja frecuencia es:

$$(-12 + 10 \log 1840) \text{ dBm0} = + 20,6 \text{ dBm0.}$$

Tomando un factor corrector de cresta de 13 dB, se tiene una carga pico de $(20,6 + 13) \text{ dBm0} = 33,6 \text{ dBm0}$.

La carga pico a la salida del amplificador de baja frecuencia será, por tanto, $(33,6 - 23,4) = + 10,2 \text{ dBm}$ pico. Como el amplificador de 5 MHz existente con transistor único tipo 4 A para la etapa de salida tiene una sobrecarga de + 23 dBm pico, era admisible un diseño basado en el mismo con el preénfasis propuesto y que da un margen de 13 dB contra la sobrecarga.

b) Amplificador de banda alta

Con el preénfasis propuesto para este amplificador el nivel medio de salida calculado es -16,6 dBr y la carga pico total de los canales en el sentido de alta frecuencia $(33,6 - 16,6) \text{ dBm} = + 17 \text{ dBm}$.

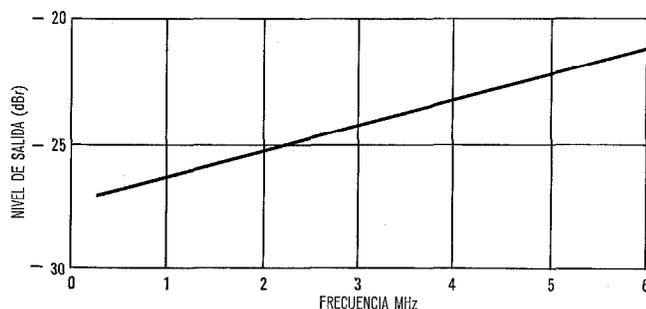


Fig. 3 Niveles de salida para el amplificador de baja frecuencia.

En este sentido el amplificador utiliza un único transistor de salida 10A10 con una disipación de alrededor de 1 vatio y una sobrecarga de + 27 dBm pico, de modo que hay unos 10 dB de margen de sobrecarga en el sentido de transmisión de alta frecuencia.

Ruido del sistema

También en este aspecto pueden discutirse por separado los dos sentidos de transmisión por ser independientes. Pueden analizarse las aportaciones esperadas al ruido del sistema para un sistema hipotético de 3500 millas náuticas y demostrarse que es posible tener un ruido total ponderado de 1 pW/canal en el punto de nivel cero con el ruido medido y las características de intermodulación de los amplificadores que se indican en la sección sobre diseño del repetidor.

El ruido total debido a la línea de alta frecuencia se calcula a partir del ruido debido a un solo repetidor. En el medio ambiente sin interferencias en que se encuentra un cable submarino, este ruido se compone sólo del ruido térmico y de los productos de intermodulación de segundo y tercer orden que aparecen en un amplificador del repetidor.

Las aportaciones de cada repetidor debidas al ruido térmico, los productos de segundo orden y determinados productos de tercer orden pueden sumarse expresados en potencias, es decir que el ruido total de la línea será $10 \log_{10} R \text{ dB}$ por encima del de un repetidor, siendo R el número de repetidores. En rigor, debiera tomarse $R + 1$ para tener en cuenta los dos medios repetidores que representan el terminal de emisión (que sólo contribuye al ruido de intermodulación) y el terminal de recepción (que sólo contribuye al ruido térmico); pero para sistemas de gran longitud esto no tiene importancia.

Sin embargo, la suma de las aportaciones al ruido de los productos de intermodulación de tercer orden del tipo $A + B - C$ no es tan simple, ya que, si una sección de repetición tiene una característica fase/frecuencia lineal, puede demostrarse que estos productos se sumarán expresados en tensiones (total $20 \log_{10} R \text{ dB}$ por encima de un repetidor).

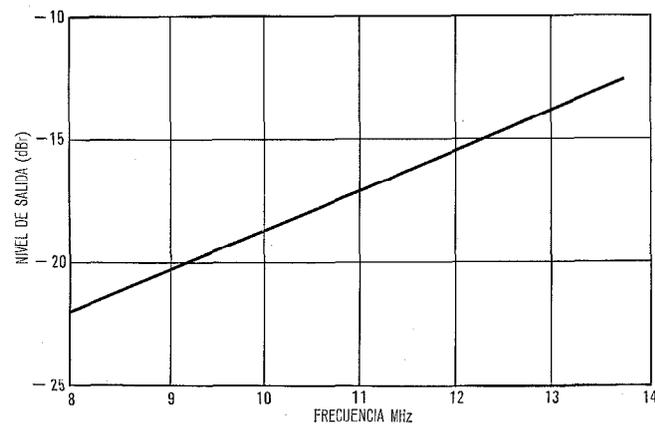


Fig. 4 Niveles de salida para el amplificador de alta frecuencia.

Sentido de baja frecuencia

Para este sentido de transmisión, las aportaciones al ruido del sistema se deben al ruido térmico, a la intermodulación de segundo orden y a la de tercer orden.

La característica de fase de una sección de repetición se apartará bastante de la linealidad en la mayor parte de la banda debido al efecto de los filtros separadores de potencia en un extremo y al filtro direccional de paso bajo en el otro. Por lo tanto, la adición de ruido del sistema entre repetidor y repetidor dependerá de la potencia. La extensión de los resultados a un sistema de 3500 millas náuticas es inmediata y se muestra en las curvas de la Fig. 5.

Sentido de alta frecuencia

En este sentido de transmisión habrá dos causas de ruido del sistema, el ruido térmico y los productos de intermodulación A + B - C.

En gran parte de la banda de alta frecuencia no puede haber linealidad de fase en una sección de repetición debido a las características de corte de los filtros direccionales de paso alto: no obstante, en el extremo superior de la banda no hay una marcada separación de la linealidad en la sección de repetición. A efectos de este análisis del ruido, puede tomarse una cifra de $15 \log_{10} R$ para la adición de los productos A + B - C.

En las curvas de la Fig. 6 se muestra la extensión en esta base de los resultados de un solo repetidor a un sistema de 3500 millas náuticas.

Tipo de cable

El cable coaxial ligero de 3,7 cm elegido para el sistema tiene un conductor interior de 0,93 cm, lo que da una razón de diámetros exterior a interior de 4, aproximadamente, y da lugar a una impedancia característica de unos 54 ohmios. Este cable se ha producido ya en grandes cantidades para otros sistemas, si bien de menor anchura de banda, y su historia no pre-

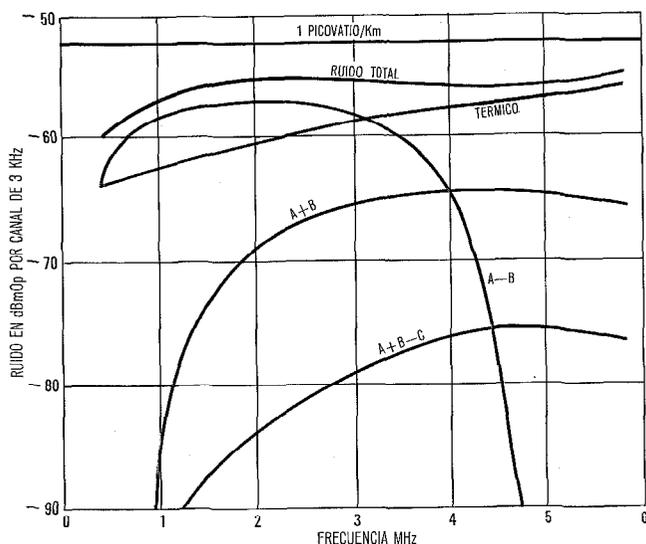


Fig. 5 Ruido del sistema en baja frecuencia (longitud del sistema 3500 millas náuticas).

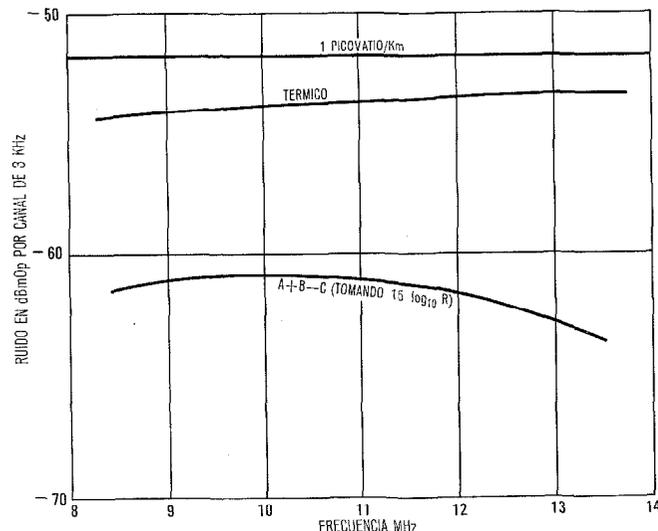


Fig. 6 Ruido del sistema en alta frecuencia (longitud del sistema 3500 millas náuticas).

senta indicación alguna de envejecimiento de los parámetros del cable.

Los cables de aguas poco profundas y los extremos de costa están armados con alambre de acero galvanizado para su protección mecánica contra los peligros de la pesca de rastreo y las mareas. El alambre de acero tiene mayor diámetro a medida que se aproxima al punto de salida a tierra. Cerca de la costa, se reemplaza el cable coaxial de 3,73 cm por cable coaxial de 2,37 cm con conductor central compuesto. Para evitar interferencias electromagnéticas del exterior puede usarse cable apantallado en los extremos de costa.

Las características del repetidor se establecen en función del comportamiento del cable principal. Se controla la forma de la curva de ganancia para compensar la atenuación del cable y es esencial controlar estrechamente la fabricación del cable y de los repetidores para garantizar el cumplimiento de las condiciones de transmisión del sistema.

Puede obtenerse en forma conveniente secciones de cable prefabricadas, ya que la mayor parte de las tolerancias de fabricación sólo producen desviaciones muy pequeñas de las condiciones ideales del cable. Los efectos de casi todas las tolerancias se eliminan cortando tramos de cable que den la atenuación requerida para la sección del cable tendido a la frecuencia más alta. Se consigue fácilmente mantener la fabricación dentro de $\pm 0,5$ dB del valor nominal por sección y $\pm 0,5$ dB por tramo oceánico una vez tendido. En el sistema de banda ancha de 1840 circuitos el factor de potencia del politeno empleado en el núcleo del cable, y su control, es evidentemente un parámetro clave, ya su variación dará lugar a cambios en las condiciones del cable.

La variación esperada del factor de potencia de $\pm 10\%$ a 13,7 MHz está calculada para afectar a la atenuación del cable a 13,7 MHz en un 0,4%. Para

Sistema de repetidores sumergidos

una sección de repetición esto representa un cambio máximo de 0,16 dB, que puede corregirse para un tramo oceánico a 13,7 MHz. A otras frecuencias el error es de una magnitud relativamente pequeña.

Plan de igualación del sistema

El procedimiento de igualación que emplea la División de Sistemas de Repetidores Sumergidos de STC está basado en el principio de equalizar el sistema mediante la utilización de un igualador sumergido que tiene una parte fija que se hace en fábrica y se monta antes del tendido y una parte variable que se diseña y construye durante el tendido. A pesar de la amplitud del ancho de banda y de la menor separación entre repetidores, se utilizará este método para el sistema de 13,7 MHz propuesto. Nuestra considerable experiencia positiva de este procedimiento de igualación apoya esta decisión.

A continuación se destacan los factores importantes que contribuyen al logro de una buena igualación del sistema:

a) Los repetidores deben acoplarse cuidadosamente al cable en la fase de diseño. (En cada tramo de igualación se prevé un exceso de ganancia a las frecuencias más bajas).

b) Debe determinarse la desalineación entre los repetidores y el cable tendido.

c) Debe diseñarse el igualador fijo para eliminar teóricamente la desalineación sistemática b) y no introducir otros problemas de igualación.

d) El control de fabricación debe ser tal que garantice la producción de cable y repetidores con medias muy constantes, siendo aleatorias las desviaciones de las medias.

La ganancia media de un repetidor no diferirá más de $\pm 0,2$ dB de la ganancia ideal necesaria obtenida de las características medias del cable, con excepción del exceso de ganancia a las frecuencias más bajas, que será del orden de 0,2 dB por sección. El diseño permitirá el ajuste de la ganancia durante la fabricación en el extremo superior de cada banda de transmisión, a fin de garantizar la mejor adaptación posible al cable en estas zonas.

Deben tenerse en cuenta las reflexiones sistemáticas por desacoplo que pueden darse en un sistema entre cables, repetidores e igualadores para evitar rizados inecualizables en los niveles del sistema. Se ha logrado reducir al mínimo el efecto de los desacoplos sobre el funcionamiento cortando las secciones del cable de forma que se eviten longitudes coherentes y también cortando las secciones de igualación en longitudes prefijadas, lo que asegura que las reflexiones no se acumulan de sección en sección.

En el sistema de 1840 circuitos habrá 15 repetidores entre cada dos igualadores sumergidos contiguos. Una sección de repetición que contenga un igualador será más corta que una sección normal en una longitud de cable tal que tenga 13 dB de atenuación a 13,7 MHz para compensar la atenuación del igualador.

Problemas de estabilidad de la ganancia total

En un sistema de unas 3500 millas náuticas y con una frecuencia de corte superior de 13,7 MHz, la atenuación del cable y las ganancias de los repetidores a esta frecuencia sumarán unos 23 000 dB. Las variaciones de ganancia del sistema podrían deberse a:

- envejecimiento del cable,
- envejecimiento de los repetidores,
- variaciones de temperatura,
- variaciones de la corriente de alimentación.

Las dos primeras causas son a largo plazo y las dos últimas a corto plazo, pero como todas ellas podrían afectar al sistema en el futuro, se las tuvo en cuenta.

Envejecimiento del cable

Hasta ahora el cable ligero no ha dado muestras de envejecimiento en el margen de frecuencias en que ha prestado servicio. Es de esperar que cualquier envejecimiento se debe a cambios mecánicos, lo que aparecería en la primera etapa de servicio, como en el TAT-1, por lo que en este momento no hay razón alguna que haga suponer que el cable vaya a envejecer.

Envejecimiento de los repetidores

El envejecimiento de los repetidores sólo puede presentarse si envejecen los componentes.

La mayor parte de los componentes empleados son de tipos ya utilizados en sistemas de larga distancia. Hay dos componentes nuevos con respecto a los sistemas CANTAT/COMPAC, que son los transistores de los amplificadores y las resistencias de película metálica.

Por tanto, se hizo preciso considerar la influencia en la ganancia de los repetidores al emplear:

- transistores en lugar de válvulas,
- resistencias de película metálica en lugar de resistencias bobinadas.

Sin embargo, la substitución de válvulas por transistores es una mejora importante por lo que se refiere al envejecimiento: Las válvulas sólo pueden calificarse mediante pruebas de funcionamiento de duración limitada y la previsión de su comportamiento futuro en un sistema no ha dado muy buenos resultados. Con los transistores se puede hacer una previsión mucho mejor, ya que las pruebas de temperaturas altas permiten hacer extrapolaciones para determinar la vida. Para apoyar la opinión general de que los transistores envejecen mucho menos que las válvulas tenemos pruebas experimentales de que en la práctica ocurrirá efectivamente así. Por primera vez en la historia de los repetidores sumergidos pueden hacerse previsiones de vida.

Las estimaciones actuales de vida de los transistores están basadas en temperaturas de la cubierta de 20 °C y disipaciones de 500 mW y 1500 mW para los tipos 4A2 y 10A, respectivamente. Por la mayor parte del sistema las temperaturas de la cubierta deben ser del orden de 5 °C y con el diseño actual sólo un transistor

de los amplificadores, el de la etapa de salida del amplificador de baja frecuencia, trabaja cerca del nivel de disipación en que se basan las previsiones de vida. En nuestra opinión, el envejecimiento de un sistema a causa de los repetidores será muy reducido.

La substitución de resistencias bobinadas por resistencias de película metálica, que se hizo necesaria por el aumento del ancho de banda del repetidor, no fué tan clara. Ciertamente la película metálica es un componente eléctrico para alta frecuencia mejor que la resistencia bobinada, pero fué preciso asegurarse de que el envejecimiento de las resistencias de película metálica empleadas en los repetidores no afectaría al rendimiento del sistema a lo largo de su vida. Es muy difícil comprobar esto, ya que no es tan sencillo conseguir acelerar el envejecimiento de las resistencias, y ha sido necesario preparar un vasto programa de pruebas y estimaciones para determinar tal envejecimiento.

Si un sistema envejece, por razones desconocidas en el momento, hay dos formas de afrontar el problema. Una consiste en introducir en el sistema suficientes márgenes, de manera que en caso de envejecimiento no se provoque un empeoramiento grave del ruido del sistema. La otra consiste en incorporar al sistema a intervalos regulares igualadores controlados desde tierra para poder modificar los niveles del sistema en el caso de que aparezca una degradación de la ganancia a lo largo de su vida. En sistemas anteriores las ganancias de los repetidores eran elevadas y los amplificadores trabajaban cerca de la sobrecarga para conseguir la relación señal-ruido deseada. Si aparecía el envejecimiento, sólo se disponía de pequeños márgenes y no era muy factible hacer cambios de nivel del sistema para mejorar la relación señal/ruido.

En el sistema que aquí se presenta hay márgenes muy grandes entre los niveles nominales y la sobrecarga de los amplificadores y, por consiguiente, puede componerse la degradación gradual de los niveles del sistema a causa del envejecimiento, ajustando los niveles de emisión y de recepción. Por ejemplo, en el sentido de baja frecuencia puede remediarse una variación en todo el sistema de unos 16 dB si pueden mantenerse durante la igualación a bordo los márgenes de sobrecarga previstos.

En el sentido de alta frecuencia puede considerarse un valor parecido.

Por tanto, la necesidad de llegar a emplear igualadores sumergidos controlados desde tierra depende en gran manera del grado y tipo de envejecimiento que se espera. La capacidad de evaluación de las características de envejecimiento de los repetidores y, más en particular, de los amplificadores de línea es la clave de la obtención de sistemas viables. Este es un ejercicio que está siempre normalmente en marcha y los resultados se contrastan periódicamente con la experiencia práctica lograda en sistemas de gran longitud.

Con los grandes márgenes de sobrecarga previstos, esperamos poder confirmar que no se necesitan igualadores controlados desde tierra.

Variaciones de temperatura

Cualesquiera sean las medidas tomadas para paliar el envejecimiento en los sistemas más largos, es importante mantener en el mismo los cambios de nivel que aparecen con el tiempo por otras causas, de manera que los márgenes del sistema sean máximos. Las variaciones de temperatura pueden compensarse de varias formas:

- cortando el cable de forma que se minimicen sus consecuencias, lo que en un sistema de gran longitud tendría poco efecto sobre el ruido del sistema;
- mediante igualadores especiales de temperatura controlados desde tierra con pilotes;
- controlando la ganancia de los repetidores de aguas poco profundas mediante termistores sensibles a la temperatura en el circuito de realimentación.

De estos métodos hemos aplicado el primero al sistema Reino Unido — Portugal pero ahora estamos estudiando activamente el último, ya que creemos es el mejor que existe para este problema. Pueden conseguirse termistores suficientemente estables con el tiempo para esta aplicación y con amplia redundancia y reducción de sensibilidad prometen ser una buena solución.

Variaciones de la corriente de alimentación

Las variaciones de ganancia de los repetidores debido a cambios en la corriente de línea sólo pueden reducirse mediante un control preciso de la corriente continua de alimentación de la línea. Las tolerancias de la corriente de línea tienen que ser inferiores a 0,25 %. Esto se ha conseguido en condiciones de laboratorio pero creemos puede lograrse en servicio.

Supervisión de los repetidores a distancia

Al proyectar un sistema de repetidores sumergidos, debe dedicarse especial atención a la provisión de un medio de evaluar el funcionamiento de cada repetidor desde los terminales del sistema. Es de desear que el sistema de supervisión no sólo sea capaz de localizar un repetidor defectuoso en caso de fallos graves sino que también indique cualquier degradación progresiva del funcionamiento de cualquier repetidor. Para algunas administraciones es importante que se dé una indicación avanzada de que un repetidor se está degradando lentamente, mucho antes de que tenga algún efecto apreciable sobre el funcionamiento del sistema. Esto permite a la administración planificar por anticipado la substitución del repetidor y reencaminar el tráfico de forma que se cause el mínimo de perturbación al servicio telefónico.

Por consiguiente, cada repetidor cuenta con un circuito supervisor que permite hacer medidas de la ganancia en bucle desde el terminal hasta el repetidor, así como del ruido y de las características de armónicos e intermodulación del repetidor.

A medida que crece la anchura de banda del sistema, y disminuye la distancia entre repetidores, los dispositivos supervisores de los repetidores sumergidos adquieren mayor importancia en la detección de averías

en el cable. Naturalmente, su utilidad depende de la posibilidad de aplicar potencia al cable para alimentar los repetidores que hay entre el terminal y el punto defectuoso del cable, lo que sólo es posible si la avería es de tal tipo que da lugar a una baja resistencia entre el conductor central y el mar. Afortunadamente, la mayor parte de averías de los cables entran en esta categoría y, si se produce una interrupción total, es casi seguro que por lo menos en uno de los terminales habrá baja resistencia entre el conductor central y el mar.

Siempre que la tensión necesaria para alimentar el punto defectuoso desde el terminal no sea superior a la tensión de trabajo de los repetidores ni a la salida máxima del equipo de alimentación, será posible alimentar los repetidores, por lo menos a un lado de dicho punto. De ahí que sea conveniente que el sistema de supervisión permita hacer medidas desde cualquier terminal.

En sistemas anteriores ha sido posible hacer medidas de la ganancia en bucle sólo desde un terminal, normalmente el B, mientras que desde el A sólo podían hacerse medidas de armónicos en los repetidores. Con los repetidores transistorizados se ha alcanzado un grado muy alto de linealidad en los amplificadores, lo que constituye una condición necesaria en un sistema de gran anchura de banda, con el resultado de que los niveles de armónicos son muy bajos, excepto para los tonos de prueba, que están sólo de 1 a 2 dB por debajo del nivel de sobrecarga del amplificador. Con la desalineación normal del sistema es imposible lograr esto en todos los repetidores, de forma que un repetidor que trabaje normalmente puede no dar una señal de identificación muy positiva.

Por esta razón, y también por la mayor complicación de hacer medidas de armónicos en repetidores con dos amplificadores, se decidió que una característica esencial del sistema de supervisión debía ser la posibilidad de medir la ganancia en bucle desde ambos terminales A y B, sin necesidad de cooperación alguna desde el otro terminal.

Las medidas que permiten los circuitos de supervisión de los repetidores y el equipo de supervisión de los repetidores sumergidos desde los terminales son, en resumen, los siguientes:

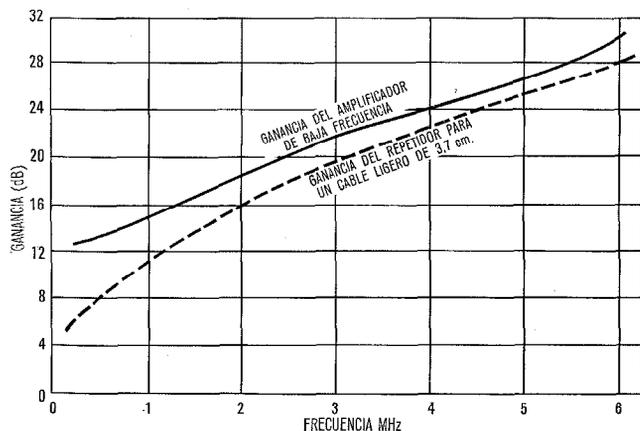


Fig. 7 Ganancia del amplificador de baja frecuencia y ganancia del repetidor.

Desde el terminal B
 Ganancia en bucle desde el terminal al repetidor (Amplificador de baja frecuencia del repetidor)

Ruido del repetidor (Amplificadores de alta y de baja frecuencia combinados)

Intermodulación de tercer orden (2 A - B) del amplificador de alta frecuencia.

Desde el terminal A
 Ganancia en bucle desde el terminal al repetidor (Amplificador de alta frecuencia del repetidor)

Segundo y tercer armónicos del amplificador de baja frecuencia (un modulador en el terminal B devuelve la señal armónica al terminal A para su medida).

Las medidas de ganancia en bucle y de ruido pueden hacerse con el sistema en servicio, permitiendo así la obtención de información de forma rutinaria para la evaluación de los niveles de funcionamiento de los repetidores en todo el sistema de donde puede deducirse la distribución de temperaturas del cable y de ahí el grado de ajuste de nivel y de igualación necesarios en cada terminal.

Las medidas de armónicos y de intermodulación sólo pueden hacerse cuando el sistema no transmite señales de tráfico.

Debe observarse que, cuando se hacen medidas de ganancia en bucle, el bucle sólo incluye un amplificador en el repetidor cuya frecuencia de prueba de supervisión se está transmitiendo (véase la Fig. 13).

Sin embargo, esto no limita en forma alguna la capacidad del equipo de supervisión de los repetidores sumergidos para localizar averías en el cable determinando la sección de repetidor más próxima.

Si no ha habido avería en el cable, el otro amplificador del repetidor se verifica cuando se envía la frecuencia de prueba de supervisión del repetidor siguiente. Así pueden comprobarse desde ambos terminales todos los amplificadores, con la excepción de un amplificador en cada repetidor final, que sólo pueden comprobarse desde un terminal.

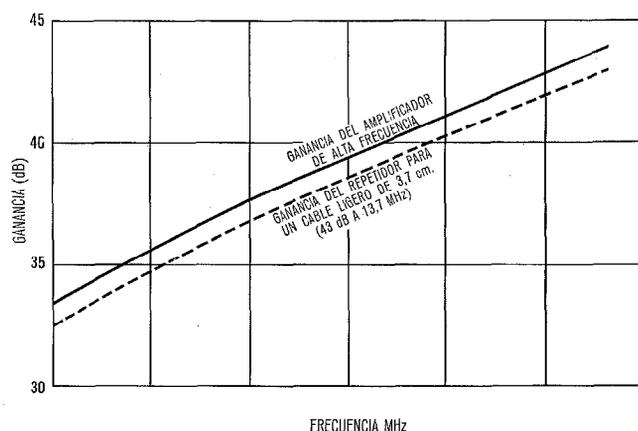


Fig. 8 Ganancia del amplificador de alta frecuencia y ganancia.

Diseño del Repetidor

Consideraciones generales

La ganancia deseada en los repetidores es 43 dB a 13,7 MHz. En los repetidores empleados en sistemas de muy larga distancia es esencial prestar especial atención a la igualación de la distorsión de las características de ganancia debida a las características de corte del filtro separador de potencia, la zona de transición de los filtros direccionales y las redes selectoras de supervisión.

En este sistema puede conseguirse mejor igualación en las zonas próximas a la de transición, ya que los dos amplificadores de alta y de baja frecuencia pueden diseñarse para contribuir a la compensación por igualación de las pérdidas de los filtros direccionales.

Se ha dedicado atención especial al diseño del filtro separador de potencia para mantener la frecuencia de corte del filtro bastante por debajo de las bandas de transmisión (incluyendo las bandas de supervisión) y para que la impedancia de los repetidores sea casi igual a la del cable.

Antes del amplificador de baja frecuencia hay una unidad igualadora que da una atenuación máxima a la frecuencia de corte inferior de unos 7 dB. No se ha considerado necesaria ninguna igualación exterior en la banda de alta frecuencia.

Las Figs. 7 y 8 muestran las ganancias de los amplificadores de alta y de baja frecuencia y la ganancia de un repetidor ideal.

Las características de sobrecarga de los amplificadores son planas con la frecuencia. El amplificador de baja frecuencia tiene un valor eficaz del nivel de sobrecarga senoidal de más de +20 dBm, mientras que en el de alta frecuencia es +24 dBm. Estas cifras son válidas para la sobrecarga del repetidor ya que las pérdidas después de los amplificadores son pequeñas. Las características de sobrecarga de los amplificadores se han obtenido basándose en la separación de la linealidad de las características de intermodulación.

En la Fig. 9 se muestra el factor de ruido del amplificador de baja frecuencia. Para el amplificador de alta frecuencia el factor de ruido apenas varía con la frecuencia, manteniéndose dentro de 1,3 dB con relación a -136 dBm (condición de terminación).

Linealidad

Como el repetidor tiene amplificadores independientes para cada sentido de transmisión, el amplificador de alta frecuencia tiene un margen de transmisión de frecuencia de menos de una octava. De ahí que no puedan darse productos de intermodulación de segundo orden dentro de banda en el sentido de transmisión de alta frecuencia. Además, en los dos sentidos de transmisión la evaluación del comportamiento de los amplificadores debe basarse en las medidas de los productos de intermodulación y no en las de armónicos. Esto se debe a dos problemas:

a) El comportamiento alineal de los transistores se debe a alinealidad de entrada, de transferencia y de

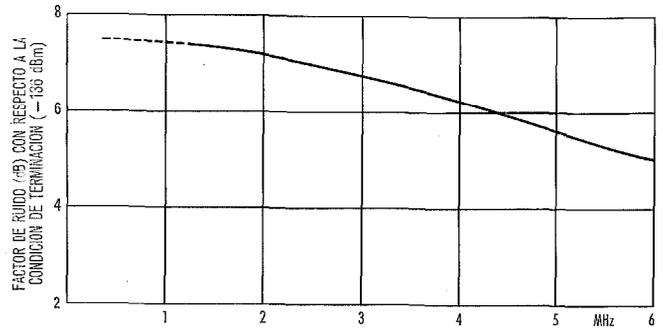


Fig. 9 Factor de ruido típico del amplificador de baja frecuencia.

salida. Como consecuencia, el producto de intermodulación resultante depende de las frecuencias fundamentales utilizadas en la medida. Esto es aplicable a los productos de segundo y de tercer orden.

b) Los productos 2A-B en particular se forman como resultado de una interacción directa entre A y B en el punto de alinealidad o de una segunda interacción entre 2A y B. Si el producto 2A se sale de la banda de trabajo, la realimentación efectiva puede ser reducida y el producto resultante 2A-B puede depender bastante de la frecuencia elegida para A [7]. En la práctica, el producto 2A-B más desfavorable se da cuando A y B están muy próximas al límite superior de la banda de tráfico del amplificador que se mide.

En la Fig. 10 se muestra una curva de variación del nivel del productor de intermodulación A-B en función de la frecuencia A-B para el amplificador de baja frecuencia, habiéndose elegido A y B de forma que den el producto A-B más alto.

También se muestra en dicha figura una curva semejante para los productos A+B en el amplificador de baja frecuencia.

La Fig. 11 muestra los niveles 2A-B más desfavorables registrados para el amplificador de baja frecuencia y para diversas frecuencias de intermodulación. En la Fig. 12 se dan para el amplificador de alta frecuencia las variaciones del producto 2A-B en función de las variaciones de los niveles y frecuencias fundamentales.

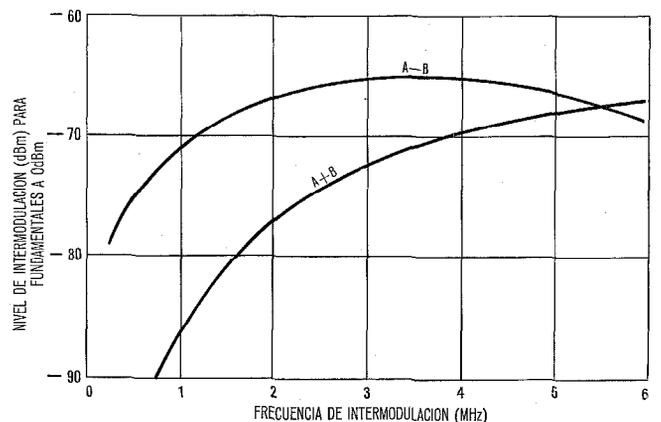


Fig. 10 Intermodulación de segundo orden en el amplificador de baja frecuencia.

Sistema de repetidores sumergidos

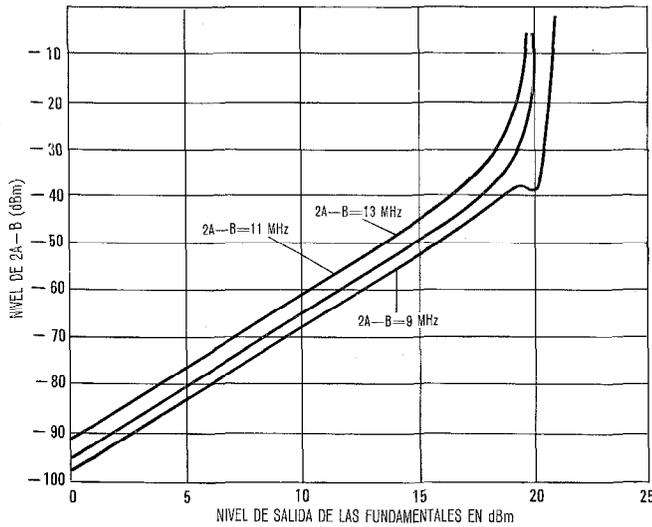


Fig. 11 Intermodulación de tercer orden en el amplificador de baja frecuencia.

Descripción del circuito del repetidor

El repetidor amplifica la banda de tráfico de baja frecuencia de 312—6016 kHz en el sentido A-B y la banda de tráfico de alta frecuencia de 7996—13 700 kHz en el sentido B-A. Se emplea un amplificador independiente para cada sentido de transmisión y filtros direccionales para separar las dos bandas.

Características del diseño eléctrico

Bandas de frecuencia:

Sentido A-B	kHz
Tráfico (23 supergrupos)	322—6016
Canales de supervisión para tono o ruido B	200—290
Sentido B-A	
Tráfico (23 supergrupos)	7996—13700
Canales de tono de supervisión A	7740—7830
Dentro del repetidor	
Oscilador de portadora C	7540
Banda ruido de supervisión N	7250—7340

Alimentación

El repetidor se alimenta desde armarios situados en tierra con una corriente continua de unos 500 mA regulada dentro de límites muy estrechos. La corriente circula normalmente en el sentido A-B. La caída de tensión en un repetidor es de aproximadamente 20 voltios.

Unos filtros separadores de potencia separan en el repetidor la corriente continua de las señales principales de transmisión, que se transmiten conjuntamente por el cable coaxial submarino. La tensión para los amplificadores se obtiene por la caída de potencial en una unidad de derivación. Asociada a esta unidad hay un dispositivo protector contra sobretensiones que está constituido por diodos Zener y que protege los amplificadores. Se tiene también protección contra las sobretensiones en el circuito de transmisión del filtro

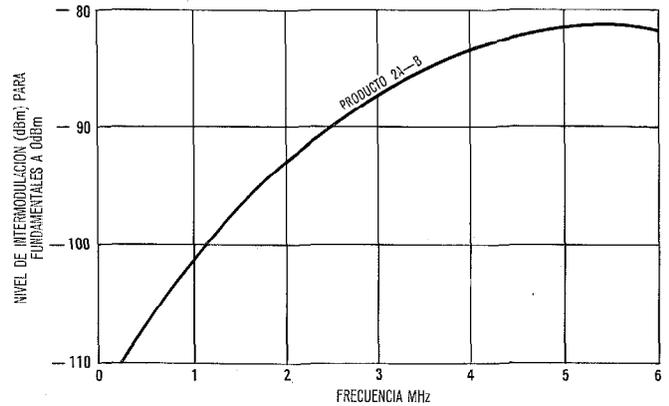


Fig. 12 Intermodulación de tercer orden en el amplificador de alta frecuencia.

separador de potencia mediante tubos de gas de baja tensión.

Los condensadores de los filtros separadores de potencia se especifican normalmente para 6,25 kV en funcionamiento continuo, pero para un sistema de 3500 millas náuticas deben ser de 12 kV.

Circuitos de transmisión

El grupo de baja frecuencia de la banda 312—6016 kHz que entra por el terminal A se separa primero de la corriente de alimentación mediante el filtro separador de potencia del extremo A y se dirige a través de un filtro direccional de paso bajo al amplificador de banda baja. La banda inferior se iguala y amplifica después para compensar la atenuación y la distorsión del cable en la característica de nivel/frecuencia, y la salida se lleva a través de otro filtro direccional de paso bajo al filtro separador de potencia del extremo B.

El grupo de alta frecuencia de la banda 7996—13700 kHz que entre por el terminal B sigue un proceso similar a través de los dispositivos de separación de potencia, filtros direccionales de paso alto y amplificadores de banda alta.

En la Fig. 13 se muestra un diagrama de bloques simplificado.

Unidad amplificadora de banda baja

Es un amplificador de banda ancha a tres etapas con realimentación y transformadores de entrada y salida. La ganancia es tal que compensa la atenuación del cable. Los transistores que utiliza este amplificador son del tipo 4A2 del Post Office.

Unidad amplificadora de banda alta

También es un amplificador de banda ancha con realimentación. Los transistores que emplea son del tipo 10A2/10 del Post Office.

Dispositivos de protección

Se decidió emplear los mismos tipos de dispositivos protectores a base de semiconductores que se emplearon con éxito en los repetidores sumergidos de 5 MHz.

Se trata de un pequeño diodo de silicio de elevada calidad y de un diodo Zener grande desarrollado especialmente por STC para su empleo en cables submarinos.

Los diodos pequeños protegen los circuitos de entrada y salida de los amplificadores. El diodo grande se emplea también como dispositivo experimentado en los circuitos de salida del amplificador para la polarización de los diodos pequeños de silicio; sin embargo, fundamentalmente se diseñó para dar protección contra sobretensiones en el circuito de alimentación de alta tensión del repetidor.

Estos dos tipos de diodos se emplean en redundancia contra cortocircuitos.

Circuitos de supervisión

Cada repetidor cuenta con una unidad de supervisión bidireccional de tipo modulador, con un oscilador de cristal incorporado que genera la portadora de modulación.

Los dispositivos semiconductores que se emplean en los circuitos de supervisión son fabricados por ITT Semiconductores y se han utilizado en sistemas anteriores.

Las unidades de supervisión constan esencialmente de:

- un filtro de paso banda (A) que selecciona un tono de supervisión de la banda 7740—7830 kHz;
- un oscilador controlado por cristal ajustado a ± 10 ppm a 7540 kHz que suministra la portadora (C) a la unidad de modulación. Tiene una estabilidad para una variación de temperatura de 0 a 25 °C de ± 10 ppm y una deriva esperada de ± 12 ppm en 20 años;
- un filtro de cristal (B) de banda estrecha que discrimina y separa tonos de la banda 200—290 kHz. Cada repetidor tendrá asignada una sola frecuencia discreta y su frecuencia y código se identificarán con este filtro. Se han desarrollado para este filtro cristales que permiten utilizar tonos separados 150 Hz. Para una banda de 90 kHz se necesitan 600 cristales de supervisión distintos;
- una unidad de modulación de función doble que efectúa la traslación de frecuencias de A-C y B+C a A. Es decir, para las frecuencias medias de las bandas:

$$7785 - 7540 = 245 \text{ kHz}$$

$$\text{y } 245 + 7540 = 7785 \text{ kHz}$$

También se emplea este modulador para efectuar la traslación de frecuencia de una banda de ruido con centro en 7295 kHz a un canal de ruido adecuado determinado por el filtro de cristal (B) de

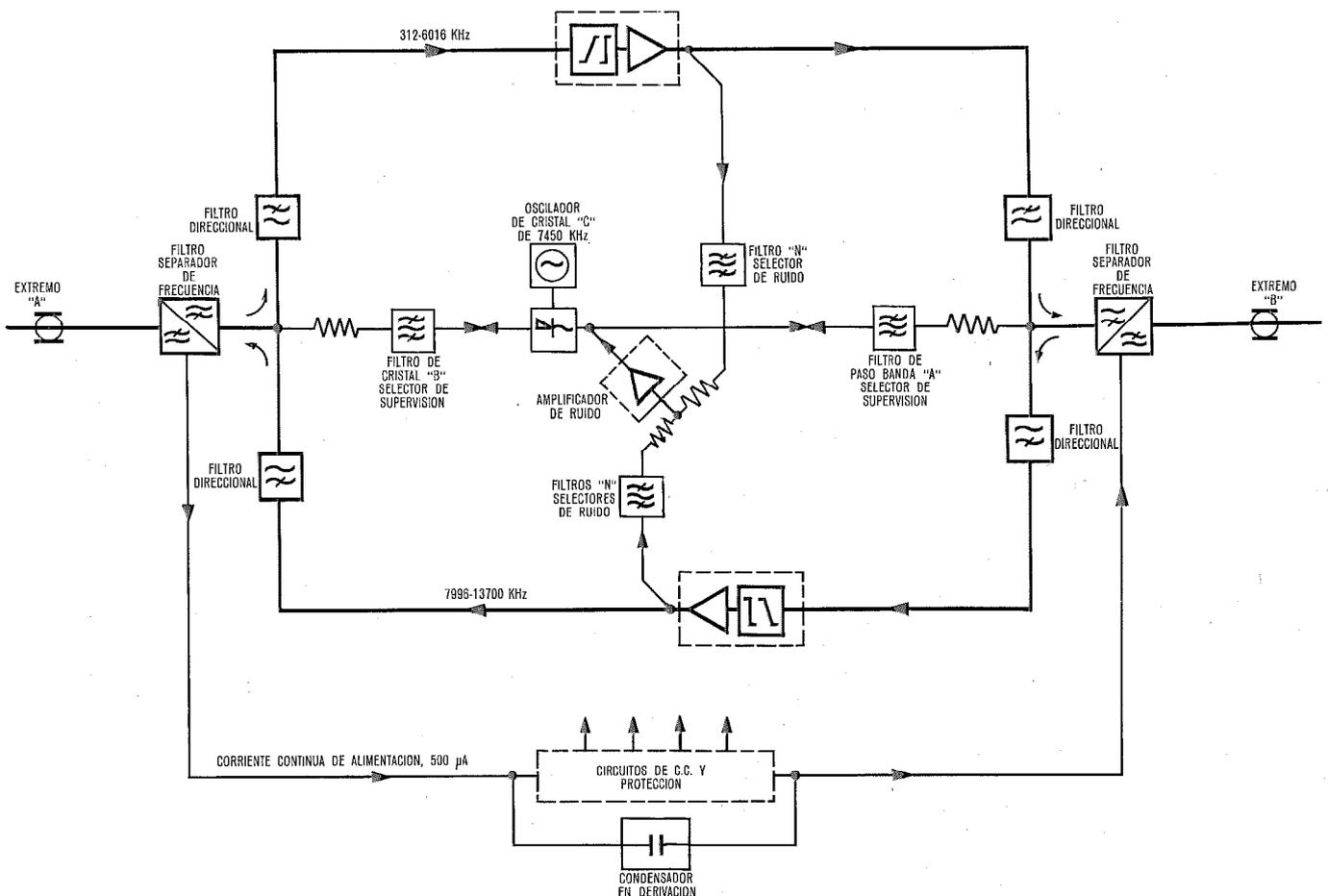


Fig. 13 Diagrama de bloque del repetidor sumergido.

banda estrecha y que se transmite al terminal B. La traslación para la frecuencia media de la banda es:
 $7540 - 7295 = 245 \text{ kHz}$

La medida de ruido precisa de las unidades de supervisión siguientes:

- dos filtros selectores de ruido de paso banda para el margen de frecuencias 7250—7340 kHz a la salida de cada amplificador;
- una red de igualación y mezcla de ruido junto con un amplificador de "frecuencia única" de alta ganancia.

Las funciones de las unidades de supervisión son las siguientes:

Medida de la ganancia en bucle en el terminal A

Se envía a la línea a un nivel adecuado un tono único del margen 200—290 kHz, que será amplificado por todos los repetidores del sistema y llegará al terminal B. En el repetidor específico cuyo filtro de cristal esté sintonizado precisamente para ese tono, éste será seleccionado en el extremo A del repetidor y aplicado al modulador del mismo. Se efectuará una traslación de frecuencia en la que la banda lateral superior caerá dentro del margen de filtro de paso banda (A). El tono resultante de banda alta pasará por los filtros direccionales de paso alto y el amplificador para llegar al terminal A, como identificación de la ganancia en bucle del sistema para la banda de alta frecuencia de este repetidor.

Las atenuaciones de selectividad en el filtro de cristal de baja frecuencia y en el filtro de paso banda de alta frecuencia son elevadas para cortar efectos de derivación indebidos en los repetidores.

Medidas de la ganancia en bucle en el terminal B

Se envía a la línea a un nivel adecuado un tono único del margen 7740—7830 kHz, que será amplificado por todos los repetidores del sistema y llegará al terminal A. Todos estos tonos elegidos entrarán en el margen de filtro de paso banda A y en cada repetidor del sistema serán aplicados al modulador del repetidor para que efectúe la traslación de frecuencia, cayendo la banda lateral inferior en el margen 200—290 kHz. Ahora bien, un repetidor del sistema tendrá su filtro de cristal de banda estrecha (B) sintonizado a la frecuencia resultante del tono simple enviado desde el terminal B. Este repetidor devolverá su tono de identificación a través de sus filtros direccionales de paso bajo y del amplificador hacia el terminal B para obtener un valor medible de la ganancia en bucle del sistema para la banda de baja frecuencia de este repetidor.

Medida de ruido en el terminal B

En la salida de cada amplificador se selecciona una banda de ruido en el margen de frecuencias de 7250—7340 kHz de la zona de transición de los filtros direccionales y se mezcla a igual nivel de potencia en la entrada del modulador. El amplificador separador de

alta ganancia eleva el nivel de la mezcla de ruido para obtener en el modulador un nivel adecuado para la traslación de frecuencia y el retorno al terminal B. Se excluye el ruido del sistema utilizando ruido del amplificador en la zona de transición de los filtros direccionales, siendo el ruido de retorno térmico y de intermodulación generado en los amplificadores del repetidor. Por otra parte, este ruido se limita a una banda muy estrecha después de la traslación, determinada por el filtro de cristal especial del repetidor y fácilmente identificable en el terminal B como procedente de un repetidor en particular.

La red de salida del amplificador de ruido independiente eficazmente éste de la función de ganancia en bucle del repetidor.

Los circuitos de supervisión del repetidor pueden emplearse también para hacer medidas de armónicos y de intermodulación en el sistema fuera de servicio en la forma siguiente:

Segundo y tercer armónicos desde el terminal A

Se envía desde el terminal A una frecuencia simple a un nivel predeterminado para producir un armónico de segundo o tercer orden en el margen de los filtros selectores de ruido. Este se modula, quedando en la banda de los filtros de cristal, y en un repetidor determinado será separado, amplificado por el amplificador de banda baja y enviado al terminal B.

El armónico de segundo o tercer orden que se recibe en el terminal B se traslada allí a la banda alta y se devuelve al punto de pruebas de origen en el terminal A.

Pruebas de intermodulación desde el terminal B

Se envían desde el terminal B tonos a nivel adecuado, que se emplean para generar en los amplificadores de banda alta productos 2A-B, que quedan dentro del margen de los filtros selectores de ruido y se modulan para pasar a la banda de los filtros de cristal, siendo devueltos al terminal B en un repetidor determinado por los circuitos de amplificación de la banda baja.

Las frecuencias de los productos de distorsión que se reciben identifican el amplificador del repetidor en que fueron generadas, sin necesidad de recurrir a técnicas de impulsos.

Consideraciones sobre la localización de averías

Aunque el equipo de supervisión de los repetidores sumergidos puede ser útil para la detección de averías del cable, a menudo es necesario poder localizar una avería con más precisión que la que dá la sección de repetición más próxima. Esto es especialmente cierto cuando hay una sección larga de cable de tierra o cuando las actividades de pesca dan lugar a un alto porcentaje de averías en la sección del cable de aguas poco profundas.

El empleo de transistores ha hecho más difícil la localización de averías por los métodos clásicos de c.c.

La condición básica es que la resistencia en c.c. del repetidor debe ser independiente de la corriente de línea para intensidades bajas de la corriente en un margen razonable de valores.

En otros métodos de localización de averías se recurre a medidas de impedancias en audiofrecuencia y a medidas de ecos de impulsos de baja frecuencia. En ambos casos se requiere que el repetidor sin activar presente una atenuación baja y una elevada pérdida de retorno en el margen más amplio posible de frecuencias de prueba de audio.

Evidentemente, la solución ideal sería un conmutador de paso que, cuando el repetidor estuviese desactivado, le hiciera eléctricamente transparente. En la actualidad no se dispone de un dispositivo de este tipo con la fiabilidad necesaria.

En consecuencia, se incorpora al repetidor un circuito de derivación constituido por una resistencia y un condensador en paralelo shuntando el circuito de alimentación. El valor de la resistencia en derivación del repetidor desactivado es del orden de 60 ohmios, considerablemente menor que en anteriores repetidores transistorizados. Este bajo valor, junto con una capacidad en derivación de 10 microfaradios, aumenta considerablemente el campo de los métodos de localización de defectos en c.c. y baja frecuencia, pero con el inconveniente de que la corriente normal de alimentación aumenta en más de 300 mA.

Alimentación de los Repetidores sumergidos

Equipo de alimentación

La descripción completa del equipo terminal que alimenta los repetidores sumergidos cae fuera de los propósitos de este artículo, pero, en general, puede decirse que debe controlarse con precisión la alimentación de cada repetidor a fin de obtener para los repetidores la máxima vida activa y ganancias estables.

Esta condición se cumple suministrando la energía de c.c. a los repetidores desde las estaciones terminales por el conductor central del cable coaxial.

La intensidad de corriente necesaria para producir las tensiones de funcionamiento correctas en los repetidores es de unos 500 mA. El bucle de corriente se completa en su camino de vuelta con el mar.

La tensión necesaria para enviar a la línea 500 mA en un sistema depende del número de repetidores y de la resistencia del cable y es, por tanto, proporcional a la longitud del sistema. Evidentemente, también los esfuerzos máximos que soportan los repetidores dependen de la longitud del sistema.

Es una buena práctica económica preparar el diseño de acuerdo con los requisitos de dos sistemas, los de largo y los de corto alcance, y esta filosofía se aplica a los repetidores y al equipo de alimentación.

Como ejemplo, se examinará un sistema de alimentación de largo alcance apropiado para 3.500 millas náuticas. Este sistema precisaría una tensión total de unos 17 kV en el cable principal, y el equipo de fuerza trabajaría alimentando ambos extremos del cable permanentemente para reducir al mínimo la tensión

entre el cable y el mar. Para prevenir las perturbaciones debidas a tormentas magnéticas, que pueden provocar inducciones de hasta ± 2 kV en el sistema, el equipo de alimentación debe tener una tensión máxima de salida de 10 kV.

Normalmente un terminal actuaría como "satélite" a 9,5 kV y el otro como "principal". Este trabajaría normalmente a 7,5 kV pero podría llegar hasta 9,5 kV ó bajar a 5,5 kV si fuera necesario.

La continuidad de alimentación al cable desde cada extremo estaría asegurada duplicando las unidades de energía dentro del equipo y añadiendo un equipo de fuerza de reserva con transferencia inmediata.

Se ha instalado un sistema con terminales semejantes a éstos y una capacidad efectiva por terminal de hasta 15 kV.

Terminación del cable submarino

En razón a las altas tensiones, el equipo de alimentación cuenta con cierres de seguridad que impiden el acceso del personal de conservación a los circuitos de alta tensión mientras ofrezcan peligro.

Como la terminación del cable submarino coaxial exige una protección semejante, es conveniente incorporar el armario de terminación del cable en el equipo de alimentación. Este armario contiene también el filtro separador de potencia que separa la corriente continua de las señales de transmisión y un transformador en el circuito de transmisión para adaptar la impedancia de 54 ohmios del cable submarino a la impedancia de 75 ohmios del equipo de transmisión terminal.

Si el sistema sólo tiene alimentación permanente por un extremo, en el terminal sin alimentación se equipa un armario independiente de terminación del cable.

Equipo de Transmisión Terminal

En cada estación terminal de un sistema telefónico de cable submarino es necesario un equipo especial de alta frecuencia que permita el enlace entre el equipo de conexión a la red de tierra y el cable submarino.

La conexión con la red de tierra se hace normalmente a las frecuencias de base de los supergrupos (312—552 kHz), de modo que hay 23 entradas y salidas al sistema en cada terminal.

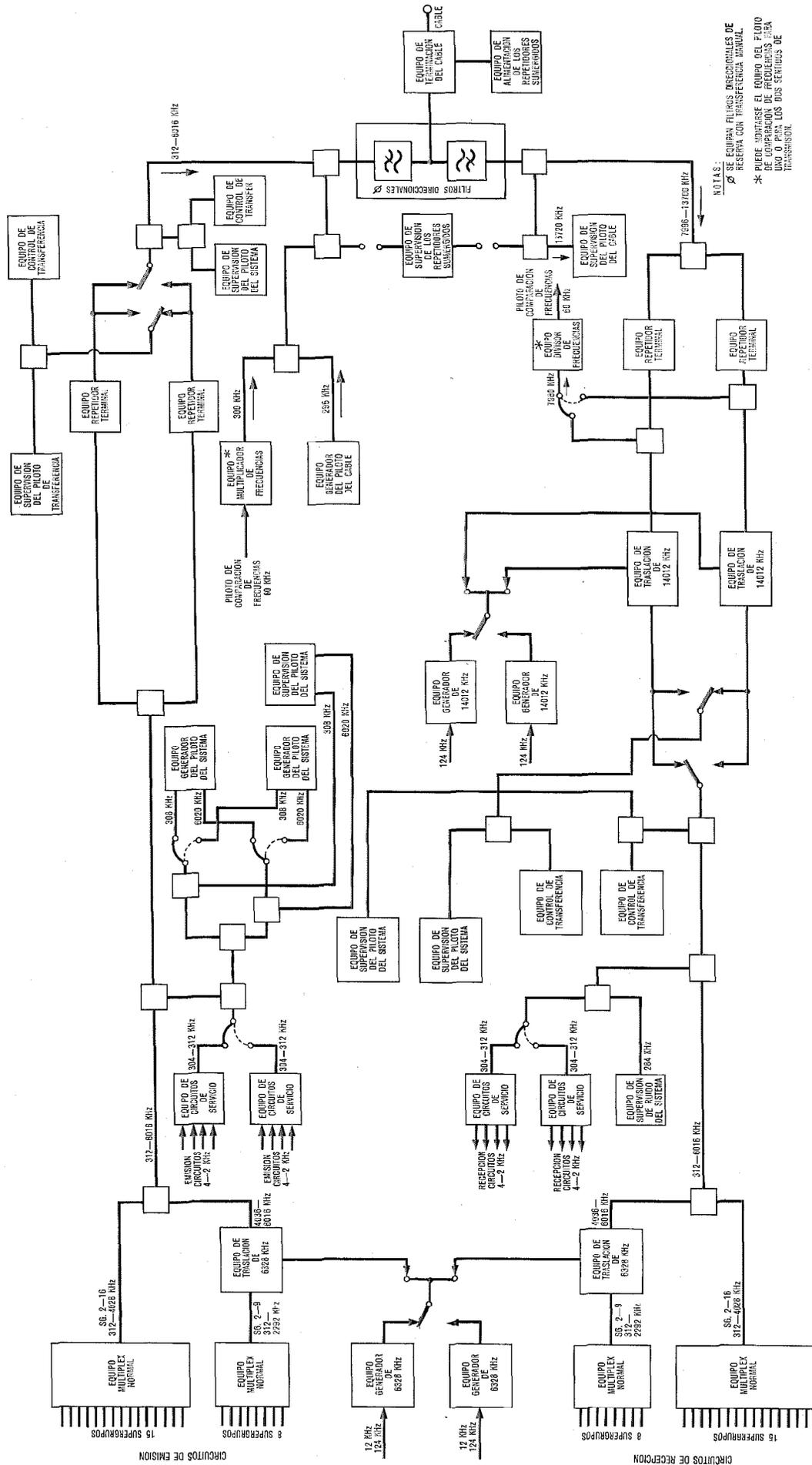
El equipo terminal comprende las necesarias etapas de traslación de frecuencia, amplificación e igualación del espectro de tráfico principal, filtros direccionales y equipo de supervisión y conservación del sistema.

En la Fig. 14 se muestra un diagrama de bloques simplificado de un terminal A típico. El terminal B es normalmente semejante, siendo la principal diferencia que el equipo de traslación de 14012 kHz está en el circuito de emisión en lugar de en el de recepción.

Secciones terminales

En el diseño general de un sistema para una ruta dada el número de repetidores sumergidos depende de

Sistema de repetidores sumergidos



NOTAS:
 * SE SE EQUIPO FILTROS DISEÑADOS DE RESERVA CON TRANSFERENCIA TERMINAL.
 * PUEDE MONTARSE EL EQUIPO DEL PILOTO DE SUPERVISION DE FRECUENCIAS DESA UNO O PARA LOS DOS SENTIDOS DE TRANSMISION.

Fig. 14 Sistema de cable submarino de 14 MHz Equipo terminal "A" (duplicado).

la longitud y de los tipos de cable entre los dos terminales.

La separación entre repetidores contiguos se fija en función de la atenuación del cable para la frecuencia de corte superior de tráfico, 13704 kHz, pero la distancia de cada repetidor final al terminal puede variar ampliamente.

Por tanto, el terminal se diseña con ganancia e igualación regulables, de modo que haciendo los ajustes adecuados al poner en servicio el sistema pueden tenerse los niveles correctos en línea para un amplio margen de variación de la atenuación de la sección extrema.

La sección extrema máxima en el terminal B viene determinada por el nivel de sobrecarga del amplificador final de emisión, que es parecido al del amplificador de los repetidores sumergidos. Sin embargo, las pérdidas de transmisión entre la salida del amplificador y la entrada del cable son unos 4 dB mayores en el terminal que en un repetidor debido a las redes de inserción y extracción de los pilotos y a las pérdidas en el cableado de la estación, reduciendo el nivel de salida a la entrada del cable a un valor inferior al que se da en un repetidor. También es necesario prever unos 8 dB para reparaciones del cable y variaciones de temperatura en la sección extrema. La máxima atenuación del cable en la sección extrema está, por tanto, limitada a unos $\frac{5}{6}$ de la de una sección de repetición en la planificación del sistema.

En el terminal A el límite lo establece el menor nivel de entrada aceptable en el primer amplificador receptor, que depende de las condiciones de ruido del sistema. Las pérdidas entre la entrada del cable y la entrada del amplificador son igualmente mayores que en un repetidor, de modo que la atenuación máxima del cable en la sección extrema es menor que la de una sección de repetición completa. Como también es deseable limitar la atenuación en la sección extrema para minimizar el efecto de cualquier interferencia de radio que pueda aparecer, se emplea también en la planificación del sistema un máximo de $\frac{5}{6}$ de la de una sección normal, pero en algunos casos puede sobrepasarse este límite ya que no está determinado por la sobrecarga del amplificador.

Igualación

Como la distancia de cada terminal a un repetidor sumergido varía entre cero y $\frac{5}{6}$ de la sección de repetición, la igualación en el terminal se prevé con el ajuste necesario para cubrir este margen. Además, puede hacerse algún ajuste para permitir la variación de la pendiente de preénfasis de los amplificadores de los repetidores a fin de obtener un funcionamiento óptimo en cuanto a ruido del sistema.

En la práctica, la igualación del sistema, después de hacer los ajustes anteriores, tendrá todavía un error residual debido a la acumulación de pequeños errores en cada tramo de igualación del sistema. El diseño del terminal prevé, por tanto, la adición de nuevos igualadores diseñados después de hacer medidas del sistema

de extremo a extremo, una vez instalado, incluyendo el equipo terminal.

Basados en las medidas de sobrecarga y ruido en el sistema instalado, ésta igualación residual se reparte según convenga entre los terminales de emisión y de recepción para garantizar que todos los repetidores sumergidos del sistema, trabajan lo más cerca posible de los niveles previstos.

Aparte de la igualación fija, que se establece durante la puesta en servicio del sistema, se equipan igualadores conmutables en los circuitos de emisión y de recepción de cada terminal a fin de poder hacer ajustes para compensar el efecto sobre la atenuación del cable de los cambios estacionales de temperatura. La característica que hay que igualar no sigue una curva según las raíces de las frecuencias como en el caso de los igualadores fijos del cable, sino que sigue la curva de la Fig. 15, que tiene en cuenta el hecho de que el coeficiente de temperatura de la atenuación del cable disminuye al crecer la frecuencia, desde 0,16 % por grado centígrado a 1 MHz hasta 0,125 % por grado centígrado a 14 MHz.

También se prevén redes que permitan el ajuste de la igualación en el caso de que se altere la pérdida de inserción del cable por adición de nuevo cable en alguna reparación.

Traslación de frecuencia

La banda de base del sistema consta de 23 supergrupos dispuestos sucesivamente con las separaciones normales entre supergrupos de 8 ó 12 kHz y que ocupan la banda de 312 a 6016 kHz. En el sentido de transmisión A-B esta banda se transmite por el cable sin traslación de frecuencia. En el sentido B-A un modulador en el terminal de emisión traslada la banda de base a la banda de 7996 a 13794 kHz, para su transmisión por el cable submarino, después de lo cual revierte a la banda de base mediante un demodular en el terminal de recepción.

La frecuencia portadora necesaria para la modulación y la demodulación es 14012 kHz, y se separa la banda lateral inferior de los productos de modulación mediante filtros.

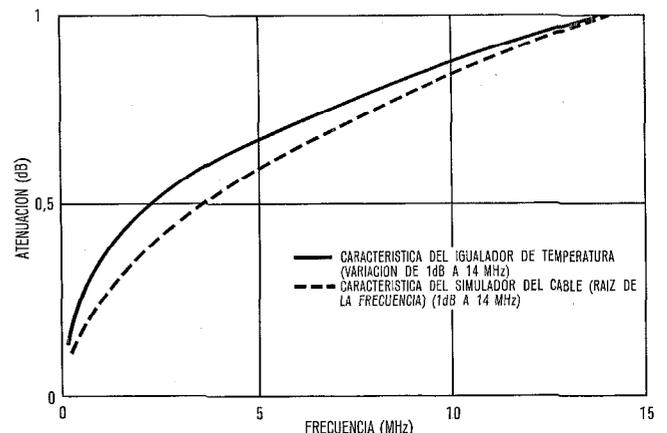


Fig. 15 Características del igualador de temperatura para una variación de 1 dB a 14 MHz.

En la constitución de la banda de base a partir de los supergrupos de base que permiten la interconexión con la red de tierra, se utiliza al máximo posible el equipo de traslación de supergrupos normalizado que se emplea en la red del anterior. La parte de la banda de base entre 312 y 4028 kHz corresponde a los supergrupos 2 a 16 y se obtiene, por tanto, directamente del equipo de traslación de supergrupos correspondiente a estos supergrupos.

La banda de 4936 a 6016 kHz es, sin embargo, propia del sistema submarino y se obtiene mediante otra etapa de traslación en que una banda que corresponde a los supergrupos 2 a 9, es decir 312 a 2292 kHz, modula una frecuencia portadora de 6328 kHz.

Suministros de portadoras

Sos suministros de portadoras de supergrupos se obtienen con equipo normalizado de generación de portadoras, pero los dos suministros especiales de 14012 kHz y 6328 kHz se generan en el equipo terminal del sistema submarino a partir de entradas de 124 kHz y 12 kHz.

Con objeto de cumplir las recomendaciones del CCITT sobre desplazamiento de frecuencia en un canal telefónico, estas frecuencias de entrada deben obtenerse en un oscilador maestro con una estabilidad de frecuencia superior a 5 partes en 10^8 .

El equipo generador de 14012 kHz y 6328 kHz está duplicado, teniendo cada unidad entradas independientes. Si el nivel de alguno de los suministros de portadora en servicio cae más de 3 dB, actúa un equipo de transferencia automática que substituye el equipo en servicio por el de reserva.

La salida del suministro de portadoras para cada frecuencia pasa a una unidad de distribución que puede servir hasta cuatro sistemas que terminen en el edificio terminal.

Piloto de comparación de frecuencias

Para poder comparar las frecuencias de los osciladores en los dos terminales del sistema es necesario transmitir una frecuencia piloto por el sistema desde uno de los terminales por lo menos. La frecuencia con que normalmente se cuenta en los equipos de osciladores maestros con este fin es 60 kHz, que está fuera de las bandas de transmisión del sistema. Por consiguiente, en el terminal del sistema submarino se incluyen multiplicadores y divisores de frecuencia para convertir los 60 kHz en una frecuencia adecuada a la transmisión por el cable y reconvertirla en los 60 kHz en el terminal de recepción.

Las frecuencias elegidas son 300 kHz en el sentido A-B y 7980 kHz en el sistema B-A. Los dos son múltiplos de 60 kHz, pues evidentemente la frecuencia piloto no debe pasar por ningún modulador ni demodulador.

Pilotos del sistema y del cable

Para contribuir a la conservación del sistema pueden transmitirse continuamente por el cable tres fre-

cuencias piloto en cada sentido. Dos de éstas, los Pilotos del Sistema, están en los bordes opuestos de la banda de transmisión y se utilizan para tener comprobación permanente de la igualación y la pérdida de inserción del sistema de banda base a banda base. Las frecuencias en la banda base son 305 kHz y 6020 kHz, que se convierten en 7992 kHz y 1370 kHz mediante el modulador del sistema para el sentido B-A. El nivel de cada piloto es -20 dBm0.

Una de las misiones principales de los pilotos del sistema consiste en dar una indicación cuando es preciso ajustar los igualadores variables de temperatura del terminal a fin de restaurar la pérdida de inserción del sistema en su valor de alineación cuando se ha producido una desviación a causa del efecto de la temperatura sobre la atenuación del cable.

Si los circuitos de emisión del terminal se duplican, también se emplean estos pilotos para controlar el funcionamiento del equipo de transferencia automática.

El tercer piloto, que normalmente sólo existe en sistemas más largos, es el piloto del cable, que se inyecta en el circuito de emisión, y se extrae del mismo, en puntos lo más cercanos posible a la entrada del cable, de modo que el nivel de recepción no venga afectado por ningún ajuste de nivel o igualación hecho en los terminales durante la vida del sistema, y así proporciona información continua sobre la atenuación del cable, presentando cambios cíclicos debidos a la temperatura y revelando cualquier cambio acíclico superpuesto debido a envejecimiento del cable o de los repetidores.

Las frecuencias piloto del cable son 13720 kHz en el sentido B-A y 296 kHz en el sentido A-B, emitiéndose a un nivel de -20 dBm0.

Supervisor de ruido del sistema

En el punto de salida de la banda de base en cada terminal de recepción hay un supervisor de ruido del sistema que consiste en un amplificador-detector de alta ganancia que da una indicación continua del nivel de ruido en un ancho de banda de 3 kHz.

La banda del supervisor tiene su centro en 234 kHz en los dos terminales, pero en el sentido B-A éste corresponde a una frecuencia de línea de 13728 kHz.

Estas frecuencias se encuentran fuera de la banda principal de tráfico para facilitar el diseño de un filtro supresor de banda intercalado en el circuito de entrada de la banda de base en cada terminal de emisión para garantizar que el ruido medido se debe sólo al sistema submarino.

Están, sin embargo, lo suficientemente próximas al borde de la banda de tráfico, especialmente en el sentido crítico de transmisión de alta frecuencia, para dar una indicación bastante precisa de los niveles de ruido de los canales.

Se puede emplear alternativamente 6044 kHz en el sentido A-B, con el mismo supervisor, utilizando la etapa de traslación de 6328 kHz.

Duplicación del circuito principal

Sería antieconómico fabricar el equipo terminal con los mismos requisitos aplicados a los repetidores sumergidos, y no es rigurosamente necesario por tener acceso al equipo para su reparación. No obstante, es deseable que el tiempo de corte del sistema achacable a averías en el equipo terminal no sea mayor que el debido al equipo sumergido, y, por tanto, si es preciso, puede duplicarse el circuito principal de transmisión incorporando la transferencia automática del equipo en servicio al de reserva.

Para evitar las complicaciones que resultarían en el equipo al duplicar la unidad de traslación de supergrupos, la duplicación se limita a las partes del equipo en que están presentes todos los 23 supergrupos, es decir el modulador y el demodulador del sistema y las unidades principales de igualación y amplificación. No es conveniente intercalar conmutadores de transferencia en el circuito de 2 hilos, ya que serían una fuente potencial de intermodulación en un punto en que pueden existir grandes diferencias de nivel entre las señales de emisión y de recepción. Sin embargo, en este aspecto los conmutadores de transferencia son totalmente satisfactorios para su empleo en el circuito de 4 hilos. Por consiguiente, el circuito de transmisión protegido por transferencia automática es el que hay entre el punto de mezcla de las bandas de base y el lado de 4 hilos de los filtros direccionales. Para los filtros direccionales es necesaria la transferencia manual, que exige el empleo de un soldador.

Los sistemas de transferencia automática de los circuitos de emisión y recepción de cada terminal son totalmente separados e independientes uno de otro. La entrada de cada circuito duplicado se conecta a las salidas de una unidad híbrida, de modo que por cada circuito pasa a la vez la señal pero sólo una salida se conecta a la línea, según la posición del conmutador de transferencia.

La actuación de los conmutadores de transferencia está controlada por las dos frecuencias piloto del sistema, 308 kHz y 6020 kHz, que se aplican al circuito principal de transmisión en el punto de mezcla de las bandas de base. En el terminal de emisión se seleccionan en el lado de salida del amplificador final de emisión, donde se detecta cualquier cambio de nivel superior a ± 3 dB con respecto al valor de ajuste inicial, provocando la transferencia, siempre que el nivel detectado del piloto en el circuito de reserva se mantenga dentro de estos límites. En el terminal B, las frecuencias piloto en este punto habían sido convertidas por el modulador del sistema en 7992 kHz y 1370 kHz.

Como las frecuencias piloto sólo distan 4 kHz de los bordes de la banda de base de tráfico, se transmiten por el cable y se emplean en el terminal distante como pilotos de transferencia para el circuito de transmisión receptor. En el circuito de recepción se seleccionan los pilotos a la salida del amplificador final del circuito de la banda de base y actúan los conmutadores en forma parecida a la del terminal de emisión. En los terminales A y B las frecuencias piloto en

este punto son 308 kHz y 6020 kHz, de modo que en ambos se usa idéntico equipo.

La conmutación la realizan relés de contactos sellados humedecidos en mercurio, que trabajan en menos de 1 milisegundo. Sin embargo, en el caso de la transferencia automática hay un retardo adicional en la respuesta del circuito de conmutación debido a los filtros del circuito selector de pilotos, pero la interrupción total de la transmisión en caso de fallo es inferior a 10 milisegundos.

Características generales

El equipo terminal de transmisión es del tipo Mark 6 de STC con laterales de doble profundidad en los bastidores. La alimentación de los dispositivos semiconductores es a -20 voltios y procede de unidades estabilizadores que van en el bastidor, que trabaja normalmente con una batería de 24 voltios. El equipo está diseñado con transistores, diodo y circuitos integrados existentes en el comercio. El empleo de circuitos integrados se limita a los circuitos de diodos y multiplicadores de frecuencia y a los circuitos de control de la transferencia. Todos los circuitos van montados en tarjetas de circuito impreso por un solo lado.

Conclusión

El ancho de banda de los sistemas de cables telefónicos submarinos ha aumentado recientemente con gran rapidez, después de un período inicial de consolidación en que se han establecido las técnicas de los repetidores, sumergidos, y el primer sistema de 1840 circuitos para aguas profundas será tendido en 1971, sólo dos años después que el primer sistema de 640 circuitos para aguas profundas. El diseño también sirve, con modificaciones sin importancia, para rutas de aguas poco profundas. La confianza en la capacidad de diseño de sistemas viables es hoy tal que ya se están haciendo planes para un sucesor del sistema de 1840 circuitos antes de que el primero de éstos haya sido instalado. El sistema tendrá una capacidad de 4000 circuitos, por lo menos.

Cada ampliación de la anchura de banda exige normalmente que se solucione o se evite algún nuevo problema, tal como el canto no lineal. Hasta ahora se ha evitado la necesidad de utilizar igualadores variables sumergidos controlados desde tierra, principalmente a causa del descenso del coeficiente de temperatura de la atenuación del cable al aumentar la frecuencia, pero serán necesarios en el sistema de la próxima generación.

No obstante, aunque ha habido continuas mejoras en el diseño de cables y repetidores, el aumento de capacidad de circuitos no ha provocado cambio alguno fundamental en el método general de diseño de sistemas de cables telefónicos submarinos en el que un cable coaxial de un solo tubo, equipado con repetidores bidireccionales alimentados desde los terminales, transmite señales analógicas dispuestas en múltiplex per división de frecuencia. Sin embargo, se está estudiando otras posibilidades.

Reconocimiento

Los autores desean expresar su agradecimiento a sus colegas de STC que trabajan en el diseño y construcción del nuevo sistema y en especial al Sr. J. F. Tilly, cuyo trabajo sobre un estudio de viabilidad de un sistema transatlántico a 14 MHz fué una provechosa fuente de información para este artículo. También se debe reconocimiento al Departamento de Investigación del British Post Office por su participación en el desarrollo de transistores.

Referencias

- [1] Comunicaciones Eléctricas, Vol. 44 (1969) N° 3.
- [2] A. D. Mackay, B. M. Dawidziuk y H. F. Preston: Aspectos económicos operacionales y técnicos de los sistemas modernos de comunicación global, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43 (1968) N° 2, págs. 183—197.
- [3] J. F. Tilly: Repetidor sumergido para el cable de 640 circuitos entre el Reino Unido y Portugal, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43 (1968) N° 1, págs. 42—46.
- [4] F. M. Holmes y D. Baker: British Post Office Transistor for Deep Water Submarine Telephony, Telecommunications Journal, Vol. 37, 1970.
- [5] S. A. Taylor: Overload Instability of Submarine Cable Repeater Systems, Post Office Electrical Engineers Journal, Vol. 62, Parte 3, Oct. 1969.
- [6] Cleo. D. Anderson: Overload Stability Problem in Submarine Cable Systems, B. S. T. J. julio-agosto 1969.
- [7] R. W. Ketchledge: Distortion in Feedback Amplifiers, Bell System Technical Journal, noviembre 1955.
- [8] M. E. Collier: Transistor Carrier Multiplex Equipments, Part 2 — Deep Rack Construction (Mark 6 Multiplex), Electrical Communication, Vol. 40 (1965) N° 1, págs. 48—73.

G. A. Heath nació en Londres en 1924. Obtuvo el grado de B. Sc. en ingeniería eléctrica por la Universidad de Londres en 1949.

Ingresó en Standard Telephones and Cables en 1941.

Sirvió en el Ejército entre 1945 y 1948, destinado en el Royal Corps of Signals.

Entró en 1962 en la división de sistemas de repetidores sumergidos después de varios años de experiencia en el desarrollo de equipo terminal de cable de tierra en STC y una temporada de ingeniero delegado de otra compañía del Extremo Oriente.

Ahora es jefe de la sección de desarrollo de repetidores en North Woolwich.

El Sr. Heath es ingeniero colegiado y miembro del Institution of Electrical Engineers.

A. J. Bennett nació en Londres en 1929. Obtuvo el grado de B. Sc. en ingeniería eléctrica por el Queen Mary College, de Londres, en 1950.

En 1952 ingresó en Standard Telephones and Cables y, después de obtener experiencia en equipo de cables de tierra, en 1954 entró a formar parte de un grupo de ingenieros dedicado al desarrollo de sistemas de cables submarinos.

Ahora es jefe de la sección de ingeniería de sistemas y desarrollo de equipos terminales de la división de sistemas de repetidores sumergidos en North Woolwich.

El Sr. Bennett es ingeniero colegiado y miembro del Institution of Electrical Engineers.

Incorporación de la señalización por canal común CCITT N° 6 al Sistema Metaconta

Objetivos y realizaciones del sistema ITT

E. P. G. WRIGHT

Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Reino Unido

S. R. TREVES

FACE-Standard, Milán, Italia

L. G. LE STRAT

Le Matériel Téléphonique, París, Francia

H. H. ADELAAR

Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes, Bélgica

Introducción

Antecedentes e historia

Históricamente la señalización por canal común posee antecedentes estimables en la operación entre dos cuadros manuales A y B por medio de una línea de órdenes, lo que ha sido ampliamente utilizado. La operadora A, en lugar de seleccionar un circuito y transmitir por él una señal para llamar a la operadora B, apretaba un botón de línea de órdenes para ponerse en contacto con una operadora en B. A continuación emitía su mensaje a través de este circuito, por ejemplo la información para dirigir una llamada y, en respuesta, la operadora de B contestaba con el número del circuito sobre el que iba a establecer la conexión. Este tipo de operación aceleraba el establecimiento de las conexiones, pero en los picos de tráfico, cuando varias operadoras podían estar usando conjuntamente una misma línea de órdenes, se producían errores con facilidad. El uso de líneas de órdenes estuvo limitado a conexiones de un solo tramo.

Cuando hace cuarenta años se introdujo el servicio automático interurbano de abonado, los sistemas de señalización nacionales se basaban en la longitud de las señales para evitar las imitaciones e interferencias ocasionadas por la voz y el ruido. Es decir, se mejoraba la relación entre la señal y el conjunto de voz más ruido, alargando las señales. La planificación de la explotación semiautomática continental introducía, diez años más tarde, la existencia de conexiones sometidas al retardo de un sistema continental y dos sistemas nacionales, con lo que surgía la necesidad de limitar la longitud de las señales. Otros diez años más tarde los largos cables submarinos hacían posibles llamadas semiautomáticas que incluían un sistema de señalización intercontinental, dos continentales y dos nacionales. En el desarrollo de los sistemas T.A.S.I. se necesitaron retardos adicionales de señalización, lo cual llevó al CCITT a reconocer que era preciso alcanzar mayor velocidad de señalización, bien modificando todos los sistemas nacionales lentos o bien diseñando un sistema internacional mucho más rápido.

Inmediatamente después de la segunda guerra mundial, ITT ha estado implicada junto con los diferentes administraciones en el diseño y prueba del llamado sistema de señalización "semitelégráfico" que empleaba

un canal telegráfico a 50 baudios para la transmisión de señales de línea de un cierto número de circuitos de conversación. El proyecto se abandonó porque la proporción de errores era demasiado alta en relación a las mejoras en coste y velocidad.

Mediante un programa exhaustivo de investigaciones y pruebas experimentales se pudo establecer que un circuito común de señalización podía cursar todo el tráfico de señales correspondiente a un número muy elevado de circuitos de conversación. Se pudo asimismo averiguar que los errores en la transmisión a 2400 bits por segundo eran, por término medio, de uno por minuto para circuitos no conmutados y de diez por minuto en circuitos conmutados; era esencial usar algún procedimiento de corrección de errores y afortunadamente los llamados códigos cíclicos de detección proporcionaron una protección excelente con una utilización aceptable de los bits de comprobación. Como quiera que sólo se conecta un único equipo de detección y corrección de error al circuito común de señalización, las cargas anuales por cada circuito de conversación son casi despreciables. Como consecuencia, Standard Telecommunication Laboratories, una subsidiaria de ITT, diseñó un tipo de red de conmutación de mensajes al objeto de proporcionar una señalización rápida con un extenso código de señales y una protección muy segura frente a los errores de mala operación. Este sistema se presentó al CCITT por la Chile Telephone Co., otra subsidiaria de ITT, en la Contribución n° 111 (1960—64) a la Comisión de Estudio XI.

Se puso de manifiesto que esta propuesta de señalización por canal común era la única que ofrecía un incremento substancial en la velocidad de señalización y fué aceptada como base para el Sistema de Señalización N° 6 por la Asamblea Plenaria del CCITT en 1964. Es interesante poner de relieve que la principal crítica estuvo dirigida hacia el hecho de que eran necesarios profundos cambios de diseño que exigirían mucho tiempo para desarrollarlos y que se necesitarían modificaciones en los conceptos de diseño de conmutación. Se esgrimió también en contra de los argumentos anteriores que los cambios de señalización no serían frecuentes y sí de largo alcance, y que las imperfecciones de los sistemas de señalización existentes eran consecuencia de haberse adaptado a las condicio-

nes y cambios impuestos por los sistemas de conmutación y transmisión del pasado. El concepto básico de la señalización por canal común exige un equipo procesador común, que está disponible en el control central de una central de conmutación controlada por programa almacenado, tal como el sistema Metaconta, diseñado por ITT.

ITT hizo contribuciones relevantes a los grupos de trabajo y grupos de colaboración del CCITT formados para la preparación de una propuesta de especificación en la Asamblea Plenaria de 1968.

Uso del Sistema de Señalización CCITT N° 6

Las condiciones del CCITT hacían particular hincapié en la necesidad esencial de una señal de respuesta rápida y un corto retardo después de marcar. Se especificó asimismo que el sistema habría de ser adecuado para conexiones largas y cortas, para pequeños y grandes grupos de circuitos y aplicable a medios de transmisión terrestres y por satélite. La exigencia más gravosa es la de un grupo pequeño de circuitos en un cable submarino muy largo. Para estas conexiones es interesante el procedimiento de señalización llamado cuasi-asociado, en el que un grupo de circuitos de conversación no tiene un canal común específicamente asignado, sino que transmite sus señales a través de los circuitos de control asociados con otros grupos de circuitos de conversación.

Mientras las cargas anuales de los primitivos sistemas de señalización han sido aproximadamente proporcionales al número de circuitos de conversación e independientes de la distancia, en el Sistema N° 6 dependen de los terminales del circuito común, de la longitud y de las características de este circuito, pero sólo dependen en una proporción muy pequeña del número de circuitos servidos por el canal común. Por consiguiente la implantación del Sistema N° 6 depende de un conjunto de condiciones diversas, pero posee la característica particular de que cuando se introduzca en una ruta todos los terminales existentes para señalización dentro de banda serían reemplazados en vez de dejados en servicio. En principio la señalización por canal común es aplicable a telex y transmisión de datos al igual que a circuitos de conversación y pueden asignarse etiquetas para los diferentes tipos de servicio.

Uso generalizado de la red de señalización

A diferencia de los sistemas dentro y fuera de banda del pasado, el empleo de un canal común necesita que se adjunte una etiqueta a cada mensaje para que el centro receptor pueda reenviarlo correctamente. Mediante la asignación de etiquetas al objeto, se pueden enviar en forma económica y rápida mensajes que no están relacionados con ninguna de las llamadas que se están cursando. Tales mensajes pueden terminarse incluso cuando todos los circuitos de conversación están ocupados. Más aun, una etiqueta puede representar un código de dirección tal, que el mensaje asociado puede distribuirse a un número predeterminado de direcciones;

como consecuencia pueden distribuirse rápidamente mensajes anunciando condiciones de averías o de congestión de tráfico. En forma análoga con etiquetas prefijadas representando direcciones puede transmitirse información relacionada con medidas de tráfico, cómputo u observación de servicio a cualquier parte de la red a la que esa información deba ser enviada. Para el personal de mantenimiento es valioso el uso de mensajes codificados entre distintas centrales, especialmente si existen diferencias de idioma. Tales mensajes no están ceñidos exclusivamente al personal sino que pueden asimismo originarse en o dirigirse a máquinas, al objeto de poner en marcha rutinas prefijadas, tales como pruebas.

La concentración de señales correspondientes a distintos circuitos al pasar sobre un único conjunto de terminales proporciona la posibilidad de que puedan aplicarse en forma económica ciertos controles de supervisión sin necesidad de explorar los equipos asociados con todos los circuitos de conversación. Puede conocerse fácilmente, por ejemplo, la proporción de errores en las unidades de señalización de 28 bits. Como quiera que un terminal cursa del orden de 300 000 unidades de señalización por hora, hay excelentes oportunidades de supervisión. En forma bastante análoga se puede saber de manera inmediata el número de llamadas ofrecidas contando el número de señales de liberación hacia adelante y/o señales de liberación de protección. Se pueden medir asimismo otros datos estadísticos tales como el número de llamadas contestadas y el tiempo de ocupación. Pueden centralizarse y ponerse en práctica decisiones de conmutación para concentradores, por medio de canales comunes de señalización similares pero mucho más sencillos que los del Sistema de Señalización CCITT N° 6 completo.

Implantación del Sistema de Señalización CCITT N° 6

Se ha puesto de relieve el hecho de que es este el primer sistema de gran alcance que ha sido desarrollado bajo los auspicios del CCITT. Los sistemas de señalización internacionales han servido tradicionalmente como medios normalizados de interconexión entre sistemas de conmutación con diferencias muy importantes. Parte del problema de conseguir un acuerdo en las especificaciones de señalización radica en la exigencia fundamental de que pueda interconectar todos los tipos de centrales internacionales. La sección segunda de este artículo describe la "interface" con una central Metaconta y los procedimientos por los que, a través de este medio de interconexión, se puede transmitir información entre el equipo de señalización y el equipo procesador. La tercera sección trata de la programación necesaria para efectuar esta transferencia de información bajo control del procesador. Se han diseñado y construido instalaciones para pruebas de campo de estos principios, y las secciones restantes describen los elementos de "hardware" y "software" habilitados en dichas instalaciones para garantizar la seguridad y eficiencia del servicio y procurar cumplir los objetivos de las pruebas de campo internacionales.

Con objeto de lograr estos propósitos, ITT estableció un proyecto multicompañía, por medio del cual se puede combinar el esfuerzo y la experiencia disponible. La magnitud de esta tarea queda puesta de manifiesto al considerar el período de aproximadamente diez años necesarios desde la concepción inicial hasta que el sistema llegue, eventualmente, a ser de uso general.

Equipo terminal de señalización

Diagrama general de bloques

La señalización por canal común CCITT N° 6 ha sido adoptada como una característica normalizada de la familia de sistemas de conmutación Metaconta para su utilización, tanto en redes nacionales como internacionales. Al implantarla se han establecido los objetivos siguientes:

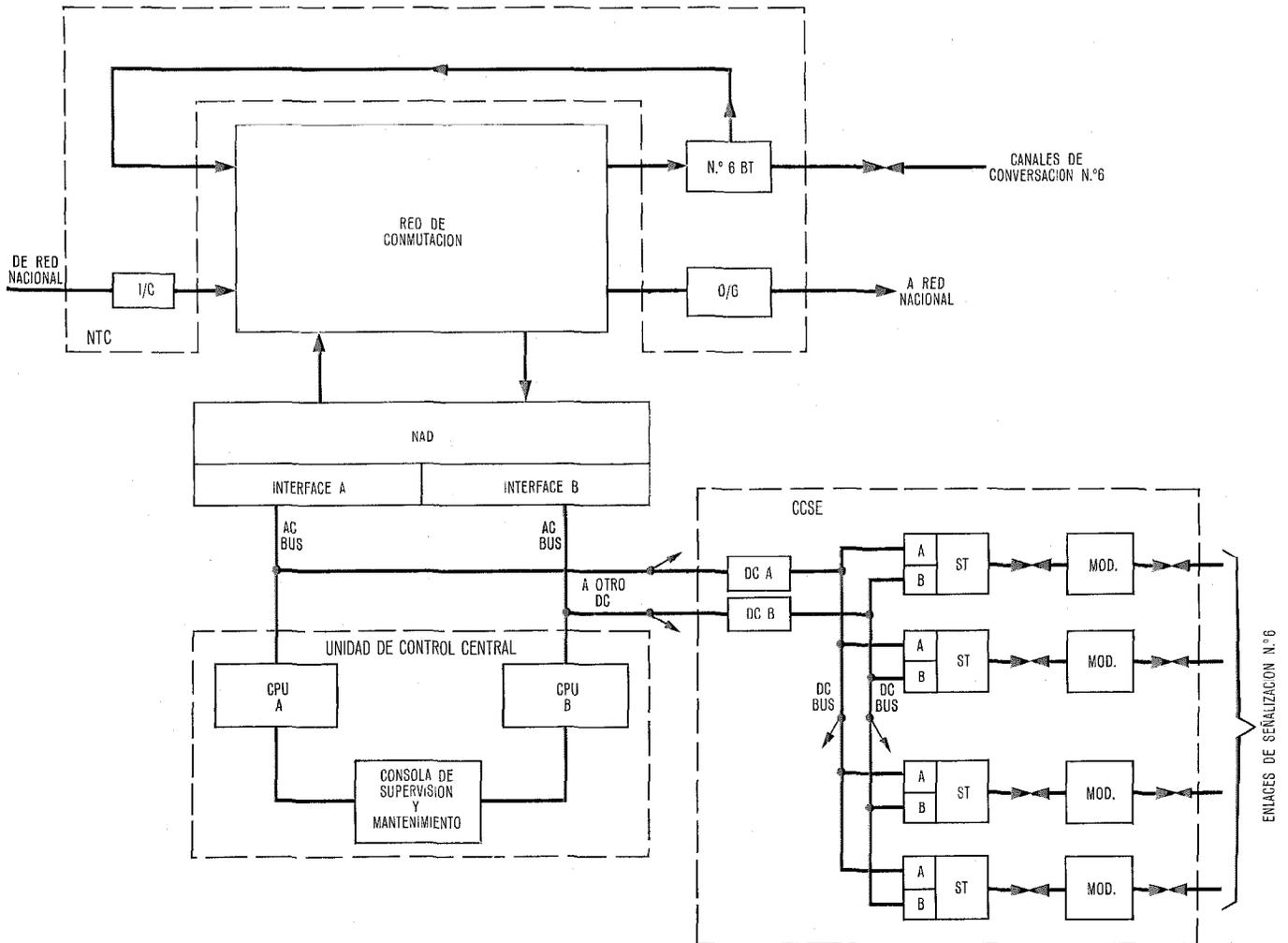
- a) Empleo de los procesadores duplicados de la central de conmutación para tratar las señales del sistema N° 6.
- b) Aplicación a grandes sistemas de conmutación.

c) Posibilidad de adaptar los terminales de señalización a procesadores de distintos tamaños (por ejemplo los ITT 1600 e ITT 3200).

d) Seguridad de funcionamiento de los sistemas de señalización.

Estos objetivos implican respectivamente los siguientes criterios de diseño:

- Ocupación mínima de procesador. Las funciones rutinarias para cursar las señales deben efectuarse por "hardware" y el procesador llevará a cabo tareas tales como supervisión, análisis de información y toma de decisiones, incluyendo el procesar las unidades de señalización que necesiten ser retransmitidas y la vigilancia de la proporción de errores.
- Ampliación de la capacidad de dirección entrada-salida del procesador, por medio de la introducción de controladores de dispositivos, cada uno de los cuales controla varios terminales de señalización.
- "Interface" entre los controladores de dispositivos y los terminales de señalización, adecuadas para el formato de la unidad de señalización del sistema N° 6.



CPU - Unidad procesadora central
 DC - Controlador de dispositivos
 ST - Terminal de señalización
 MOD - Modem

CCSE - Equipo de señalización de canal común
 NAD - Dispositivos de acceso a la red
 NTC - Circuitos terminales de red

Fig. 1 Central Metaconta controlada por procesador con señalización por canal común N° 6.

Incorporación de la señalización

— Cada terminal de señalización será accesible a ambos procesadores lo que permite mantener el terminal en servicio aunque falle uno cualquiera de los procesadores.

En la figura 1 se muestra una central Metaconta controlada por procesador y equipada con señalización por canal común N° 6. Esta central está compuesta de las cuatro partes principales siguientes:

- red de conmutación con su red asociada de circuitos terminales (network terminal circuits, NTC),
- dispositivos de acceso a la red (network access devices, NAD),
- unidad de control central (central control unit, CCU),
- equipos de señalización de canal común (common channel signalling equipments, CCSE).

En las tres partes primeras se hace referencia al sistema Metaconta 10 C [1] en el cual la unidad de control central comprende dos unidades procesadoras centrales (central processing units, CPU), que comparten el tráfico telefónico sobre la base de repartir la carga de llamadas. Cada CPU incluye un conjunto separado de módulos de memoria idénticos.

Los equipos de señalización por canal común constan de:

- controladores de dispositivos (DCA y DCB),
- terminales de señalización (ST),
- modems (MOD).

El mismo tipo de sistema "bus" de corriente alterna (AC bus), que controla los dispositivos de acceso a la red telefónica, se usa para proporcionar una vía de transmisión de señales entre la unidad de control central y los controladores de dispositivos N° 6.

Entre los controladores de dispositivos y los terminales de señalización se usa un tipo de sistema "bus" de corriente continua (DC bus).

Controladores de dispositivos

El controlador de dispositivos actúa como un multiplexador/demultiplexador entre una unidad procesadora central (se considerará el procesador ITT 1600) y hasta 8 terminales de señalización. Cada controlador de dispositivos es accesible solamente para una unidad procesadora central. Hasta 6 controladores de dispositivos pueden conectarse a cada unidad procesadora central.

Cada controlador de dispositivos contiene registros para separación (memoria tampón o "buffer") de informaciones y condiciones y para dirección de los terminales de señalización asociados.

Funciones principales de un controlador de dispositivos son:

- recibir instrucciones de la unidad procesadora central y transferir los datos desde el cuadro principal del ordenador a la señalización y viceversa;
- almacenar el estado de cada terminal de señalización conectado;
- generar todas las señales de control necesarias, direcciones de terminal de señalización y códigos de funciones para interconectar con un procesador deter-

minado al objeto de generalizar el uso de los terminales de señalización.

Terminales de señalización

Un terminal de señalización consta de una sección transmisora y de una sección receptora.

La segunda recoge la corriente de bits en serie procedente del modem y presenta la parte de datos de cada unidad de señalización en forma de una disposición en paralelo adecuada para su transferencia al control central a través del controlador de dispositivos. Ello implica las funciones siguientes:

- separación ("buffering") de cada unidad de señalización de llamada;
- conversión de serie a paralelo;
- decodificación de los bits de control y actuación del indicador de error si es necesario;
- cuenta de bit, unidad bloque, empleando la información de tiempo proporcionada por el reloj del modem receptor;
- detección de la pérdida de sincronismo;
- resincronización;
- recopilación de las unidades de señal de reconocimiento o acuse de recibo (Acknowledgement Signal Units, ACU's);
- supresión de las unidades de señal de sincronización correctamente recibidas (Synchronisation Signal Units, SYU's);
- generación de señales de control para el controlador de dispositivos (por ejemplo indicación de "datos preparados" en el caso de nuevos datos o indicación de "cambio a condición de falta").

La sección transmisora, por el contrario, tiene que convertir la parte que contiene datos de las unidades de señalización equipadas en una corriente de bits en serie adecuada para su envío al modem. Ello implica las funciones siguientes:

- separación ("buffering") de cada unidad de señalización de salida;
- conversión de paralelo a serie;
- codificación de los bits de control;
- cuenta de bit, unidad y bloque, empleando la información de tiempo proporcionada por el reloj del modem transmisor;
- generación de unidades de señal de sincronización;
- separación ("buffering") de las señales ACU llegada.

Modems

Cada terminal de señalización está conectado a un modem de transmisión de datos del tipo especificado en las recomendaciones Q 273, Q 274 y Q 275 del "Libro Blanco". La transferencia de señales entre los terminales de señalización y los modems se verificó en serie a un ritmo marcado por el reloj del modem.

Funciones del procesador central

Las funciones asignadas específicamente al procesador son aquellas que requieran un alto grado de capacidad lógica, o una memoria de gran capacidad, tales como:

- procedimiento de las señales del sistema N° 6 para enviar, incluyendo el tratamiento de colas de prioridad;
- análisis de las señales del sistema N° 6 recibidas de los terminales de señalización (ST), agrupando las señales pertenecientes al mismo mensaje y separando las señales recibidas fuera de secuencia, debido a error y repetición en los enlaces de señalización;
- vigilancia de la proporción de errores;
- acuse de fallo y toma de decisiones sobre reordenamiento en los enlaces de señalización, siempre que sea necesario asegurar la continuidad del servicio en los circuitos del sistema N° 6;
- ejecución de comprobaciones rutinarias en modems, terminales de señalización (ST), controladores de dispositivos (DC) e interface;
- comunicaciones hombre-máquina necesarias para explotación y mantenimiento.

Los procesadores de conmutación Metaconta, están dotados de un sistema de interrupción de prioridad automático multi-nivel.

La mayor parte de los distintos programas necesarios para controlar una central telefónica se llevan a cabo en los niveles de interrupción, disponiéndose generalmente varios de estos niveles (por ejemplo uno para intercambio de mensajes entre procesadores, otro para el reloj base, etc.).

Sin embargo los programas menos urgentes se ejecutan en un nivel de baja prioridad, o nivel base, donde pueden ser interrumpidos por cualquiera de los programas más urgentes.

De acuerdo con esta estructura, los programas de tratamiento de la señalización N° 6 se dividen en dos grupos. Un grupo se lleva a cabo en un nivel de interrupción disparado por el reloj especial N° 6 de 8,5 milisegundos, y el segundo grupo se lleva a cabo en el nivel base.

Transferencia de información

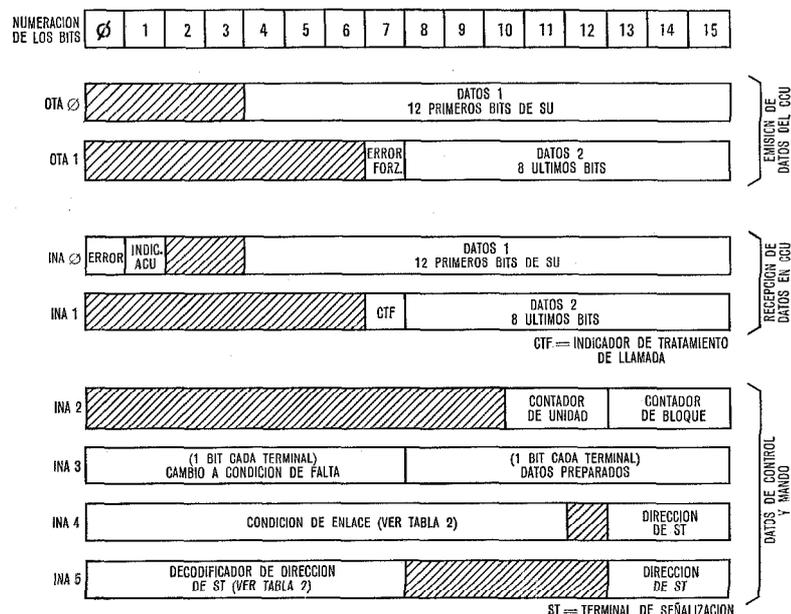
La transferencia de datos entre la memoria del procesador y los enlaces de señalización puede hacerse bien usando acceso directo a la memoria, o bien el acceso normal a través del acumulador del cuadro principal. Esta segunda solución se ha adoptado para sistemas de pequeño y mediano tamaño. Para reducir el número de señales de intervención al control central, se ha preferido usar un reloj interruptor general N° 6 en vez de una interrupción separada de cada terminal; este reloj de interrupción general dispara la exploración de todos los enlaces que tengan preparados nuevos datos.

Al usar transmisión de datos a una velocidad de 2400 bits por segundo y unidades de señalización de 28 bits se tiene un período de 11,6 milisegundos entre unidades de señalización sucesivas. El intervalo entre dos interrupciones del reloj N° 6 debe ser tal que no se pueda perder ningún dato, en ninguna circunstancia.

El tiempo de ejecución del programa de exploración de las entradas depende del número de unidades de señalización leídas durante cada exploración. El intervalo de tiempo entre las interrupciones del reloj más la diferencia máxima en el tiempo de ejecución entre exploraciones consecutivas no debe ser superior a 11,6 milisegundos. En el caso de recibir al mismo tiempo 48 unidades de señalización en diferentes terminales se ha evaluado que la diferencia anterior es un poco menos de 3 milisegundos. En consecuencia se adoptó un reloj N° 6 de período de interrupción nominal 8,5 milisegundos, teniendo en cuenta también la posibilidad de que interrupciones de prioridad superior retrasen la exploración.

Cuando un terminal de señalización detecta datos nuevos, actúa un biestable en el registro de "datos preparados" del controlador de dispositivos. Este registro es leído en cada interrupción del reloj por el programa

Tabla 1
Formato de los datos.



Incorporación de la señalización

explorador de entradas. La instrucción "encuentra el primero" [2] coloca los nuevos datos disponibles en cada enlace de señalización; dos instrucciones de entrada (en el caso de 16 bits) recogen ahora la información.

Junto con el registro de datos disponibles se lee un registro de cambio a condición de falta.

Este registro contiene un bit por cada enlace asociado: un "1" en este registro significa un cambio en el biestable de estado, y falta en el correspondiente terminal de señalización.

La salida de datos hacia un terminal de señalización se controla por medio del reloj de programa N° 6, usando dos instrucciones de salida consecutivas; para que la memoria de repetición del enlace apropiado pueda identificar cada señal a medida que es emitida, una instrucción de entrada lee el valor del contador de unidades y bloques de salida.

La tabla 1 muestra el formato de los bits de datos para las distintas instrucciones de entrada (INA) y salida (OTA) usadas. La tabla 2 muestra las distintas condiciones de un terminal de señalización.

Tratamiento de las señales en un sistema procesador duplex

En un sistema procesador duplex trabajando sobre el principio de compartir la carga de llamadas entre las dos unidades procesadoras centrales, existe un enlace entre los procesadores para intercambio de información y para control mutuo.

Interrupciones de reloj en oposición de fase hacen que, por orden, cada unidad procesadora central explore todos los terminales de señalización.

Los datos se almacenan primeramente en memoria en una lista de espera. Durante un programa de nivel base, cada procesador central lee todos los nuevos mensajes llegados y decide, para cada mensaje, si va a ser él o va a ser el otro procesador central quien se encargue de la llamada a la que el mensaje se refiere.

Tabla 2 - Disposición de bits para las condiciones de enlace y decodificador de dirección del terminal de señalización.

Numeración de bits	Condición de enlace	Decodificador de dirección de terminal de señalización
ϕ	Bloqueo manual	Enlace ϕ
1	Fallo de alimentación del modem	1
2	Fallo del reloj del modem	2
3	Fallo de paridad de salida	3
4	Fallo de portadora	4
5	Pérdida de sincronización	5
6	Fallo de paridad de entrada	6
7	Prueba de modem	7
8	Prueba de terminal de señalización	
9	Vacante	
10	Vacante	
11	Vacante	
12	Vacante	
13	Dirección de terminal de señalización	Dirección term. señ.
14		
15		

En el caso de una nueva llamada, cada procesador central inspecciona el indicador de tratamiento de llamada (CTF) suministrado por la instrucción INA 1 (véase tabla 1), al objeto de decidir si debe hacerse cargo de una nueva llamada, o bien dejarla al otro procesador central.

Esto puede realizarse en la forma siguiente: cada una de las dos vías de datos independientes (D.C. buses) entre un terminal de señalización y los controladores de dispositivos está equipada con su propio juego de puertas; de esta forma ambas unidades procesadoras centrales pueden leer independientemente, e incluso simultáneamente, los datos que llegan. El bit CTF se genera en cada terminal de señalización por medio de un biestable J-K, operado cada vez que una nueva unidad de señalización ha sido recibida completa. Se mandan señales CTF complementarias a los dos "buses". El bit CTF puede, por lo tanto, emplearse por "software" para recibir qué unidad procesadora central debe tratar cada nueva llamada.

Las unidades de señalización salientes se marcan adecuadamente en la memoria de repetición, de forma tal que, al recibir una unidad de señalización ACU, cada procesador central ignorará las peticiones de retransmisión de señales que el mismo no haya mandado.

Si un procesador central ha enviado sobre un enlace de señalización determinado una unidad de señalización inicial (Initial Signal Unit, ISU), mandará al otro procesador a través de un enlace entre procesadores un mensaje para evitar que envíe salidas al mismo terminal de señalización. Con objeto de evitar el riesgo de una inhibición simultánea sobre un enlace de señalización determinado, lo que cerraría permanentemente ese enlace, se usa una indicación de autorización adicional en cada procesador central. Estas indicaciones son retiradas y puestas por interrupción de reloj y mensaje entre procesadores, respectivamente.

Control de error

El tema de la protección contra errores en la transmisión a través de un enlace de datos N° 6 se recoge en la recomendación Q 277 del "Libro Blanco".

Es necesario asimismo proteger la transferencia de datos entre los terminales de señalización y los procesadores centrales y viceversa: con este objeto se usa una detección de error del tipo de comprobación de paridad.

Se ha introducido detección de errores por medio de "hardware" y "software". Las faltas detectadas por "hardware" se codifican en la sección receptora del terminal de señalización de acuerdo con la tabla 2, y se envían al procesador central para su análisis y subsecuente localización.

Los medios de "software" comprenden:

- vigilancia de la proporción de errores;
- rutina de los controladores de dispositivos, para probar el decodificador de dirección del terminal

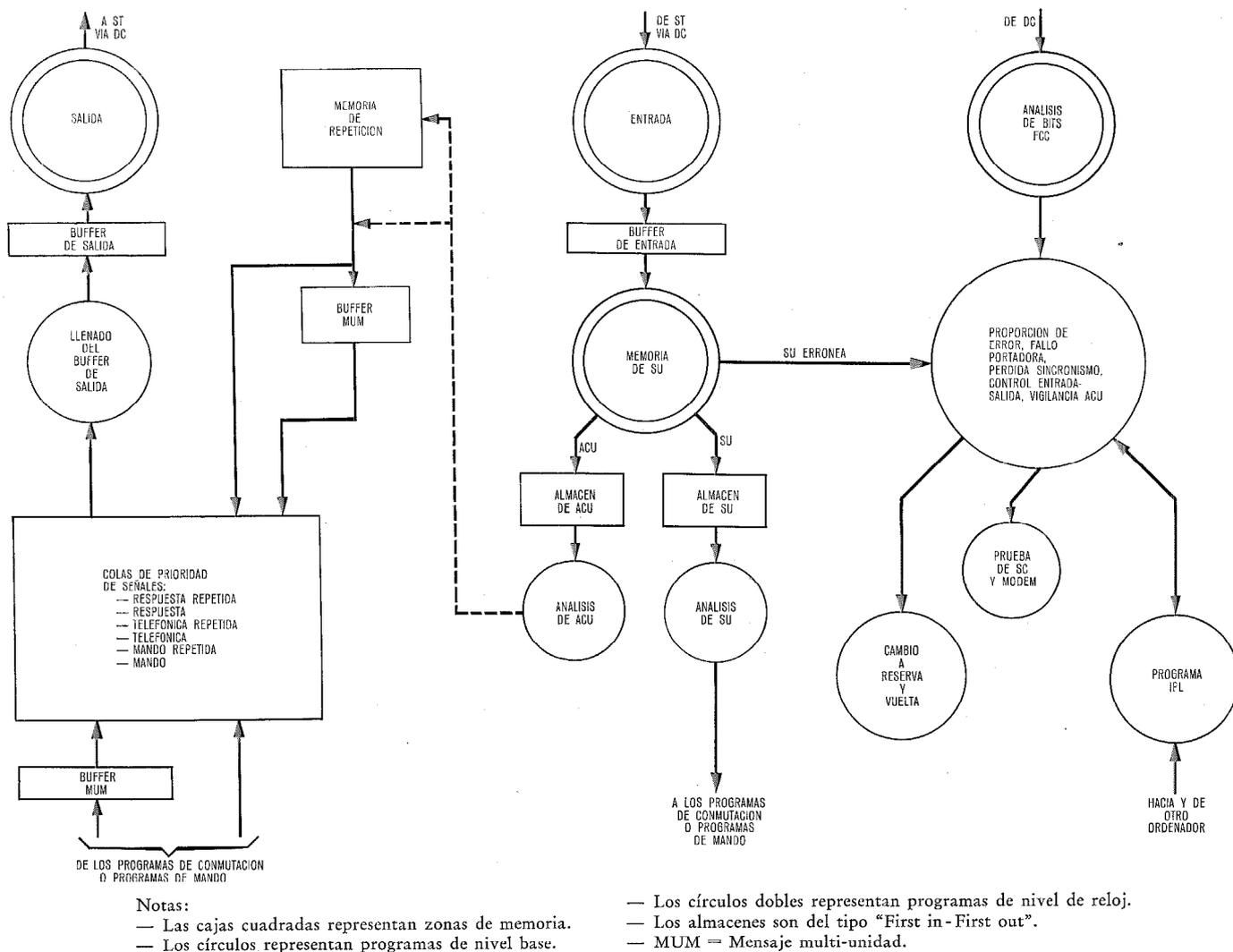


Fig. 2 Organigrama general de los programas de tratamiento de señal N° 6.

de señalización, el decodificador de función, y el separador de direcciones del terminal de señalización.

Esto se lleva a cabo conectando la salida de línea a la entrada de línea y enviando datos prefijados que son reexaminados en el procesador central.

Las acciones de protección, en caso de avería, incluyen:

- paso a enlace de reserva;
- inhibir el empleo de un controlador de dispositivos averiado, para evitar una falsa transferencia de datos.

“Software” para tratamiento de señales

La figura 2 representa el diagrama de bloques del programa de tratamiento de la señalización N° 6. Las zonas de memoria se representan por cajas cuadradas, los programas por círculos y los programas de nivel de interrupción por círculos dobles.

En las figuras 3 y 4 se representa en más detalle como se enlazan los programas de nivel de reloj y los programas de nivel base.

Programas de nivel de reloj

Los programas específicos representados en la figura 3 son los que se ejecutan cada 8,5 milisegundos bajo el control del reloj N° 6.

El programa de entrada explora en forma secuencial todos los controladores de dispositivos (DC) conectados al ordenador. Si un bit en un registrador de datos preparados indica que una unidad de señalización está dispuesta en un terminal de señalización, el ordenador la recoge y la almacena en un separador (“buffer”) de entrada en memoria de alta velocidad.

Sólo se transfieren al ordenador, de esta forma, las unidades de señalización significativas (unidades de señalización telefónicas o de mando y de reconoci-

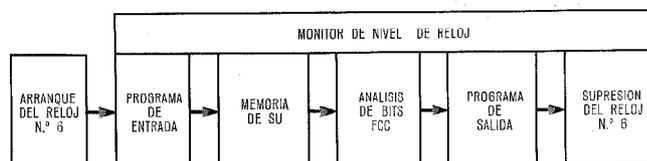


Fig. 3 Programas de nivel de reloj.

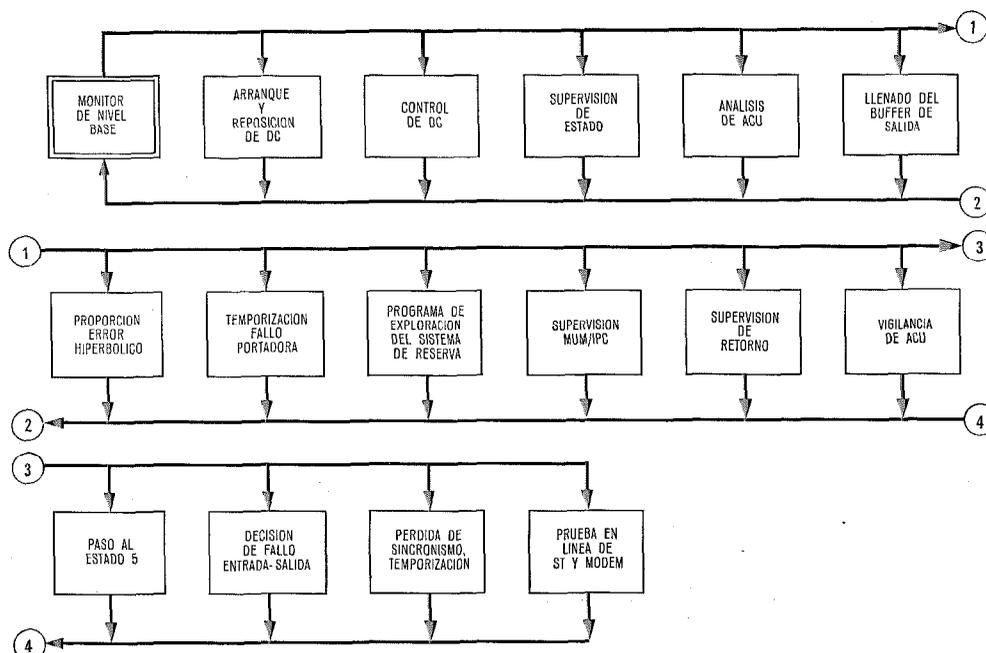


Fig. 4 Programas de nivel base.

miento). Las señales de sincronización se rechazan después de ser identificadas por los terminales de señalización.

Sin embargo, las señales recibidas incorrectamente también se transfieren, cualquiera que sea su contenido, con objeto de controlar la proporción de errores, así como para fines estadísticos.

El programa de almacenamiento de SU transmite información desde los separadores de memoria de entrada a los "almacenes" de SU o ACU (ver Fig. 2). Los "almacenes" son colas de espera del tipo "First in — First out", situados en memoria de alta velocidad y se equipan uno para SU y otro para ACU, en común para todo el sistema.

Se puede observar que las funciones de entrada y almacenamiento de SU podrían haberse realizado en una etapa; se han preferido sin embargo, etapas separadas al objeto de acelerar la entrada de las señales y evitar posibles pérdidas de información.

El programa de análisis de los bits FCC recoge de cada DC los ocho "bits de paso a condición de falta" correspondientes a los ocho terminales de señalización conectados a él. Si está presente uno cualquiera de estos bits, se toman las medidas adecuadas para preparar la ejecución de un programa apropiado de análisis en nivel base.

El programa de salida explora las memorias separadoras de salida de los diversos enlaces N° 6. Si un separador está lleno, el programa envía la unidad de señalización al correspondiente terminal de señalización.

Con esta disposición del programa de salida, el retardo máximo en que puede incurrir el ordenador antes de que una señal se mande es de 8,5 milisegundos. Este retardo se suma, naturalmente, a los pequeños retardos de cola, inherentes al principio de señalización por canal común en que se basa el sistema N° 6.

Los programas de arranque, supresión y control del reloj se emplean para iniciar y suprimir una interrupción del reloj N° 6 y para vigilar la ejecución secuencial adecuada de los programas de nivel de reloj.

Programas de nivel base

Los diversos programas de nivel base ejecutados por el ordenador de conmutación en conexión con el sistema de señalización N° 6, están clasificados en orden de prioridad decreciente en la figura 4.

Después de la ejecución de cualquier programa de nivel base se devuelve el control al monitor de nivel base, el cual determina el orden en el cual se van a ejecutar los programas. Este monitor controla, de hecho, todo el conjunto de programas que se ejecutan a nivel base, incluyendo los programas de conmutación y programas de mando necesarios para controlar la central telefónica (no representados en figura 4).

Entre los programas de nivel base relacionados con el sistema N° 6, sólo tres son programas puros de tratamiento de señales.

El programa de análisis de SU procesa las unidades de señalización que previamente han sido almacenadas en el "almacén" de SU por los programas de nivel de reloj. Junta las distintas SU pertenecientes al mismo mensaje y elimina las SU que puedan haber llegado fuera de secuencia debido a repetición en un enlace de señalización.

La información resultante se transfiere a los programas de conmutación y de mando.

El programa de análisis de ACU analiza el contenido de unidades de reconocimiento (ACU) almacenadas en el "almacén" de ACU por el programa de nivel de reloj. Si se comprueba que una unidad de señalización ha sido correctamente recibida por el terminal distante, este programa borra la unidad de señalización.

lización de la memoria de repetición. En caso contrario, transfiere la unidad de señalización desde la memoria de repetición a las colas de espera, para su retransmisión. De acuerdo con las especificaciones del sistema N° 6, los mensajes multi-unidad se repiten completos siempre que una de las unidades de señalización constituyentes haya de ser repetida.

El programa de llenado del "buffer" de salida efectúa la transferencia de unidades de señalización desde las colas de espera a una localización en memoria en el "buffer" de salida. Si en las colas está esperando más de una SU, el programa selecciona la SU de más alta prioridad.

Se dispone de varios programas para el control de operación incorrecta o el caso de aparición de avería en los circuitos N° 6.

El programa de control de DC controla el decodificador de dirección de los DC.

El programa de control de la proporción de error hiperbólico vigila la proporción de errores para comprobar si permanece debajo de un nivel predeterminado, según lo especificado por el CCITT en forma de una curva "proporción de error / período de tiempo". Siempre que la proporción de errores sobrepasa esta curva, el monitor da el control a un programa para la reordenación del sistema.

Los programas de temporización de fallo de portadora y de pérdida de sincronización se usan sólo para fines estadísticos.

El programa de vigilancia de ACU comprueba el flujo de ACU (se espera una ACU cada 140 milisegundos en cada terminal).

El programa de supervisión de enlaces entre procesadores en mensajes multi-unidad limita el tiempo que un enlace puede estar tomado por un ordenador para el envío de mensajes multi-unidad.

Los programas de pruebas en línea realizan diversas pruebas de los ST y modems, con estos circuitos en la condición de bucle local.

Se disponen programas especiales para llevar a cabo reordenaciones de enlaces de señalización, tales como el cambio a los elementos de reserva o el retorno a los primeros (ver sección "Disposiciones de seguridad"). Comprende programas para:

- arranque y reposición de DC;
- supervisión de estado;
- programa de exploración de enlace de reserva.

Tamaños de programas y tablas

— Programas de tratamiento de señal	900 instrucciones de 16 bits
— Programas de reconocimiento de fallo	400 instrucciones de 16 bits
— Programas de reordenación	700 instrucciones de 16 bits
— Programas para operación dúplex	500 instrucciones de 16 bits
— Subrutinas	600 instrucciones de 16 bits
Total	3100 instrucciones de 16 bits

Las tablas comunes de los programas ocupan 155 palabras sin incluir almacenamiento de cola común. Las tablas específicas para un terminal de señalización (memoria de repetición, colas de prioridad, separadores y "almacenes") ocupan 190 palabras por unidad.

En el caso extremo de 48 terminales de señalización, la carga de ordenador para el tipo ITT 1600 es alrededor del 20 % si el tráfico medio de los enlaces es de 0,4 erlangs.

Disposiciones de seguridad

Las disposiciones de seguridad abarcan la dotación de elementos de reserva, bien usando un enlace de reserva, un circuito de conversación convertible en enlace de datos o dos o más enlaces de señalización disponibles en otras rutas en tandem (modo cuasi-asociado).

El paso del enlace normal al elemento de reserva se actúa por medio del circuito de control de errores, siempre que la proporción de errores detectados sobrepase durante un cierto tiempo un determinado valor, según lo establecido por una característica hiperbólica proporción de error / período de tiempo.

Una vez que se han puesto en servicio los elementos de reserva, se continua probando el enlace normal, pero no se pone de nuevo en servicio para tráfico de señalización hasta que haya sido encontrado en condiciones de trabajo durante un minuto más o menos (período de prueba de 1 minuto).

Por lo tanto, un enlace de señalización puede hallarse en cualquiera de los seis estados diferentes siguientes:

- S₀: Prueba en bucle local (comienzo o después de fallo)
- S₁: Sincronización inicial
- S₂: Período de prueba de un minuto
- S₃: En trabajo
- S₄: Avería detectada en el terminal propio
- S₅: Avería detectada en el terminal distante.

("Información de enlace averiado" recibida, ver Recommendation Q 293, Sec. 8.6).

De acuerdo con su estado, cada enlace está controlado bien por supervisión específica o por programas de prueba. Cada uno de estos programas busca una incidencia específica y una vez detectada esa incidencia, decide qué acción debe tomarse.

Por ejemplo, un enlace en el estado S₀ (prueba en bucle local), se supervisa por el programa de entrada. Cuando este programa encuentra que el enlace ha cumplido todos los criterios de prueba, decide transferir el enlace al estado S₁. Se elimina el bucle local y se conecta el terminal al canal de frecuencia vocal. Se intenta la sincronización inicial.

En este estado el enlace es supervisado por los programas de análisis de ACU, de vigilancia de ACU y de detección de unidades de señalización. La figura 5 es un esquema simplificado que representa qué programas supervisan el enlace en cada uno de sus estados y qué transiciones puede decidir cada programa. La decisión a tomar depende, de hecho, de los estados de

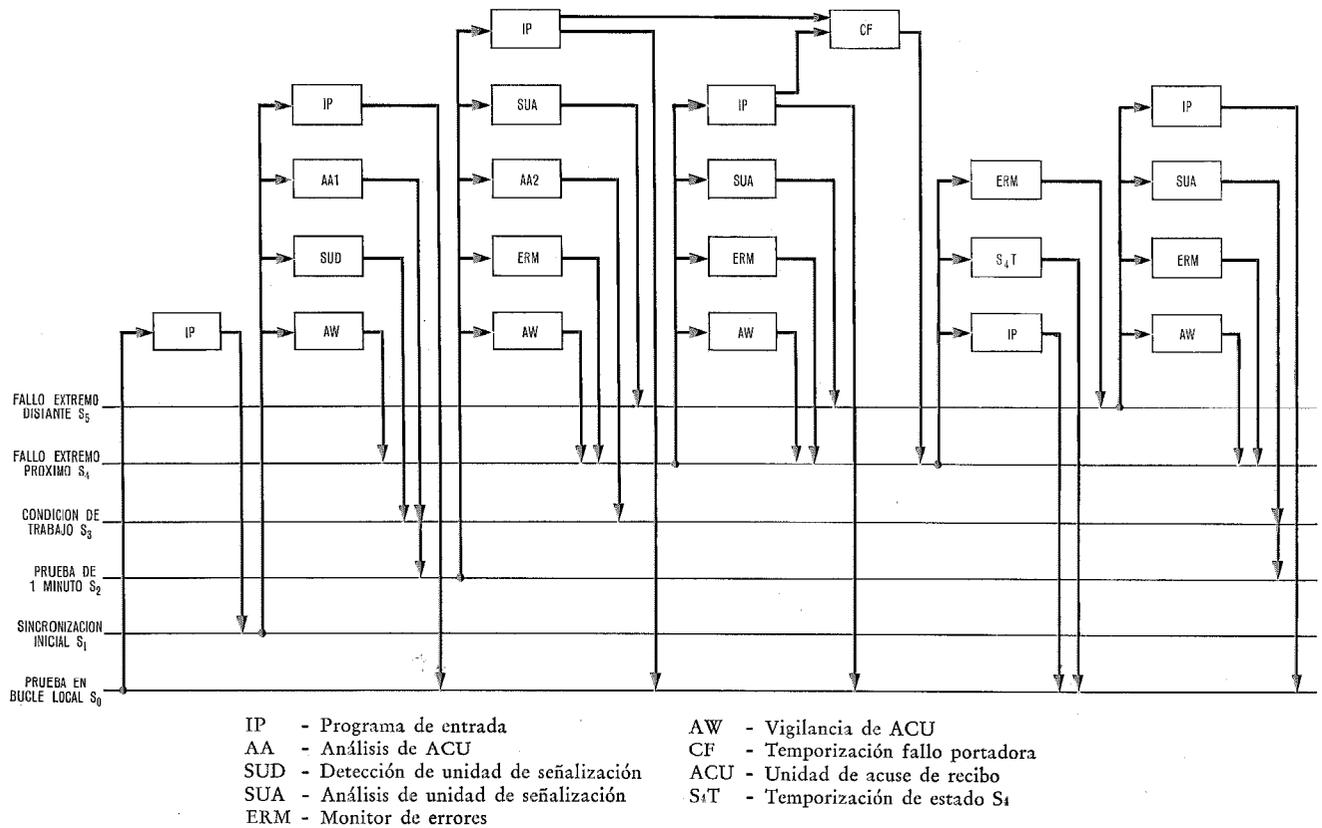


Fig. 5 Estados y transiciones del sistema.

los enlaces normal y de reserva. Por ejemplo, el programa de análisis de ACU supervisando el enlace normal en el estado S₁, si encuentra que los criterios de sincronización (véase Recomendación Q 278) han sido cumplidos, decidirá transferir el enlace bien al estado S₂ (prueba de 1 minuto) o bien al estado S₃ (de trabajo), dependiendo de si el enlace de reserva está en condiciones de trabajo o no (véase Recomendación Q 291, Sec. 8.2.). Las decisiones a tomar para cada combinación de estados, se reúnen en una tabla de decisiones con 6 × 6 entradas.

Prueba automática y mantenimiento

Inyección de errores

Los 8 bits de comprobación producidos en el terminal de señalización por el codificador habrán de ser invertidos antes de enviarlos al modem (Recomendación Q 277, Sec. 6.7.1). Cuando la unidad de señalización a enviar viene con un bit de error, se reconocerá en la sección transmisora del terminal y se inhibirá la inversión de bits de comprobación, con lo cual la SU es transmitida con un error, que será reconocido en el extremo distante de enlace.

Circuitos de indicación de falta y de comprobación

En cada terminal se equipan multivibradores biestables para indicar cualquiera de las 8 condiciones citadas en la tabla 2. El estado de estos biestables puede ser leído por el procesador valiéndose de la instrucción INA-4.

En la unidad controladora de dispositivos, un cir-

cuito de comprobación de paridad controla los datos que llegan del terminal y si detecta un fallo de paridad devuelve un impulso para actuar el biestable de fallo de paridad de entrada. Otro circuito en la unidad controladora de dispositivos genera bits de paridad para los mensajes transmitidos al ordenador. El ordenador posee un circuito de comprobación de paridad conectado a su "bus" de entrada de datos. Cuando este circuito detecta un error de paridad, el programa queda retenido. La recepción de la unidad de señalización no será acusada a fin de que sea repetida en el extremo distante. Si en el terminal se detecta un error de paridad en los datos de la unidad de señalización a enviar, se actuará el biestable de fallo de paridad de salida, que producirá la inyección de un error, para que el extremo distante pueda solicitar la repetición.

El programa quedará también retenido en caso de que el controlador de dispositivos, cuando el procesador le dirige, no reaccione con un impulso de "Reconocimiento de Dirección".

Operando una llave de mantenimiento en el panel de control de los terminales se establecerá un bucle local para llevar a cabo pruebas de diagnóstico o aceptación.

Elementos de "software"

Las pruebas en línea se llevan a cabo en dos niveles de prioridad. En nivel de reloj se leen los biestables de condición cada vez que se produce un cambio y se guarda la información en un "almacén". Un programa de comunicación hombre-máquina, de nivel más bajo,

recoge esta información para su impresión. Son reconocidas las condiciones de fallo grave que determinan el arranque del proceso de cambio a reserva.

Una prueba rutinaria en nivel base comprueba el funcionamiento del decodificador de dirección de enlaces usando la instrucción INA-5.

Los terminales en estado S_4 son supervisados por un programa de tiempo que, después de un retardo determinado, suprime el enlace y coloca automáticamente el terminal en el modo de prueba (estado S_0) para realizar pruebas de diagnóstico. Se realizan éstas en bucle local empleando un modelo preestablecido de SU, incluyendo primero el modem y a continuación nuevamente sin modems.

Se pueden localizar ahora las tarjetas de circuito impreso sospechosas y reemplazarlas por tarjetas de reserva. Las tarjetas sospechosas se diagnostican con más amplitud fuera de línea.

Las pruebas fuera de línea se realizan usando los programas desarrollados para comprobación y aceptación. Estos son programas de comprobación "hardware" para probar el funcionamiento de los circuitos electrónicos de los controladores de dispositivos, terminales de señalización y modems. La salida de la sección emisora del terminal se conecta en bucle con la entrada de la sección receptora. Se envían modelos de datos especialmente elaborados para facilitar la detección y localización de fallos y se usan programas apropiados de evaluación en el extremo receptor.

Incorporación de la señalización N° 6 a un centro de conmutación internacional

La estructura de un centro de conmutación internacional con control por programa almacenado y capaz de efectuar la señalización por canal común CCITT N° 6 es como se muestra en la figura 6. Para

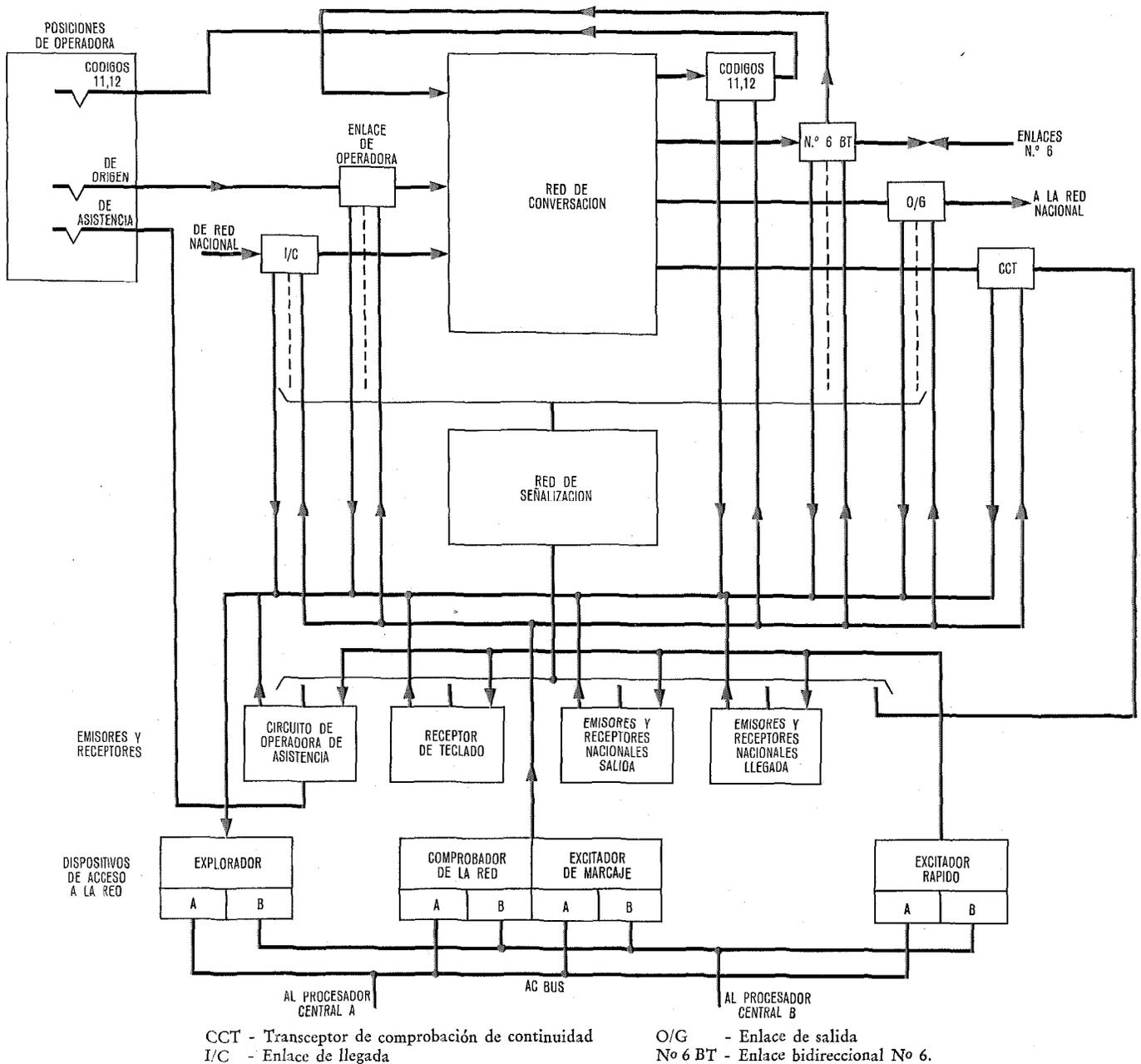


Fig. 6 Centro de conmutación internacional con señalización N° 6.

la implantación de la red conmutación, red de señalización y dispositivos de acceso a la red se hace referencia al sistema Metaconta 10-C, específicamente; sólo se analiza aquí el impacto de la señalización N° 6.

Una central internacional tiene, en esencia, que cursar llamadas originadas, terminales y en tránsito. La interconexión con los sistemas de señalización nacionales e internacionales se logra mediante el uso de enlaces de llegada y salida y emisores y receptores del tipo adecuado (por ejemplo, N° 4, R 2, etc.) [4]. La interconexión con las operadoras de internacional se realiza a través de enlaces especiales que proporcionan acceso a las posiciones de operadora (códigos 11 y 12, asistencia, operadoras de origen, etc.).

Circuitos bidireccionales en el sistema N° 6

Una de las características sobresalientes de los sistemas de señalización por canal común es que la emisión, recepción y tratamiento de las señales de cada llamada se ha separado de los circuitos de conversación. En consecuencia los circuitos de enlace bidireccionales N° 6 son muy sencillos comparados con los tipos convencionales para servicio nacional e internacional. Las condiciones internas de estos enlaces sólo incluyen los estados de libre, ocupado y bloqueado; el control central puede conocer estas condiciones por medio de dos puntos de exploración; las órdenes de toma, introducción o eliminación de supresores de eco asociados, se envían a través del excitador de marcaje.

Prueba de continuidad de la vía de conversación

Como quiera que ninguna señal pasa a través de la vía de conversación, el sistema de señalización por canal común N° 6 proporciona una comprobación especial de continuidad de dicha vía que se realiza para cada llamada, usando un tono de comprobación de 2000 Hz. Esta comprobación ha de llevarse a cabo en cada enlace sucesivo, a medida que se va estableciendo la conexión.

Ello puede implicar los casos siguientes:

a) Central de llegada (Fig. 7 a)

El transceptor de comprobación de continuidad (continuity check transceiver, CCT) se conecta a través de la red de señalización al enlace de salida a la red nacional.

b) Central de salida (Fig. 7 b)

La conexión del bucle de comprobación de continuidad se efectúa en los enlaces de llegada de la red nacional.

c) Central de tránsito (Fig. 8 a)

Se lleva a cabo en método tramo a tramo en dos etapas sucesivas. Primeramente (Fig. 8 b) se aplica el transceptor de comprobación de continuidad para comprobar la vía entre las centrales de tránsito y de salida; a continuación (Fig. 8 c) se conecta el bucle de comprobación de continuidad al enlace bidireccional N° 6 de la central de tránsito al objeto de comprobar la vía entre las centrales de tránsito y de llegada. De

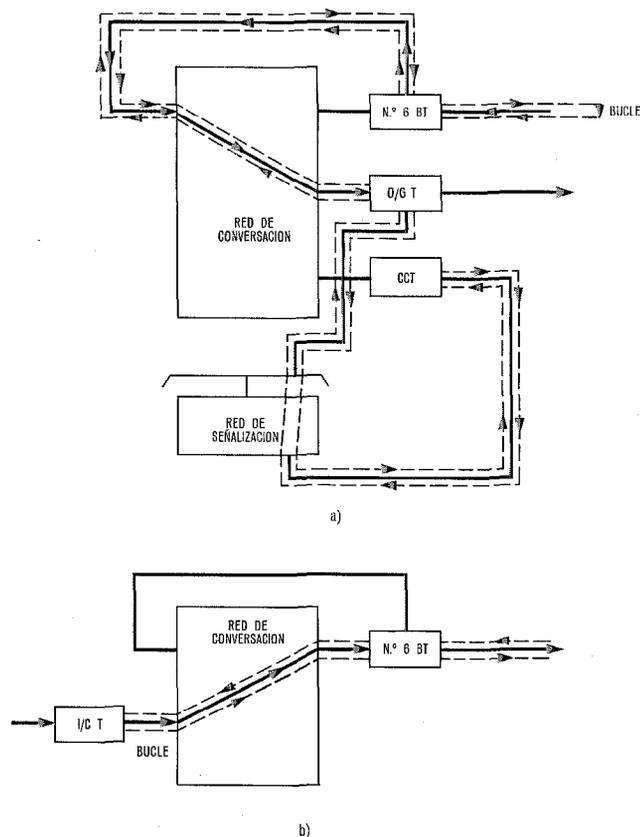


Fig. 7 Comprobación de continuidad en centrales de llegada y salida.
 -----> señal de comprobación de continuidad
 - - - - -> dirección de llamada
 a) Aplicación de la comprobación de continuidad de circuito en una central de llegada.
 b) Bucle de comprobación de continuidad de la conexión en una central de salida.

esta forma la vía de transmisión de conversación se prueba tanto dentro de la central como en línea. Cuando se detecta un fallo se retira de servicio el circuito averiado y se actúa una alarma.

Pruebas de campo

Objeto de las pruebas

El objetivo principal de las pruebas de campo es el de establecer la posibilidad técnica de introducir sistemas de señalización por canal común elaborados de acuerdo con las especificaciones publicadas en el Libro Blanco, volumen IV, parte XIV, y hallar, durante el desarrollo de las pruebas, formas y medios de mejorar las especificaciones mediante modificaciones y/o adiciones donde sea necesario.

Aunque en el Libro Blanco se da una descripción funcional detallada del sistema de señalización, incluyendo las definiciones y formatos de las señales, y los procedimientos de señalización, así como especificaciones de la modulación y exigencias de transmisión de los enlaces de señalización, sin embargo, la organización detallada y el diseño de los terminales de señalización se ha dejado para los diseñadores. Como consecuencia natural están siendo introducidos en los países participantes diferentes diseños que implican

distintas disposiciones de las funciones de "hardware" y "software", construídas de acuerdo con diferentes especificaciones de equipos. Por lo tanto, la prueba permitirá obtener un juicio sobre la perfección de las especificaciones de acuerdo con el grado en que éstas aseguren una interconexión correcta entre realizaciones independientes.

Será posible asimismo estudiar el funcionamiento del sistema en distintas áreas y acumular conocimientos sobre los factores que gobiernan su comportamiento.

De forma más específica será factible elaborar criterios cualitativos y cuantitativos acerca de los aspectos siguientes:

- aptitud del repertorio de señales y procedimientos;
- posibilidad de los modos de asociación y quasi-asociación;
- eficacia del procedimiento de sincronización;
- justificación de la comprobación de continuidad y eficacia del procedimiento adoptado;
- seguridad de servicio ¿pueden cumplirse razonablemente las exigencias de la Recomendación Q 276?
- conveniencia de los márgenes que figuran en la especificación;
- aptitud de las medidas de seguridad;
- relación entre las características de transmisión y la proporción de errores;
- relación entre la forma de modulación y la proporción de errores;
- tiempos de transmisión de las señales, especialmente el retardo de la señal de respuesta;
- impacto de la proporción de errores sobre los retardos y la capacidad para cursar tráfico.

Procedimientos de prueba

Para que los resultados de pruebas de distintas precedencias sean comparables y adaptables de una manera inmediata a un análisis por medio de métodos normalizados, el CCITT ha establecido procedimientos de prueba uniformes y ha especificado los parámetros que han de ser medidos durante las fases sucesivas de las pruebas de campo.

El sistema de señalización N° 6 puede considerarse como un sistema digital de transmisión y conmutación de mensajes. El comportamiento de un sistema de este tipo puede expresarse generalmente en función de las proporciones de errores y retardos de mensajes. Sin embargo en el sistema N° 6 se toman en consideración todos los errores excepto unos pocos, por medio de detección de errores y subsiguiente retransmisión de los mensajes afectados por tales errores. Los errores producirán, por lo tanto, retardos, motivados no sólo por los tiempos suplementarios de transmisión de las señales, sino también debido al aumento de tráfico artificial. Para estudiar estos fenómenos, se emplean fuentes de tráfico artificial e inyección de errores.

Cuando se detecta un número demasiado elevado de errores o bien fallos de portadora de duración significativa, el enlace normal de señalización se sus-

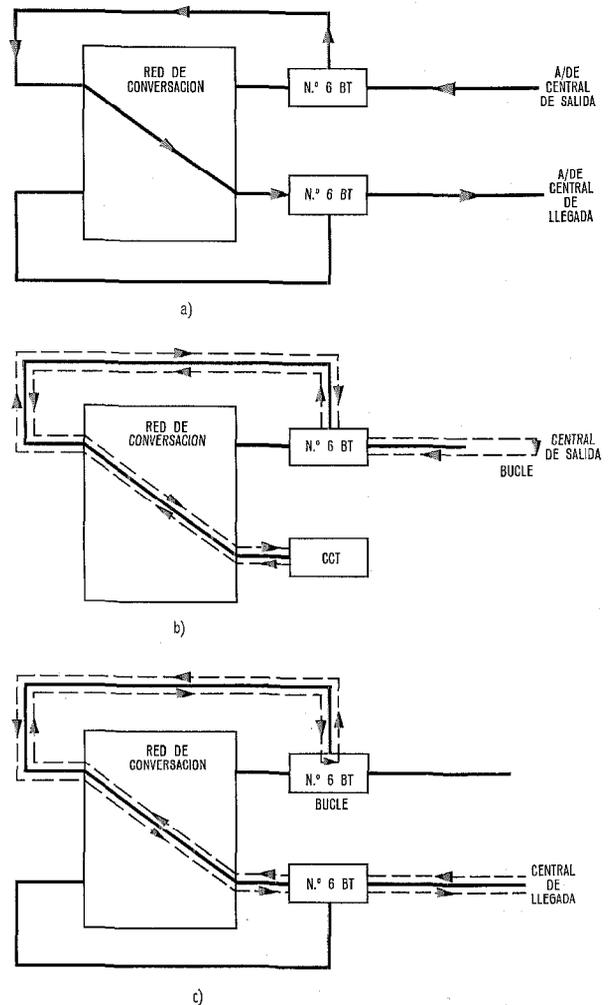


Fig. 8 Comprobación de continuidad en centrales de tránsito: método tramo a tramo.

- a) Central de tránsito
- b) Primera etapa: aplicación de la comprobación de continuidad de circuito
- c) Segunda etapa: bucle de comprobación de la continuidad de conexión.

tituye automáticamente por uno de reserva. Por lo tanto la manera más apropiada de expresar el funcionamiento en explotación del sistema N° 6 es en función de:

- probabilidad de retransmisión de unidades de señalización;
- retardo medio;
- estadística de las interrupciones del servicio;
- probabilidad de que se acepten unidades de señalización equivocadamente debido a errores no detectados.

Las pruebas se han planificado en tres fases sucesivas:

Fase A

Pruebas de los enlaces de señalización sólo por medio de secuencias de unidades de señalización normalizadas simuladas, es decir, generadas artificialmente. En esta fase no están implicados los circuitos de conversación y no son probadas las funciones de conmutación.

Incorporación de la señalización

Se ha preparado una cinta normalizada de prueba para generar secuencias de unidades de señalización al objeto de ser usada por todos los participantes. Puede encontrarse una descripción detallada de este procedimiento en el documento del CCITT GM/FT 6 — N° 37, anexo 2 a la parte III, páginas 51—54.

Para llevar a cabo un ciclo de prueba, se lee la información de la cinta y se almacena en la memoria de un ordenador. De esta forma, el tráfico de señalización puede ser simulado por el ordenador leyendo, en forma cíclica, la lista y emitiendo cada unidad de señalización sucesiva en su momento apropiado.

El comportamiento del enlace se valora comparando los mensajes recibidos con los patrones conocidos.

En una primera etapa se prueban situaciones sencillas punto a punto, en cuyo caso no se necesita procesar el contenido de las señales.

En la segunda etapa se incluyen situaciones y procedimientos más complicados, tales como la operación cuasi-asociada y el cambio automático a los elementos de reserva y se necesita algún procesamiento de señales.

Fases B y C

En estas fases las pruebas abarcan no sólo al enlace de señalización, sino también a los circuitos de conversación. Se llevan a cabo por medio de llamadas "reales", que se originan bien manualmente o bien por medio de un emisor automático de llamadas y se encaminan a través de la red nacional a la instalación de pruebas de campo. En el terminal receptor estas llamadas se encaminan a través de la red nacional bien a un cuadro de operadora manual, o bien a un dispositivo contestador automático de llamadas (códigos 11 ó 12, respectivamente).

En consecuencia, el equipo de pruebas de campo debe ser capaz de recibir llamadas de los enlaces de llegada nacionales y conmutarlas a los circuitos bidireccionales internacionales N° 6 y viceversa.

Como la red para la prueba de campo consta únicamente de uno solo o de unos cuantos circuitos de conversación, no sería posible producir, por medio de llamadas reales, condiciones reales de carga en los enlaces de señalización. Por lo tanto, durante las pruebas el tráfico de señales producido por estas llamadas reales se mezclará con tráfico de señalización generado artificialmente. Con objeto de que este tráfico sea lo más real posible se usa un modelo de simulación que comprende programas complementarios en cada extremo del enlace y es capaz de generar secuencias coherentes de unidades de señalización telefónicas hacia delante o hacia atrás en la forma en que serían producidas durante el tratamiento de llamadas reales.

De esta forma pueden hacerse más significativos los datos estadísticos relacionados con las llamadas reales, tales como intentos de llamada, llamadas completadas, retardos, conexiones erróneas, etc., y puede establecerse el impacto que ejercen sobre estos parámetros las variaciones de las condiciones de carga.

En la fase C el sistema en pruebas se integrará en la red telefónica internacional para cursar tráfico originado por abonados normales bien marcando directamente, bien a través de operadoras internacionales, y se realizarán las mismas pruebas que en la fase B.

Técnicas de simulación

Los programas de simulación son herramientas poderosas para probar el comportamiento del sistema en condiciones reales de trabajo. Su objetivo es producir secuencias (pseudo-) aleatorias de modelos de entrada, que sean de la misma naturaleza y que posean, en la medida en que éstas afectan a la prueba, las mismas características de las situaciones presentadas normalmente al sistema en las circunstancias reales. Estos modelos simulados proporcionan un medio de prueba flexible con el que puede estudiarse y pulirse el sistema mucho antes de que pudieran materializarse las condiciones que se darán en la vida real.

En las distintas etapas de las pruebas de campo del sistema N° 6 se usan programas de simulación para objetivos diversos.

Simulación de tráfico de señalización unilateral

Los programas de simulación se usan para el envío de modelos de unidades de señalización de la cinta de prueba (sección "Pruebas de campo") y para la evaluación de los mensajes recibidos. Para facilitar la prueba durante las sucesivas etapas de la fase A, se han introducido en estos programas diversas opciones de utilidad. Estas opciones incluyen:

- la simulación de intensidad de tráfico puede ajustarse a 4 valores: 0,1, 0,2, 0,4 y 0,8 Erlangs;
- introducción de errores. Bajo el control de un conmutador de sentido, se puede introducir un bit de "error forzado" cada N unidades de señalización de mensaje a enviar, pudiendo fijarse a voluntad el valor de N;
- modo intermitente. Se envían a intervalos regulares secuencias de 476 SU, estando seguida cada secuencia por un intervalo que permite la evaluación y comprobación de la validez de la secuencia precedente;
- modo impulsivo. Las secuencias se envían consecutivamente, sin intervalo. La evaluación y comprobación de validez tendrá lugar al final de un ciclo completo comprendiendo un número predeterminado de secuencias;
- búsqueda de SU recibidas fuera de secuencia. Esta posibilidad es útil para comprobaciones en la segunda etapa de la fase A, e implica la retransmisión de las SU recibidas con error. En este caso las SU pueden llegar en orden invertido; la rutina de recepción explora hacia delante o hacia atrás la lista de referencia, con objeto de encontrar un acoplamiento para las SU recibidas.

Simulación de tráfico de señalización bilateral

Para las pruebas de las fases B y C, según se ha explicado anteriormente, se necesita un modelo de simu-

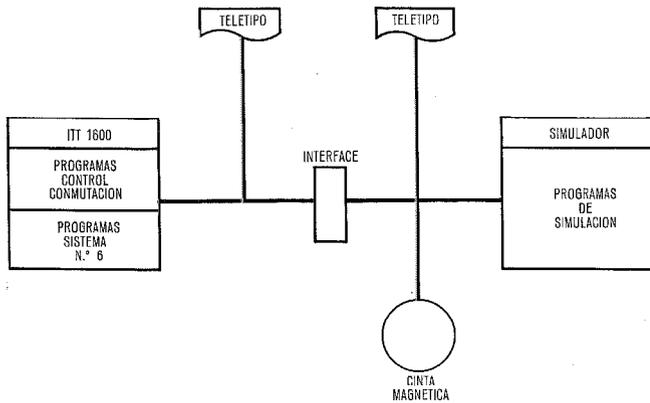


Fig. 9 Modelo de simulación de prueba e interrelación entre los programas de control Metaconta y de señales N° 6.

lación más real para generar tráfico de señalización simultáneamente en ambas direcciones de transmisión, con objeto de incluir en la evaluación las funciones de análisis e interpretación de las señales, así como los retardos producidos durante la transmisión y tratamiento de las mismas. El modelo de simulación usado para este objeto, que incluye elementos para la medida de tiempos de retardo, ha sido descrito en el documento del CCITT GM/FT 6 N° 37, parte III, el cual puede consultarse para más detalles.

Simulación del medio

La incorporación del sistema de señalización N° 6 al sistema de conmutación Metaconta implicó emparejar los elementos de tratamiento de señales N° 6 y los elementos de control de conmutación Metaconta, basándose ambos en el procesador ITT-1600. Con objeto de probar ambos conjuntos de programas, así como su interrelación se ha desarrollado un modelo de simulación que simula el medio con que estos programas tienen que relacionarse según se representa en la figura 9, consta de un simulador, es decir, un ordenador de simulación que comunica con el ordenador ITT-1600 a través de una "interfaz" de datos digital y que está programado para relacionarse con el ordenador ITT en forma exactamente igual a como lo harían los dispositivos de acceso de la red del equipo de conmutación real. Los estímulos externos que actúan sobre el sistema de conmutación (tales como señales de toma, códigos numéricos, mensajes de dirección inicial) para provocar las acciones de conmutación, se simulan mediante los correspondientes mensajes introducidos al simulador desde la cinta de entrada, estando cada mensaje acompañado por una palabra que representa el instante de ocurrencia supuesto. Durante la fase de lectura los mensajes procedentes de la cinta se leen, se ordenan de acuerdo con sus palabras de tiempo y se registran en la memoria del simulador. Durante la fase de simulación se exploran estos registros y se usan para producir en los momentos apropiados los correspondientes modelos de puntos de exploración para ser

presentados al ordenador ITT a través de la "interfaz". La calidad del ordenador ITT es recogida por el simulador y empleada para poner a punto las tablas de estado de enlace y línea.

Pueden simularse hasta 64 llamadas simultáneas. Durante la simulación se almacenan en cinta magnética todas las incidencias significativas, las instrucciones usadas y otras informaciones destacadas. A continuación puede emplearse un programa fuera de línea para registrar la historia completa de cada llamada.

Con objeto de facilitar la preparación de las cintas de entrada se ha desarrollado un lenguaje de entrada de alto nivel que permite especificar combinaciones de llamada de prueba como instrucciones sencillas de tipo telefónico. Se comprueba la consistencia de estas instrucciones con un programa de compilación y se convierten en cintas objeto para ser utilizadas en el simulador.

Modelos para pruebas de campo

Para tres de los participantes en las pruebas de campo del sistema de señalización CCITT N° 6, se están construyendo modelos de pruebas de campo, que incluyen todas las características mencionadas anteriormente. Estos modelos son versiones sintetizadas del centro de conmutación internacional Metaconta 10-C, descrito anteriormente en la sección "Incorporación de la señalización N° 6 a un centro de conmutación internacional".

La figura 10 representa la disposición de bastidores elegida para uno de estos modelos. Todos los circuitos electrónicos de los terminales, modems y controladores de dispositivos, así como el ordenador ITT-1600 han sido realizados en circuitos integrados de lógica DTL y TTL.

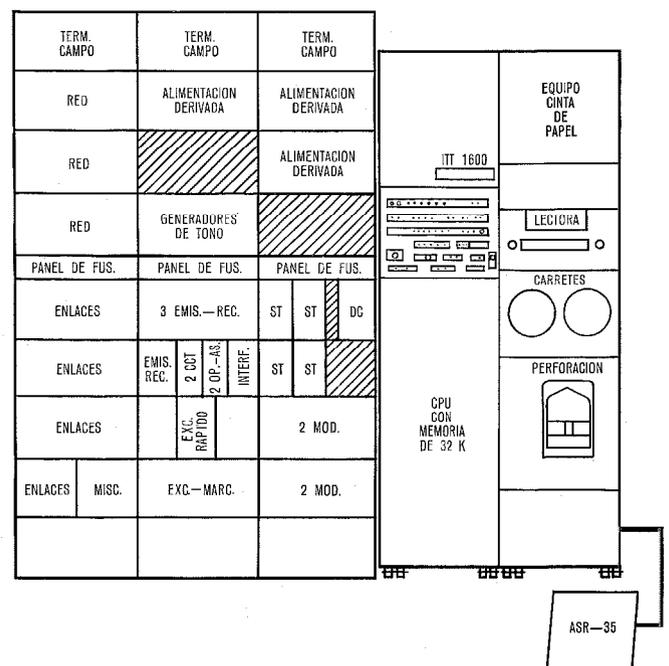


Fig. 10 Sistema de señalización CCITT N° 6. Equipo de pruebas de campo.

Conclusión y agradecimiento

El desarrollo de un sistema de señalización por canal común puede considerarse como un paso indispensable en la escalada de la nueva tecnología de la conmutación de telecomunicación, que tiene como última meta la comunicación mundial automática abonado-abonado completamente integrada y basada en ordenadores.

ITT continua realizando contribuciones relevantes encaminadas hacia esta meta. El desarrollo y realización de equipos terminales para el sistema CCITT N° 6 y su adaptación al sistema de conmutación Metaconta ha sido el resultado de un verdadero esfuerzo multinacional llevado a cabo por un equipo de ingenieros y programadores de 6 nacionalidades diferentes bajo la dirección de F. Van den Brande, D. W. Wright y D. Courtel, quienes suministraron asimismo la mayor parte del material de este artículo.

Referencias

- [1] H. H. Adelaar, J. Masure: "Sistema de conmutación telefónica semielectrónica 10-CX", Comunicaciones Eléctricas, Vol. 42 (1967), N° 3.
- [2] J. D. Beierle: "10-C Toll Telephone switching system central processor", International Conference on Communication, San Francisco, junio 1970.
- [3] H. Akimaru, H. Takeda, M. Abe: "Common channel signalling system for DEX-2 electronic switching system", Review of the Electronic Communication Laboratory 17. 11. 1969.
- [4] S. R. Treves: "Sviluppi ed applicazioni del sistema di segnalazione CCITT N° 6, Alta Frecuencia, XXXVII, 9, 1968.
- [5] A. Bini: "Centros de conmutación telefónica internacional", Comunicaciones Eléctricas, Vol. 45 (1970), N° 1, págs. 17-26.

E. P. G. Wright: Desde su formación ha trabajado en S.T.C. en el desarrollo de sistemas de conmutación y posteriormente pasó a S.T.L. dirigiendo el desarrollo de varios sistemas de proceso y transmisión de datos; entre éstos, el estudio de un programa muy amplio de medida y análisis de errores durante la transmisión sobre una serie de conexiones alquiladas y conmutadas. Después de esto, la programación de un computador para simular la ocurrencia de errores permitiendo una gran eficacia para la comparación de diferentes códigos de detección de errores. El CCITT ha utilizado los resultados de sus investigaciones para varias aplicaciones como el Sistema de Señalización N° 6.

Sergio R. Treves nació en Turín, Italia, en 1936 y se graduó en el Politécnico de Turín en 1960. El mismo año ingreso en ITT (International Telephone and Telegraph Corporation) y trabajó en ITTFL (ITT Federal Laboratories), Nutley, en 1961 en un proyecto de conmutación militar, en CGCT (Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques), París, en 1962-63 en tarificación y registro, y después en FACE-Standard, Milán, en transmisión PCM, conmutación electrónica y sistema de señalización N° 6. Ahora es jefe de proyecto de un desarrollo ITT de conmutación PCM.

Desde 1967 enseña "Redes integradas de telecomunicación" en el "Istituto Superiore PT", Roma. En 1968 fué nombrado profesor de comunicación eléctrica y desde 1969 enseña "Conmutación y tráfico telefónico" en el Politécnico de Turín.

El profesor Treves es miembro del IEEE y autor de un libro titulado "Digital techniques in electrical communication".

Guy Jean Le Strat nació en Lanester, Francia, en 1934. En 1959 se graduó como ingeniero civil de telecomunicación.

Ingresó en el departamento de desarrollo de conmutación telefónica de Le Matériel Téléphonique en 1962. Trabajó primero en ingeniería de Pentaconta con asistencia de procesadores (Obtención de información de alambrado, programa LDF).

De 1964 a 1967 fué responsable de la programación de la central electrónica Artemis.

Desde 1967 es director del nuevo centro de investigación de LMT en Lanion, donde se ha desarrollado el sistema CCR.

H. H. Adelaar nació en Amsterdam, Holanda, el 10 de febrero de 1916. Se graduó en ingeniería eléctrica en la Technische Hogeschool de Delft (Holanda).

Después de varios años como inspector de patentes de la Oficina de Patentes del Gobierno en La Haya, ingresó en la Bell Telephone Manufacturing Company en 1946 para trabajar en aplicaciones de la electrónica a los sistemas de conmutación telefónica.

Después de contribuir al diseño de la primera central semielectrónica de Ski, cerca de Oslo, fué nombrado jefe del Departamento de desarrollo de Sistemas de Conmutación Electrónica en 1957. El Instituto de Ingenieros Eléctricos le distinguió, junto con sus colaboradores, por sus destacadas contribuciones a la conferencia sobre Centrales Telefónicas Electrónicas en noviembre de 1960.

El Sr. Adelaar es miembro del Real Instituto de Ingenieros de Holanda.

Sistema de comunicación de banda ancha mediante guíaondas de fibras para frecuencias ópticas

Estado del desarrollo de un sistema de transmisión con modulación binaria P.C.M.

DR. K. C. KAO
DR. M. CHOWN

Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Reino Unido

Introducción

Un sistema básico de comunicación por medio de fibras ópticas consta de transmisor, medio de transmisión y receptor (Fig. 1). El transmisor recibe la información del equipo multiplex; ésta consiste en un tren de impulsos a una cierta velocidad de repetición, y es amplificada al nivel adecuado para modular el oscilador laser que genera la onda portadora a transmitir. El medio de transmisión es la fibra, diseñada con la capacidad suficiente para llevar la información requerida, junto con las unidades de acoplamiento que unen la fibra al oscilador laser y al fotodetector. El receptor detecta la señal transmitida mediante un fotodetector, al que sigue un amplificador que lleva la señal al nivel adecuado para su posterior tratamiento si se desea. El tratamiento posterior puede consistir en una conformación y sincronización, y una amplificación final de los impulsos para devolver a la información su estado original. Se discute a continuación el estado actual del sistema básico.

Guíaondas de fibras

La guíaondas de fibras es una estructura de vidrio en forma de cilindro circular coaxial, con el índice de refracción del núcleo mayor que el de la cubierta (Fig. 2a). Este conjunto puede envolverse posteriormente con otra cubierta de altas pérdidas, cuyo fin es controlar el modo de transmisión de la fibra. Los diámetros del núcleo y de las cubiertas se eligen de tal modo que se obtenga la capacidad de información requerida dentro de los límites impuestos por la facilidad de manejo y la economía de fabricación. Operando en banda ancha, consideraciones electromagnéticas y físicas dan unos diámetros de unos $3 \mu\text{m}$ para el núcleo y $40 \mu\text{m}$ para la cubierta de bajas pérdidas, debiendo diferir los índices de refracción de ambos en menos del 1%. Esta guíaonda es sometida a una serie de manipulaciones con vistas a la formación de un cable que tenga la resistencia mecánica necesaria, y contenga un cierto número de guíaondas (Fig. 2b).

Desde los primeros trabajos conducentes al reconocimiento de la capacidad de una guíaonda de fibras

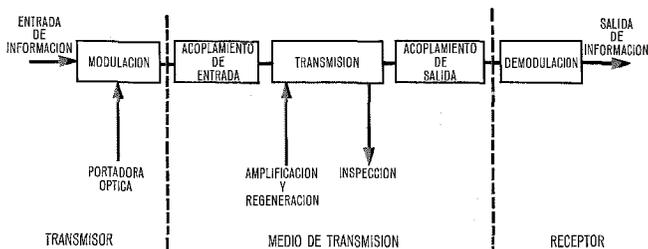


Fig. 1 Esquemático de bloque del sistema de comunicaciones básico de fibra óptica.

para fines de comunicación [1], se han realizado muchos otros para determinar con todo detalle las características de estas guíaondas y llegar a demostrar la factibilidad de construir fibras con las propiedades deseadas. El diseño y el análisis [2] se han hecho considerando principalmente los aspectos electromagnéticos y también algunos aspectos físicos y de ingeniería. Todo esto se va a resumir a continuación.

Otra estructura con propiedades interesantes es la fibra perfilada en la que el índice de refracción varía radialmente a partir del núcleo de forma continua, siguiendo una determinada ley. Su desarrollo se encuentra en una etapa inicial. Sus ventajas sobre la fibra de modo único son mínimas. No se incluye ninguna discusión sobre este tipo de fibra.

Parámetros físicos

Las pérdidas en la masa de vidrio constituyen una parte importante de las pérdidas de la guíaonda. El mecanismo de estas últimas es bien conocido, y su origen está en los fenómenos de absorción y dispersión. La relación exacta entre la concentración de impurezas (responsable de las pérdidas de absorción) y la magnitud de las pérdidas es difícil, pero se han hecho medidas en un material como sílice fundida con una impureza total menor que 1 PPM* obteniéndose pérdidas inferiores a 10 dB/km para una longitud de onda de 850 nm. Las pérdidas en un vidrio del tipo silicático monocálcico con 4 PPM de hierro y 0,6 PPM de cobre han sido de 120 dB/km a 850 nm. Resulta, pues evidente que las pérdidas son tanto más bajas cuanto menor es la concentración de impurezas. Las pérdidas de dispersión son bajas en un vidrio que no haya sido

* N. de la R: 1 PPM = una parte por millón.

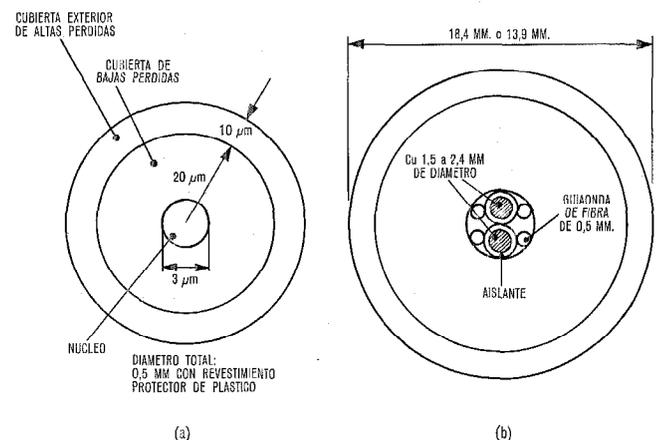


Fig. 2 Secciones transversales
a) Guíaonda de fibra típica. El índice de refracción del núcleo es ligeramente superior (aprox. 1%) que el de la cubierta.
b) Cable formado con varias guías de fibra junto con hilos de cobre para proporcionar resistencia mecánica.

desvitrificado, es decir, separado en fase líquida. Los valores típicos medidos están en el margen de 0,7 a 2 dB/km para vidrios de silicato sódico monocálcico a 900 nm. Con estos resultados se puede afirmar que es posible obtener una pérdida total de 10 dB/km tomando las precauciones adecuadas.

Existen varios métodos para la fabricación de una fibra que tenga la geometría requerida. Dos de ellos se encuentran en etapa de desarrollo: el método varilla-tubo (Fig. 3a) y el método de boquilla coaxial (Fig. 3b). Se espera que una vez finalizado el desarrollo, ambos métodos den fibras con la sección transversal exigida, y no introduzcan excesivas pérdidas adicionales, es decir, puede esperarse que no aumenten las pérdidas de absorción y un ligero aumento en las pérdidas de dispersión de unas dos veces su valor global. También se ha conseguido la homogeneidad de materiales con diferencia de índices de refracción menor del 1 %, con una reproducibilidad de 1 en 10⁴. Cuando con estos materiales se fabrica la fibra, aparece un fenómeno de difusión en la superficie de contacto [3] que forma una unión gradual (Fig. 4); esto altera las características de la guíaonda, pero no se ha demostrado que introduzca propiedades indeseables. El mejor resultado así obtenido [4] fué de 20 dB/km de pérdidas en la fibra, con un núcleo de 2 μm de diámetro y un diámetro total de 200 μm. Las pérdidas se midieron sobre una fibra de 30 m de longitud. Las fibras pueden fabricarse en longitudes superiores a 1 km.

Características básicas de las guíaondas

La ecuación característica y sus soluciones nos proporcionan una información muy útil para el diseño: La constante de propagación, la distribución del campo, la distribución de la potencia y la densidad de potencia. Existen programas para ordenador y algunos resultados se han obtenido de este modo. Mediante aproximaciones sucesivas se han conseguido algunas soluciones que facilitan considerablemente los trabajos de diseño, y pueden aplicarse con ventaja a los problemas de excitación y discontinuidad.

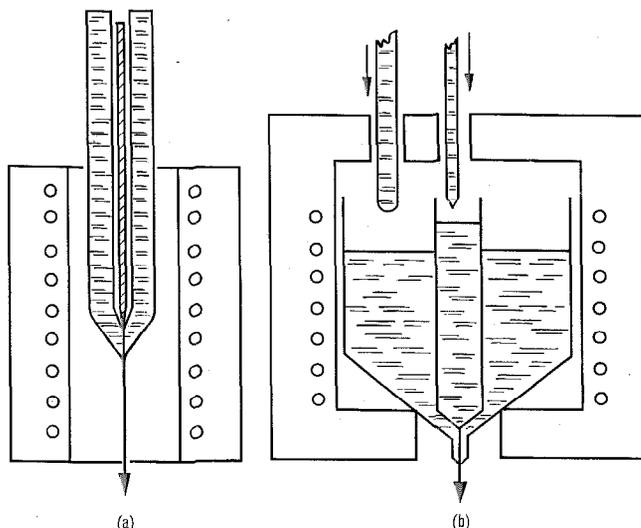


Fig. 3 Métodos de producción de fibras de guíaondas.
 a) Método de la varilla en el tubo
 b) Método de las boquillas coaxiales.

El parámetro clave para estimar la capacidad de información es la variación de la velocidad de grupo con la frecuencia. Las investigaciones realizadas muestran que la dispersión en el vidrio da un valor de dV_g/df de la velocidad de grupo de 10⁻⁸ m (Fig. 5); este valor tiende a enmascarar la dispersión de la guíaonda que es del orden de 10⁻⁹ m (Fig. 6).

Un laser de GaAs [12], [13] con una anchura de línea de ± 5 Å extendería la anchura de los impulsos en un 5 % del período, operando a 1 Gbit/s sobre una fibra de 1 km con un índice de refracción del núcleo de 1,5. Todo esto suponiendo que la diferencia de índices de refracción $(n_1^2 - n_2^2)^{1/2}$, el radio del núcleo "a" y la longitud de onda "λ" son tales que se cumple

$$\frac{2 \pi a}{\lambda} (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} = 2,3$$

lo que asegura que la guíaonda trabaja en modo único.

Discontinuidad e imperfecciones

Algunos de los posibles tipos de imperfecciones se consideran importantes en razón de los efectos adversos que producen en el comportamiento de los guíaondas. Estas imperfecciones pueden ser:

- elipticidad,
 - variaciones periódicas,
 - adelgazamiento,
 - codos,
 - partículas dispersoras,
- Los efectos que pueden producir son:
- cambio en las características de velocidad,
 - pérdidas adicionales,
 - excitación de modos erráticos,
 - distorsión de la información.

Existen soluciones teóricas aproximadas para todos estos casos. En algunos se dispone además de soluciones exactas. Estas dan información cuantitativa, relacionando la magnitud del parámetro físico que nos interesa con el efecto de pérdidas y distorsión. Por el momento las imperfecciones físicas de una estructura real han de valorarse mediante medidas detalladas, ya que las soluciones teóricas solo pueden ofrecer discu-

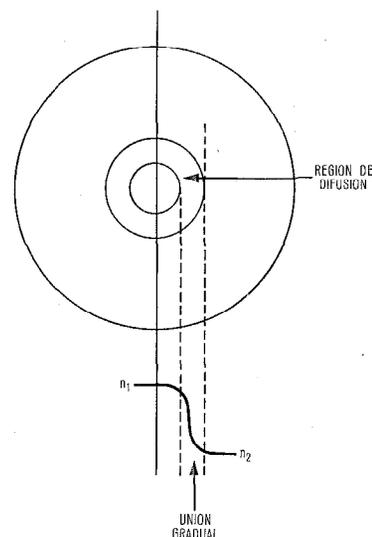


Fig. 4 Variación de índice de refracción con la distancia al centro mostrando la unión gradual producida por difusión al fabricar.

siones de los parámetros. Sin embargo, dado que se han conseguido en la práctica fibras con pérdidas relativamente bajas, puede afirmarse que las imperfecciones inherentes han introducido bajas pérdidas adicionales. No hay por el momento ninguna confirmación práctica en lo que a distorsión de información se refiere. Esta situación cambiará probablemente cuando en un futuro próximo se disponga de fibras de bajas pérdidas de gran longitud.

Resumen

Los aspectos electromagnéticos y físicos del problema se han desarrollado con la extensión necesaria para que las guíaondas de fibra para aplicaciones de comunicación puedan diseñarse con unas características prefijadas. El trabajo en este momento se centra en el desarrollo y mejora de la tecnología necesaria, determinando la importancia relativa de los distintos factores y el control de cada uno. Paralelamente es preciso proporcionar las técnicas de medida necesarias. El último logro de la reproducibilidad de las fibras de bajas pérdidas está ya asegurado con los resultados obtenidos hasta la fecha. Se ha demostrado teóricamente que la capacidad de información de la fibra es claramente superior a 1 Gbit/s, con un diseño cuya fabricación no es costosa ya que requiere muy poco material, aproximadamente 1 cm³ por km de fibra básica. Es también cómoda de manejar, ya que tiene la resistencia física suficiente para ser cableada, utilizando maquinaria adecuada, a pesar de que el diámetro del núcleo sea de unos 3 μm con el fin de facilitar los acoplamientos con el laser y el detector.

Acoplamientos

La emisión de luz del laser a la fibra, el acoplamiento de la luz transmitida desde el extremo de la

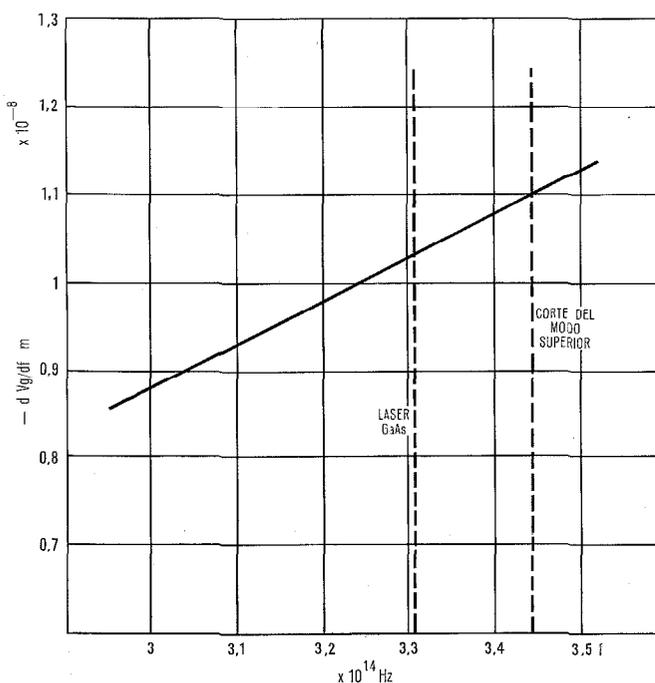


Fig. 5 Variación de la velocidad de grupo con la frecuencia $\frac{dV_g}{df}$ causada por la dispersión en el vidrio.

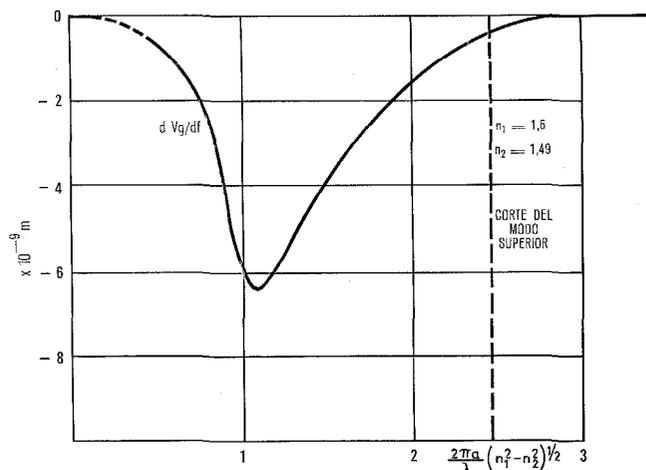


Fig. 6 Variación de la velocidad de grupo con la frecuencia $\frac{dV_g}{df}$ causada por la dispersión en guía, en función del valor $\frac{2\pi a}{\lambda}(n_1^2-n_2^2)^{1/2}$.

fibra al fotodetector del receptor, y el empalme de una fibra con otra constituyen los distintos tipos de acoplamiento requeridos en un sistema. El trabajo teórico en este campo consiste en el estudio del campo radiado por el extremo de la fibra, y del rendimiento de la excitación del modo deseado cuando el extremo de la fibra se ilumina por una distribución de campo conocida. Se han realizado también algunos trabajos prácticos.

Emisión

La aproximación teórica supone conocida la distribución de campo incidente en el extremo de la fibra. Las amplitudes de los diferentes modos en la guíaonda pueden deducirse igualando el campo a la suma adecuada de los campos de cada modo. Han sido resueltos varios casos: onda plana infinita con incidencia normal [5], onda plana truncada con incidencia normal [5], onda plana infinita con incidencia oblicua [6], campo gaussiano con incidencia normal [7]. Para el modo HE₁₁ el rendimiento de la emisión con una onda plana truncada de diámetro igual al del núcleo de la guíaonda resulta ser del orden del 80 %, mientras que con un campo gaussiano de dispersión óptica es posible teóricamente un rendimiento del 100 %. Se ha realizado una comprobación experimental con un laser de HeNe como fuente gaussiana. Se puede conseguir un rendimiento práctico superior al 75 %. También ha sido investigada la influencia del alineamiento axial [7]. Se ha llegado a la conclusión de que para un caso de interés práctico $\frac{2\pi a}{\lambda}(n_1^2-n_2^2)^{1/2} = 2,3$ el rendimiento de la emisión cae en un 50 % para un desplazamiento igual a un radio del núcleo.

Se han realizado otros análisis posteriores más detallados. En éstos se estudia un método de excitación preferencial del modo HE₂₁ mediante una fuente en forma de anillo [8], y el efecto del diámetro físico de la cubierta de la fibra [9].

Comunicación por fibras ópticas

Se han llevado a cabo investigaciones experimentales del acoplamiento de luz de un laser de GaAs a fibras multimodo y de modo único mediante empalme por simple contacto de la fibra a la unión emisora de luz laser. Se demostró que el rendimiento depende de la relación del diámetro del núcleo al tamaño de la unión del laser. En una primera aproximación el rendimiento es el cociente entre el área del núcleo de la fibra y el área de la unión del laser. El empalme puede ser encapsulado en resina epoxy sin que ello afecte para nada a la salida de luz.

Detección

Una vez resuelta la ecuación característica en la guíaonda de fibras puede deducirse fácilmente el campo en la apertura. El diagrama de campo lejano puede obtenerse de modo aproximado mediante la integración de Kirchhoff del campo en la apertura [10]. La información se puede usar para deducir el tamaño preciso de detector con el fin de recoger la mayor parte del campo radiado a una distancia dada del extremo de la fibra. En la práctica la divergencia de la luz es de unos 20° de modo que con un detector de $100 \mu\text{m}$ de diámetro la fibra ha de ser colocada en un espacio de unos $0,5 \text{ mm}$. También aquí es posible el empalme por simple contacto, como en el caso de la emisión.

Empalme

Teóricamente el empalme por simple contacto puede tener un rendimiento del 100%. En la práctica el empalme es un problema de tecnología, y estriba en conseguir la tolerancia necesaria en la colocación y en la preparación de las superficies terminales de modo que sean perfectamente planas y perpendiculares al eje. Se han considerado varios métodos tales como el uso de un acoplamiento lateral entre dos fibras colocadas una al lado de otra a una cierta distancia, y solapándose a lo largo de una longitud dada. Con estos métodos se busca reducir al mínimo las exigencias en cuanto a precisión mecánica. Por el momento puede decirse solamente que el empalme es posible, pero el método más adecuado y económico está aún en vía de desarrollo.

No se debe olvidar que el empalme óptico puede evitarse usando longitudes de guíaondas de fibra integradas con la fuente de luz laser y el fotodetector montados en cada extremo, de modo que en el montaje posterior sólo sean necesarias uniones eléctricas.

Resumen

Los acoplamientos de la guíaonda de fibra a la fuente de luz laser y al detector han sido estudiados a fondo y han sido realizados en la práctica. Los empalmes entre fibras son posibles, pero pueden no ser del todo necesarios. Sigue en estudio el desarrollo de un método más adecuado.

Transmisor, receptor y repetidor

El desarrollo de los laser de los moduladores de luz está en continuo progreso. El sistema que se encuentra

más avanzado es el que usa un laser de GaAs como fuente de luz y fotodiodos como detectores; resulta un sistema de comunicación de banda ancha realizable y competitivo en el aspecto económico.

La fibra y el laser son compatibles puesto que el vidrio presenta su mínima atenuación para la longitud de onda del laser de GaAs y la superficie de emisión del laser puede hacerse tan pequeña como el núcleo de la fibra. Una de las ventajas del sistema es el uso de una fuente de luz pequeña y modulada de modo sencillo.

El conjunto formado por el laser de inyección y la guíaonda de fibra sería capaz de trabajar a una velocidad de varios Gbit/s, debido a la rápida respuesta y mínima anchura espectral del laser, junto con la baja dispersión de la transmisión en la guíaonda de modo único. En la práctica son los circuitos electrónicos de los repetidores los únicos que limitan la velocidad del sistema.

El tipo de modulación elegido para un sistema de alta capacidad con laser de inyección es sin lugar a dudas el PCM. La razón de esto estriba en que los regeneradores PCM pueden restaurar la señal con tasas de error despreciables aunque la relación S/N sea tan solo de 20 ó 22 dB, mientras que cualquier otro sistema de tipo analógico requeriría una relación S/N mucho más alta para dar una calidad de transmisión aceptable. Es importante que el receptor pueda trabajar con relaciones S/N relativamente bajas; debido al ruido cuántico en el laser, la relación S/N a la entrada de la fibra raramente excede de 80 dB, como puede verse considerando el número de fotones emitidos durante el período de modulación de 1 ns. La atenuación permitida entre repetidores sería por tanto mucho mayor para PCM que para los sistemas analógicos. Esto se consigue a base de utilizar una banda más ancha para la misma velocidad de información, lo cual no es problema, ya que se dispone de gran ancho de banda.

El equipo que aquí se considera consta de transmisor, receptor y repetidores. Se han propuesto distintos métodos de modulación y regeneración. Sin embargo se centra la atención en la modulación directa del laser, convirtiendo la señal óptica en eléctrica en el repetidor, con el fin de amplificarla y regenerarla (Fig. 7). Las tres etapas de un repetidor son:

- Un receptor, que consta de un fotodetector y un amplificador de banda ancha.
- Un regenerador binario PCM que conforma y sincroniza los impulsos.
- Un transmisor en el que por medio de un amplificador de impulsos de corriente o un conmutador,

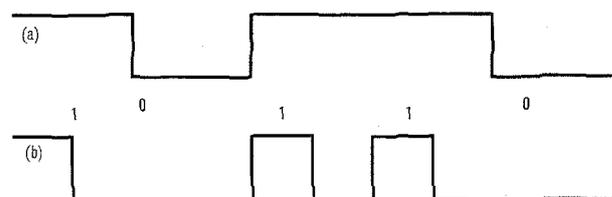


Fig. 7 Impulsos.

a) sin retorno a cero b) con retorno a cero.

se excita el laser de inyección por encima de su corriente umbral cada vez que se recibe un "1" del regenerador; los impulsos de luz así obtenidos se acoplan a la fibra.

Características de los repetidores

Los dos parámetros básicos que definen el comportamiento de un repetidor son la capacidad de información y la ganancia óptica. Ya que el problema de la emisión de luz al interior de la fibra está unido estrictamente con el diseño del laser, la ganancia óptica se definirá como la potencia luminosa emitida en el modo HE₁₁ de la guíaonda de fibra, dividida por la potencia luminosa requerida por el fotodetector para dar la mínima relación S/N necesaria de 20 ó 22 dB.

Ancho de banda

La velocidad de trabajo del sistema estará limitada probablemente por el circuito excitador del laser o por el regenerador PCM.

El laser puede requerir impulsos de corriente entre 0,1 A y 1 A sobre una impedancia inferior a 1 ohmio. Una pareja de transistores usados como conmutadores de corriente pueden dar impulsos de hasta 0,1 A a una velocidad de 300 ó 500 Mbit/s. Si se precisan mayores corrientes de excitación pueden usarse circuitos distribuidos, sumando la corriente de hasta diez pares de transistores. Los diodos tunel pueden conmutar a velocidades similares e incluso mayores, pero pueden presentar inconvenientes en la excitación del laser. Pueden desarrollarse otros dispositivos para aumentar la velocidad de conmutación hasta 1 Gbit/s.

De diversas fuentes se han obtenido referencias de regeneradores que trabajan hasta 300 Mbit/s empleando transistores y diodos tunel; trabajando con estas técnicas se han conseguido en el laboratorio velocidades de hasta 500 Mbit/s. Para sobrepasar este límite de velocidad se necesitarían ya nuevos elementos tales como la lógica con dispositivos Gunn, que se encuentra en etapa de desarrollo.

No es probable que el receptor limite la velocidad del sistema. Entre los detectores ópticos conocidos, el fotodiodo de avalancha es el más indicado, ya que es lo bastante rápido como para trabajar a velocidades superiores a 1 Gbit/s. También se dispone de amplificadores de banda ancha a base de circuitos integrados híbridos, capaces de trabajar a estas velocidades. La rapidez de respuesta del laser y la fibra ya se han mencionado. De todo esto se deduce que la velocidad de trabajo del sistema puede estar comprendida entre 1/2 y 1 Gbit/s.

Pueden utilizarse un cierto número de sistemas en paralelo si se desean velocidades más altas. Probablemente se tenderían inicialmente un cierto número de fibras de reserva, y el equipo adicional se iría instalando en las estaciones repetidoras conforme aumentara la demanda de canales.

Sensibilidad del receptor

La sensibilidad puede predecirse con cierta seguridad, ya que los fotodiodos de avalancha, actualmente

existentes con amplificadores de transistores, están ya muy próximos al límite cuántico.

El análisis de Anderson y McMurty [11] puede aplicarse a los diodos de avalancha con el siguiente resultado. Si η es el rendimiento cuántico (número de electrones por fotón), F el factor de ruido definido como el cociente de relaciones señal/ruido a la entrada y a la salida del proceso de multiplicación, M el factor de multiplicación (ganancia de corriente) y F_A el factor de ruido del amplificador, la potencia óptica requerida para una relación S/N de 20 dB con una luz de longitud de onda 0,9 μm modulada a 1 GHz es

$$P_L \text{ (vatios)} = \frac{8,7 \times 10^{-8}}{\eta} \frac{1}{2} \left[F + \left(F^2 + 6,5 \times 10^4 \frac{F_A}{M^2} \right)^{1/2} \right] \quad (1)$$

Se supone que la impedancia de entrada del amplificador es 50 ohmios (compatible con la capacidad típica de 3 pF y la frecuencia de trabajo de 1 GHz), y que la corriente de oscuridad es menor que 20 nA, (lo que es bastante realista).

En un caso $\eta = 1$, $F = 1$ y M es lo bastante grande para hacer despreciable el término de ruido térmico (bajo el signo radical). Entonces resulta $P_L = 8,7 \times 10^{-8}$ vatios y no es posible sobrepasar este valor. (Este límite fundamental puede deducirse de otro modo, sin hacer referencia al tipo de receptor, demostrando que el ritmo de llegada de los fotones debe ser 400 veces la anchura de banda para una relación S/N de 20 dB).

Si no hay multiplicación ($M = 1$, $F = 1$), el término dominante es el debido al ruido térmico. En un caso práctico M aumenta, y $F = F(M)$ también aumentará y habrá por tanto un valor mínimo de P_L . De aquí se deduce que el aumento de F con M es una característica importante. En los fotodiodos de avalancha de silicio que existen actualmente, $\eta = 0,4$ y $F = M$. Esto nos da un valor mínimo aproximado para P_L de

$$P_{L \text{ min}} = 1 \cdot 6 \cdot 10^{-6} F_A^{1/6} \quad (2)$$

Este mínimo se obtiene para un valor óptimo de ganancia de corriente

$$M_{\text{opt}} = 40 F_A^{1/3} \quad (3)$$

Nótese la ligera influencia del factor de ruido del amplificador. Con $F_A = 4$, $P_{L \text{ min}} = 2 \mu\text{W}$ es decir 24 veces el límite cuántico.

Diseñando el detector especialmente para una longitud de onda, frecuencia de modulación y área sensible determinadas, puede esperarse una mejora notable con un nivel de detección inferior a 1 μW .

Al bajar la frecuencia de modulación, P_L caerá proporcionalmente, permaneciendo inalterable el valor óptimo del factor de multiplicación. Esto se debe a que el término de ruido térmico de la ecuación (1) depende del producto ancho de banda por impedancia de entrada del amplificador y este producto puede mantenerse constante para un valor fijo de la capacidad parásita. Por debajo de una cierta frecuencia, unos 300 MHz, la corriente de oscuridad empieza a ser apreciable, y la mejora con la frecuencia empieza a ser más lenta.

Potencia óptica de salida

Se espera que un laser de doble heterounión, con una unión de $10 \mu\text{m}$, sea capaz de trabajar a la temperatura ambiente, con un alto ciclo de trabajo, con una corriente umbral bastante inferior a 1 A y una corriente de pico de trabajo de 0,2 A por encima del umbral. Suponiendo un incremento del rendimiento cuántico del 30 %, la potencia óptica de salida sería de 90 mW para una fuente con un área de $10 \mu\text{m} \times 2 \mu\text{m}$.

Suponiendo que la fibra está adaptada a la fuente por simple contacto, y que el núcleo tiene $3 \mu\text{m}$ de diámetro, el rendimiento máximo del acoplamiento sería del 25 %, es decir el cociente de las áreas. Habría además otras pérdidas pues no toda la potencia sería acoplada en el modo de propagación de la fibra. Considerando un rendimiento de acoplo global del 10 % resulta una potencia óptica de salida en la fibra de 10 mW.

De las estimaciones hechas para la potencia de salida y para la sensibilidad se obtiene un valor de unos 40 dB para la ganancia del repetidor (de fibra a fibra).

Trabajos experimentales

Se ha construido un repetidor experimental en STL, que será mejorado progresivamente en cuanto los componentes estén disponibles. El repetidor regenerativo completo ha sido probado a 75 Mbit/s. Este diseño utiliza impulsos con retorno a cero (Fig. 7).

Se han utilizado tres tipos distintos de fotodetectores de avalancha de silicio. Se han obtenido tiempos de subida inferiores a 1 ns trabajando con un amplificador de circuito integrado híbrido con un ancho de banda de 0,1 a 400 MHz. Para el sistema de 75 Mbit/s basta con un amplificador de doble realimentación con una banda de 0,01 a 80 MHz.

La sensibilidad máxima con una relación S/N de 22 dB se obtiene para una ganancia de corriente aproximada de $M = 40$. La potencia recibida en este caso sería de $0,5 \mu\text{W}$. Se ha visto que la relación S/N necesaria no aumenta bruscamente cuando M se aparta del valor óptimo, y por tanto no es de esperar que sea un problema en la práctica la puesta a punto y mantenimiento del voltaje de polarización correcto del fotodiodo. La ganancia precisa para elevar la señal al nivel lógico es de 70 dB.

El regenerador PCM usa circuitos integrados lógicos acoplados por emisor. El circuito básico se muestra en la figura 8. Una vez que la señal ha sido amplificada y limitada, queda una fluctuación en los frentes de los impulsos. Se extrae un tren de impulsos de sincronismo exactamente uniformes a la velocidad de repetición. Ambos trenes de impulsos disparan un flip-flop que nos da los impulsos sincronizados, pero sin retorno a cero; los impulsos finales con retorno a cero se obtienen mediante una puerta NAND que combina los impulsos sin retorno con los impulsos de sincronismo.

El circuito excitador del laser es capaz de trabajar a 130 Mbit/s operando con retorno a cero o sin él, a la corriente de 1 A. El diseño de este circuito se describirá en el próximo apartado.

El repetidor ha sido realizado con un laser homounión de GaAs con impulsos de 1,1 A que fué enfriado

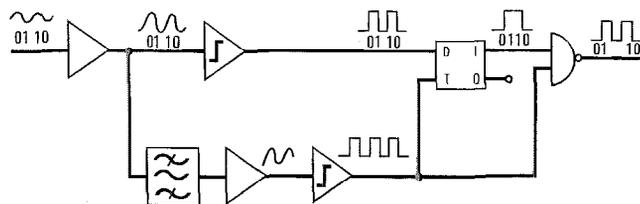


Fig. 8 Regenerador PCM.

a 77°K para permitir el trabajo en onda continua. Cuando se disponga de laseres* de onda continua que trabajen a temperatura ambiente podrían sustituirse sin modificación alguna en el sistema, ya que se espera que los laseres de doble heterounión, temperatura ambiente y onda continua trabajen con corrientes inferiores a 1 A. Para poder trabajar a la temperatura ambiente con los laseres ahora disponibles se requerirían corrientes de 7 A, con bajo ciclo de trabajo, exigiendo circuitos más complejos que los precisos en el sistema final.

La ganancia del repetidor sobrepasó los 35 dB, empleando fibra multimodo. El consumo total de potencia fué de 4,8 W, que podría reducirse hasta 3 W con ligeras modificaciones.

Circuito excitador del laser

El laser es un diodo con una característica corriente-tensión como la que aparece en la figura 9; el tipo usado en este trabajo tiene una pendiente de 0,1 a 0,2 ohmios en las proximidades de la corriente umbral de 0,5 A (a 77°K).

Se decidió montar el laser en el extremo de una línea de transmisión del tipo strip-line, por dos razones:

- esto permitía usar un circuito distribuido con cierto número de transistores, y
- el laser podía ser enfriado mediante inmersión en nitrógeno líquido, sin enfriar los transistores.

La separación de los strip-line fué de 0,036 mm, usando mylar como dieléctrico; con una anchura de 7,4 mm se obtuvo una impedancia característica de 1 ohmio. La terminación de la línea consistió en una resistencia de 0,9 ohmios en serie con el laser, que estaba polarizado a una corriente de unos 100 mA (A en la Fig. 9). Esto dió una impedancia casi constante de 1 ohmio. La inductancia serie parásita de la terminación se redujo usando once resistencias miniatura en paralelo y conectando la pastilla del laser mediante una tira corta y ancha.

Se hizo una prueba inyectando un impulso rápido de corriente de un generador de 50 ohmios (consistente en una longitud de línea de transmisión descargada mediante un interruptor de mercurio), a través de una resistencia de 49 ohmios en un extremo de la strip-line. Se compararon el impulso de tensión aparecido en la resistencia de 0,9 ohmios y el de salida del generador. Con una longitud de strip-line de 150 mm el tiempo de subida del impulso fué de 1 ns.

Cuando un transistor de conmutación trabaja a

* Desde que este artículo se escribió los laseres han progresado considerablemente y ya es posible funcionamientos con ciclo de trabajo grande a temperaturas ambiente para corrientes por trabajo a 1 amperio.

velocidades muy altas, no debe alcanzarse la saturación. En este trabajo se han probado algunas configuraciones no saturadas variando el tipo y número de transistores y usando circuitos distribuidos. Son las siguientes:

- conmutador de corriente, o montaje diferencial;
- realimentación por emisores, con todos los colectores conectados a la strip-line de 1 ohmio (Fig. 10);
- seguidores de emisor, con todos los emisores conectados a la strip-line de 1 ohmio;
- seguidores de emisor, con cada emisor conectado a su propia strip-line de 10 ohmios, y estando terminada cada strip-line con una resistencia de 10 ohmios conectada al laser común.

En cada caso, las bases se conectan mediante líneas de transmisión adaptadoras (15 ohmios), de modo que el último transistor que excita sea el más próximo a la carga.

De todas estas técnicas la primera es la más avanzada, y todavía no ha finalizado su desarrollo. Los otros tres circuitos son más fáciles de diseñar y utilizan menos transistores y menor potencia.

El modelo de strip-line y las restantes conexiones se hicieron con mylar recubierto de cobre, y se utilizaron transistores BFS 17 R con encapsulado "microminiatura". La disposición se adapta fácilmente a la construcción de circuitos integrados. Este circuito fué el usado en la mayor parte de los trabajos de prueba del repetidor.

Se han realizado transformadores strip-line de baja impedancia con relación 2:1 capaces de trabajar a varios centenares de Mbit/s; éste podría ser un método útil para alcanzar por sucesivos escalones la corriente de trabajo del laser.

Conclusiones

Los componentes disponibles para el equipo terminal y los repetidores limitan la anchura de banda del sistema a unos 500 Mbit/s. Una mejora en estos dispositivos aumentaría la capacidad del sistema hasta llegar a 1 Gbit/s. La distancia entre repetidores sería de unos 2 km, suponiendo unas pérdidas en la fibra de 20 dB/km. Es claro que para mejorar estas características en

las áreas clave de fibras y laseres, se necesita más investigación, pero parece que tales áreas están aún abiertas a fundamentales avances, con más probabilidades para los descubrimientos, invenciones y desarrollo.

Referencias

- [1] K. C. Kao, G. A. Hockham: "Dielectric Fibre Surface Waveguide for optical frequencies", Proc IEE, Vol. 113, N° 7, Julio 1966, págs. 1151-1158.
- [2] K. C. Kao, R. B. Dyott y A. W. Snyder: "Design and Analysis of an Optical Waveguide for Communication", IEE Conf. "Trunk Telecommunication by guided waves", Septiembre 1970.
- [3] O. Krumpolz: "Mode Propagation in Fibre Discrepancies between theory and experiment", IEE Conf. "Trunk Telecommunication by guided waves", Septiembre 1970.
- [4] F. P. Kapron, D. B. Keck y R. D. Maurer: "Radiation losses in Glass Optical Waveguides", IEE Conf. "Trunk Telecommunication by guided waves", Septiembre 1970.
- [5] A. W. Snyder: "Surface Waveguide modes along a semiinfinite dielectric fibre excited by a plane wave", J. Opt. Soc. Assn. Vol. 56, Mayo 1966, págs. 601-610.
- [6] A. W. Snyder: "Excitation and Scattering of modes on a dielectric optical fibre", Trans IEEE, Vol. MTT-17, N° 12, Diciembre 1969, págs. 1138-1144.
- [7] R. B. Dyott, J. R. Stern: "Launching into single mode Optical Fibre Waveguide", IEE Conf. "Trunk Telecommunication by guided waves", Septiembre 1970.
- [8] T. W. Davies, R. Worthington, K. C. Kao: "The measurement of Mode Parameters in Optical Waveguide", IEE Conf. "Trunk Telecommunication by guided wave", Septiembre 1970.
- [9] P. J. B. Clarricoats y K. B. Chan: "The excitation of Modes on a Multi-layer Fibre", IEE Conf. "Trunk Telecommunication by guided wave", Septiembre 1970.
- [10] N. S. Kapany, J. J. Burke, Jr. y K. Frame: "Radiation Characteristics of Circular Dielectric Waveguides", Appl. Optics, Vol. 4, N° 12, Diciembre 1965, págs. 1534-1543.
- [11] L. K. Anderson y B. J. McMurtry: "High Speed Photodetectors", Proc. IEEE, Vol. 54, N° 10, Octubre 1966, págs. 1335-1349.
- [12] Notas de investigación: Progreso hacia un laser de estado sólido a temperatura ambiente, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 45, N° 3, 1970, pág. 281.
- [13] Nuevas realizaciones: Comunicaciones por fibra óptica — Un avance importante, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 46, N° 1, 1971, pág. 82.

El Dr. K. C. Kao obtuvo su B. Sc. (Ing.) y Ph. D. en la Universidad de Londres. Ha estado trabajando para STC desde 1957. Hasta hace poco tiempo ha dirigido en STL un equipo dedicado a la investigación en sistemas ópticos de comunicación. Es miembro de la Institution of Electrical Engineers, y Honorary Senior Research Fellow en el Queen Mary College de Londres. Actualmente está ausente de STL y es profesor auxiliar en la Universidad China de Hong Kong.

El Dr. M. Chown se graduó en Ingeniería en la Universidad de Cambridge en 1962. Después de dos años como ingeniero de desarrollo en la Canadian Marconi Company volvió a Cambridge donde obtuvo el Ph. D. con unos trabajos sobre emisión de campo. Se incorporó a STL en 1968 y desde entonces ha estado trabajando en sistemas ópticos de comunicación.

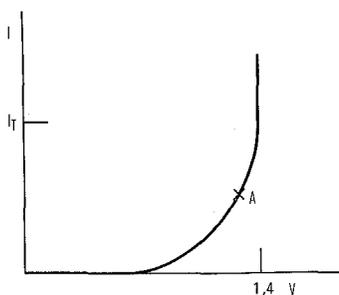


Fig. 9 Característica I-V del laser.

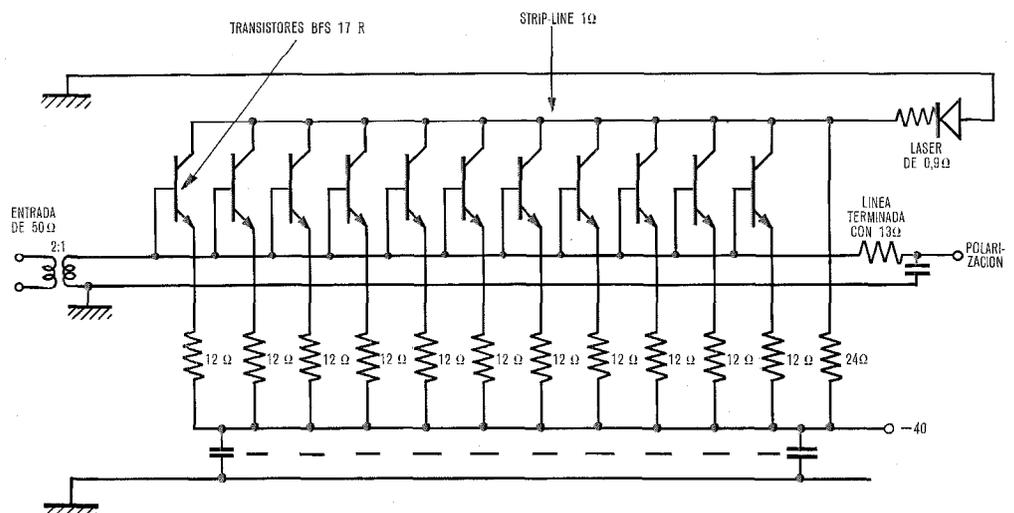


Fig. 10 Circuito de excitación del laser.

Modelo de tráfico para la simulación de centrales completas

Discusión de hipótesis para el caso de abonado llamado ocupado

G. DIETRICH

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania Federal

Definición del problema e hipótesis

Por razones económicas, los modernos sistemas de conmutación telefónica de control centralizado, utilizan redes de conversación constituídas por sistemas de mallas de numerosas etapas. Todos los tipos de llamadas se establecen generalmente de acuerdo con el principio de búsqueda de camino de selección conjugada a una etapa. La determinación de la capacidad de tráfico, así como el dimensionado de tales redes, constituyen problemas especiales de la teoría de tráfico. Hoy día es costumbre aplicar métodos de simulación de tráfico para la determinación de la capacidad o al menos para verificar los procedimientos de cálculo.

Para la simulación de centrales electromecánicas de control centralizado, puede dividirse la red de conversación en un cierto número de partes que pueden ser analizadas por separado teniendo en cuenta, normalmente, una sola clase de tráfico. Por el contrario, las modernas redes de conversación (Fig. 1) deben ser tratadas como un todo, de tal forma que su análisis debe realizarse teniendo en cuenta no sólo los diferentes tipos de tráfico, sino también las distintas posibilidades de conexión (Fig. 2).

Para fijar ideas, consideremos un caso sencillo en el que no se tenga en cuenta el tráfico de preselección y el de registradores. La simulación cubrirá solamente las conexiones que se observan en la figura 2, así como los tráficos respectivos. Las fuentes de tráfico son abonados, enlaces entrantes y bidireccionales; se supone que los abonados generan tráfico de acuerdo con una ley de distribución de Engset, mientras que los enlaces entrantes y bidireccionales lo hacen mediante una ley de distribución de Erlang. Los receptores de dichos tráficos son abonados, así como enlaces salientes y bidireccionales. Cuando se establece una llamada en un enlace libre de la ruta deseada, la ocupación de dicho enlace tiene lugar durante un tiempo que es aleatorio. El proceso posterior de establecimiento de la llamada hasta su destino no puede ser observado ya que solamente se simula una central. Las llamadas que acaban en dicha central (llamadas internas, así como entrantes desde otras centrales) son dirigidas hacia los abonados; dichas llamadas pueden perderse, bien debido

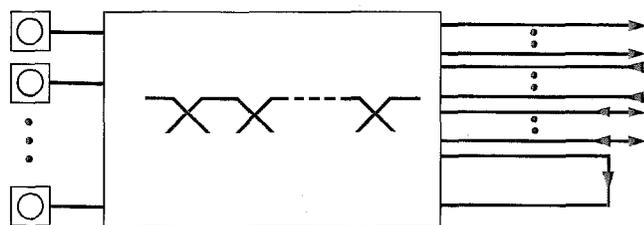


Fig. 1 Red de conmutación y conexiones.

a bloqueo interno en la red de conversación o porque el abonado llamado esté ocupado.

En lo que sigue, se demostrará la importancia que tiene el tratamiento que en la simulación se dé a las llamadas que encuentren el abonado llamado ocupado. Existen algunas aproximaciones obvias, tres de las cuales serán objeto de análisis; sin embargo y dado que su diferente aplicación conduce a resultados muy dispares, es necesario realizar su elección de manera que los resultados obtenidos reflejen con bastante aproximación las condiciones reales.

Variantes del modelo

La simulación de tráfico será realizada de acuerdo con el modelo de Kosten [1], es decir, es necesario generar números pseudoaleatorios que indiquen llamadas o reposiciones para de esta forma producir el flujo de tráfico, así como asignar una ley de distribución exponencial negativa para los tiempos de ocupación de todos los tipos de llamadas. El sistema completo se supone que es de pérdida.

Las simulaciones de acuerdo con el modelo de Kosten son suficientemente conocidas [2, 3]. Este artículo trata de la simulación de centrales completas y, en particular, con los efectos debidos al tratamiento que se otorgue a las llamadas dirigidas hacia abonado ocupado. El objetivo final es el establecimiento de reglas que permitan conocer cómo los números pseudoaleatorios deben de ser asignados a los distintos sucesos aleatorios que coexisten en la central.

Las hipótesis anteriores serán aplicadas a tres modelos; las llamadas que encuentren la condición de abonado ocupado serán tratadas de diferente manera en cada uno de ellos; fundamentalmente, estos modelos constituyen solamente una aproximación a las condiciones reales; sin embargo, son relativamente sencillos de incluir en un programa de simulación.

Modelo A

Cuando una llamada encuentra el abonado llamado ocupado, debido a que ha efectuado o ha recibido una llamada se selecciona otro abonado aleatoriamente,

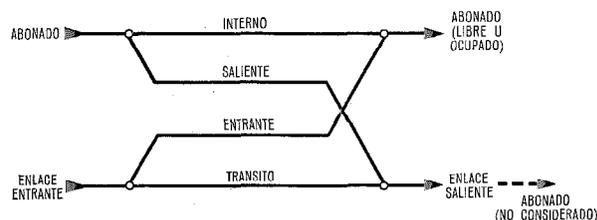


Fig. 2 Tipos de conexiones en una central.

repetiéndose este proceso hasta encontrar uno libre. En la práctica, nunca sucederá que todos los abonados estén ocupados, ya que la red de conversación no suministra tantos caminos como abonados existen.

En el modelo A no hay por consiguiente llamadas perdidas debido a la ocupación del abonado llamado, aunque su porcentaje en la realidad es relativamente alto (20% o aun más). Las llamadas perdidas se producen solamente como resultado del bloqueo en la red de conversación y en los grupos de enlaces. La función de distribución del tráfico en la red de conversación es falseada ya que las llamadas que encuentran el abonado llamado ocupado son sin embargo establecidas (con otro abonado). En realidad, la varianza de la función de distribución del tráfico es más pequeña que en la simulación según el modelo A.

Modelo B

Las llamadas dirigidas a abonado ocupado se tratan como llamadas perdidas ordinarias ya que son producidas debido al bloqueo en la red de conversación. Se supone que dichas llamadas tienen el mismo tiempo medio de ocupación que las demás llamadas perdidas, por lo que su contribución al valor de tráfico ofrecido se realiza de acuerdo con dicho tiempo de ocupación.

La concepción de este modelo está basada en la ya conocida definición de tráfico ofrecido [4], es decir, el número total de intentos de llamada (incluyendo llamadas dirigidas hacia abonados ocupados) es multiplicado por el tiempo medio de ocupación que es obtenido a partir de las medidas sobre tráfico real. Ya que la probabilidad de que el abonado llamado esté ocupado es bastante alta, hay una diferencia considerable entre el tráfico ofrecido a la red de conversación y la carga de tráfico cursada y medida.

Se supone que los valores de tráfico especificados para el dimensionado de las centrales están basados en las medidas de las cargas de tráfico, por lo que solamente debe ser añadido el tráfico perdido debido a bloqueo en la red.

Modelo C

Las llamadas dirigidas hacia abonados ocupados se tratan como llamadas perdidas especiales, las cuales en la práctica tienen un tiempo de ocupación muy pequeño y en el modelo, de acuerdo con la hipótesis anteriormente establecida, tienen un tiempo de ocupación igual a cero. En este modelo, las llamadas dirigidas hacia abonados ocupados no contribuyen al tráfico ofrecido.

En este modelo la hipótesis con respecto a las llamadas dirigidas hacia abonado ocupado está en contradicción con la conocida definición de tráfico ofrecido [4]. Sin embargo, probablemente, se llega a estar más de acuerdo con la interpretación que generalmente se da al tráfico ofrecido. En una simulación realizada según este modelo, la carga en la red de conversación será, evidentemente, menor que el tráfico ofrecido pero la diferencia será solamente debida a la pérdida producida en la red.

Durante la simulación, cada llamada dirigida hacia abonado ocupado es igualmente tratada en los modelos B y C; es decir, no produce ningún efecto sobre el flujo de tráfico en la red de conmutación, ya que dicha llamada es considerada como perdida antes de que aparezca una nueva. La única diferencia reside en la longitud de los intervalos de números aleatorios, y por consiguiente, en el tráfico generado y cursado.

Elección del modelo

La determinación de las pérdidas en los diferentes flujos de tráfico constituye, para una red de conmutación dada y unos valores predeterminados de tráfico ofrecido, el objetivo de simular una central completa. Como es sabido, la carga de tráfico en la red de conversación tiene un gran impacto sobre las pérdidas; sin embargo, estas dependen también, aunque no de forma decisiva, de la distribución de carga en la red y por consiguiente de la función de distribución del tráfico ofrecido. Los tiempos de ocupación, por otra parte, tienen muy poca influencia sobre las pérdidas.

El conocimiento de estas características es fundamental para el modelo de simulación de centrales completas y permite desarrollar un modelo relativamente sencillo para el caso particular investigado en este artículo (no se considera tráfico hacia registradores).

La aplicación más sencilla del modelo de simulación de Kosten es aquella en la que todos los tipos de llamadas tienen sus tiempos de ocupación distribuidos según una ley exponencial negativa con el mismo valor medio, lo que puede ser supuesto sin invalidar los resultados de simulación (pérdidas). Para ello, es esencial que sean simuladas la carga correcta de tráfico en la red, así como la función de distribución del tráfico ofrecido. Por consiguiente, debe tenerse en cuenta que el número de abonados de la central es finito, mientras que el número total de abonados de todas las demás centrales puede ser supuesto como infinito.

Con el fin de ser capaces de decidir cual de los tres modelos A, B y C es el mejor, es necesario investigar los efectos de las hipótesis anteriores con respecto al tratamiento dado a las llamadas dirigidas hacia abonados ocupados.

Mediante la aplicación del modelo A, es posible obtener la carga correcta que la red de conmutación debe soportar, pero como anteriormente se dijo, la función de distribución de tráfico es adulterado ya que el efecto de reducción en la pérdida cuando el tráfico se ha suavizado no es simulado.

En el modelo B el tráfico cursado por la red es demasiado pequeño debido a que el valor total del tráfico terminal ofrecido (interno y entrante) es reducido no sólo por la pérdida en la red de conmutación sino también por la probabilidad de que el abonado llamado esté ocupado. Con el fin de elevar el tráfico cursado al nivel requerido, los tiempos de ocupación de las llamadas que terminan en la central deben de ser alargados. En otras palabras, las llamadas terminantes y salientes deben tener tiempos de ocupación diferen-

tes. Por consiguiente en este caso no es aplicable el modelo de Kosten en su versión más sencilla.

Debido a que en el modelo C, de acuerdo con las hipótesis anteriormente enunciadas, el tiempo de ocupación de las llamadas dirigidas hacia abonado ocupado es cero, la carga obtenida mediante su aplicación será la correcta. En este caso el tiempo de ocupación controla también el valor del tráfico cursado, pero de tal manera que todos los tipos de llamada tienen el mismo tiempo de ocupación, excepto las llamadas dirigidas hacia abonado ocupado las cuales se tratan en la simulación separadamente.

El modelo C será descrito en detalle en el siguiente párrafo. Es un modelo sencillo que sin embargo suministra resultados realísticos.

Descripción del modelo C

Un modelo de tráfico para la simulación de centrales completas será totalmente descrito mediante fórmulas de las que se podrán deducir, a partir de los datos de tráfico conocidos de antemano para la simulación, los datos de entrada necesarios, así como los datos de salida.

Cada abonado de la central es representado en el ordenador de acuerdo con sus condiciones de llamada. El tráfico total por abonado (saliente y entrante) debe de ser parametrizado con el fin de poder simular cualquier distribución de tráfico. Se deben considerar las llamadas internas, salientes y entrantes y hacer una perfecta distinción entre llamadas con éxito y pérdidas, teniendo en cuenta si la causa por la que fueron pérdidas fué la falta de caminos libres o porque fueron dirigidas hacia abonados ocupados. Con el fin de utilizar el modelo de Kosten en su forma más simple, se supone para este modelo que todos los tipos de llamadas tienen funciones de distribución de exponencial negativa con el mismo valor medio del tiempo de ocupación.

Dado que las llamadas dirigidas hacia abonado ocupado tienen un tiempo de ocupación igual a cero, esta hipótesis no es realizada.

Notación y definiciones

Debido a la variedad de tipos de llamada, pérdidas y tráficos, parece conveniente de antemano el uso de una notación determinada.

Se utilizarán los siguientes índices:

- λ - cualquier abonado de la central
- o - originado
- t - terminado
- y - llamada cursada
- b - llamada bloqueada debido a la falta de caminos libres
- s - llamada perdida debida a abonado llamado ocupado
- i - interno
- e - externo.

El número de llamadas o el número de intentos de llamada por hora es representado por c , por ejemplo:

$c_{\lambda o}$ - número de intentos de llamadas originados por el abonado λ ;

$$c_{\lambda o} = (c_{\lambda oyi} + c_{\lambda obi} + c_{\lambda oso}) + (c_{\lambda oye} + c_{\lambda obe}).$$

Esta ecuación muestra los distintos intentos de llamada del abonado λ . Los cuatro subíndices son auto-explicativos. En el modelo C se supuso que las llamadas internas pueden no cursarse debido a que el abonado llamado se encuentre ocupado ($c_{\lambda oyi}$), mientras que no existe tal clase de pérdidas para las llamadas salientes.

El tráfico cursado por abonado es representado por η es decir:

η_{λ} - tráfico cursado por el abonado λ ;

$$\eta_{\lambda} = \eta_{\lambda o} + \eta_{\lambda t} = (\eta_{\lambda oi} + \eta_{\lambda oe}) + (\eta_{\lambda ti} + \eta_{\lambda te}).$$

En el modelo C, el tráfico ofrecido es definido por:

$$\alpha = (c_y + c_b) b \quad (1)$$

donde b representa el tiempo medio de ocupación. Las llamadas perdidas debidas a abonado llamado ocupado, c_s , no son consideradas en esta fórmula (1), de acuerdo con la hipótesis realizada. El tráfico ofrecido por abonado es, por ejemplo:

α - tráfico ofrecido por el abonado λ ;

$$\alpha_{\lambda} = \alpha_{\lambda o} + \alpha_{\lambda t} = (\alpha_{\lambda oi} + \alpha_{\lambda oe}) + (\alpha_{\lambda ti} + \alpha_{\lambda te}).$$

Se utilizan las siguientes probabilidades de pérdida en las relaciones entre tráfico ofrecido y cursado:

B_i - Probabilidad de pérdida de las llamadas internas debido al bloqueo en la red o en el grupo de enlaces interno.

B_{oe} - Probabilidad de pérdida para tráfico saliente (red más grupo de enlaces).

B_{te} - Probabilidad de pérdida para llamadas entrantes debido al bloqueo en la red de conmutación.

Ejemplos

$$\eta_{\lambda oi} = \alpha_{\lambda oi} (1 - B_i) = \eta_{\lambda ti}$$

$$\eta_{\lambda oe} = \alpha_{\lambda oe} (1 - B_{oe})$$

$$\eta_{\lambda te} = \alpha_{\lambda te} (1 - B_{te}).$$

La probabilidad de que el abonado llamado esté ocupado es igual para llamadas terminales internas y externas, ya que su aparición es aleatoria.

Por consiguiente:

$$B_s = B_{si} = B_{se} - \text{probabilidad de que el abonado esté ocupado.}$$

Probabilidades de llamada y reposición

Ya que la función de distribución de los tiempos de ocupación es exponencial negativa, la probabilidad de que una llamada acabe en el intervalo de tiempo Δt será:

$$p_r(\Delta t) = \frac{\Delta t}{b} \quad (2)$$

La probabilidad condicionada de que el abonado λ realice un intento de llamada durante el intervalo de tiempo Δt supuesto que el abonado esté libre es:

$$p_{ca}(\Delta t) = \frac{c_{\lambda o}}{1 - \eta_{\lambda}} \Delta t = \frac{c_{\lambda o} b}{1 - \eta_{\lambda}} \cdot \frac{\Delta t}{b} \quad (3)$$

Durante los intervalos de no actividad cuya longitud total es $(1 - \eta_{\lambda})$ el abonado λ debe realizar $c_{\lambda o}$ intentos de llamada en media. Teniendo entonces en cuenta la expresión:

$$c_{\lambda o} = (c_{\lambda oyi} + c_{\lambda obi} + c_{\lambda oyi}) + (c_{\lambda oye} + c_{\lambda obe})$$

junto con la definición de tráfico ofrecido que se utiliza en el modelo C

$$\begin{aligned} \alpha_{\lambda oe} &= b(c_{\lambda oye} + c_{\lambda obe}) \\ \alpha_{\lambda oi} &= b(c_{\lambda oyi} + c_{\lambda obi} + c_{\lambda osi}) - b c_{\lambda osi} = \\ &= b(c_{\lambda oyi} + c_{\lambda obi} + c_{\lambda osi}) \left(1 - \frac{c_{\lambda osi}}{c_{\lambda oyi} + c_{\lambda obi} + c_{\lambda osi}}\right) \end{aligned}$$

Ya que la probabilidad de abonado ocupado es

$$B_{si} = B_s = \frac{c_{\lambda osi}}{c_{\lambda oyi} + c_{\lambda obi} + c_{\lambda osi}} \quad (4)$$

se puede deducir que la probabilidad de llamada viene dada por (3)

$$p_{c\lambda}(At) = \left(\frac{\alpha_{\lambda oi}}{(1-\eta_\lambda)(1-B_s)} + \frac{\alpha_{\lambda oe}}{1-\eta_\lambda} \right) \frac{At}{b} \quad (5)$$

Generación del tráfico telefónico artificial

Para una simulación de acuerdo con el modelo de Kosten [1] es necesario determinar la longitud de los intervalos de generación y reposición de llamadas.

Supuesto que el intervalo de reposición es la unidad para cada órgano [3] y de acuerdo con la ecuación (5), la longitud del intervalo de llamada para el abonado vendrá dado por:

$$r_{\lambda o} = r_{\lambda oi} + r_{\lambda oe} = \frac{\alpha_{\lambda oi}}{(1-\eta_\lambda)(1-B_s)} + \frac{\alpha_{\lambda oe}}{1-\eta_\lambda} \quad (6)$$

El primer término de la suma representa a las llamadas internas; el segundo a las externas. Esta subdivisión es necesaria debido a que las llamadas internas pueden encontrar la condición de abonado ocupado.

La longitud de los intervalos de llamada para tráfico terminal entrante (distribución de Erlang) del abonado λ es evidentemente:

$$r_{\lambda te} = \frac{\alpha_{\lambda te}}{1-\eta_\lambda} \quad (7)$$

El generador de números pseudoaleatorios es definido mediante la unión de todos los intervalos de llamada y reposición, es decir, cada posible número pseudoaleatorio es clasificado y su aparición inicia un proceso bien definido.

En el caso de tráfico de tránsito, la longitud del intervalo corresponde al tráfico ofrecido. Para tráfico entrante y de tránsito, la longitud del intervalo debe ser dividida por $1-B$ si la pérdida B debida a la total ocupación del grupo de enlaces no es despreciable.

Cuando se prepara la simulación (datos de entrada para el computador) solamente los diferentes valores de tráfico ofrecido son conocidos. Las cargas de tráfico η_λ pueden sustituirse en las fórmulas anteriores por los tráficos ofrecidos α_λ en el caso de baja pérdida, o bien ser calculados a partir de valores estimados de las pérdidas. La probabilidad de que el abonado esté ocupado puede ser estimada de la forma que se indica en el siguiente párrafo.

Probabilidad de abonado ocupado

Si se excluyen las relaciones personales y de negocios supuesto que existen n abonados, la probabilidad de que el abonado λ llame al abonado μ es

$$\frac{\alpha_{\mu\lambda}}{\sum_{k=1}^n \alpha_{k\lambda}}$$

Las relaciones de tipo personal o de negocios pueden ser tenidas también en consideración, pero para una investigación general de las redes de conmutación parece superfluo.

Es posible que durante la simulación un abonado esté llamando también; en este caso es aconsejable elegir al azar otro abonado llamado.

La probabilidad de encontrar al abonado μ ocupado es evidentemente η_μ . Por consiguiente, la probabilidad de que cualquier llamada interna originada del abonado λ se encuentre con la condición de abonado ocupado será:

$$B_{si\lambda} = \frac{\sum_{\mu=1}^n \alpha_{\mu\lambda} \cdot \eta_\mu}{\sum_{\mu=1}^n \alpha_{\mu\lambda}}$$

Si el número de abonados es grande, la influencia del abonado λ puede ser despreciada y se puede escribir en forma más general:

$$B_s = B_{si} = B_{se} = \frac{\sum_{\mu=1}^n \alpha_{\mu\lambda} \cdot \eta_\mu}{\sum_{\mu=1}^n \alpha_{\mu\lambda}} \quad (8)$$

En la mayoría de los casos η_μ puede ser sustituida por α_μ y muy frecuentemente $\alpha_{\mu\lambda} = \alpha_{\mu o}$ es decir, $\alpha_{\mu\lambda} = \frac{\alpha_\mu}{2}$. De acuerdo con esta aproximación, se deduce que la probabilidad de abonado ocupado vale:

$$B_s^* = B_{si}^* = B_{se}^* = \frac{\sum_{\mu=1}^n \alpha_\mu^2}{\sum_{\mu=1}^n \alpha_\mu} \quad (9)$$

En las simulaciones se supone frecuentemente que el tráfico por abonado está igualmente distribuido, es decir, $\alpha_\mu = \alpha$; de acuerdo con la ecuación (9), resulta en este caso:

$$B_s^* = B_{si}^* = B_{se}^* = \alpha.$$

Cálculo de los datos de salida

Para la realización del modelo de simulación, ha sido necesario introducir numerosas aproximaciones debido a que la probabilidad de pérdida, así como la probabilidad de que el abonado esté ocupado no eran conocidas. Una vez realizada la simulación, dichos valores son conocidos mediante los muestreos realizados durante su ejecución. Utilizando las mismas fórmulas se puede obtener a partir de las longitudes de los intervalos de llamada y reposición, el tráfico real ofrecido, el cual en la mayoría de los casos diferirá ligeramente de los valores originales ya que la simulación fué preparada mediante aproximaciones.

Conclusiones

Durante el desarrollo del modelo de tráfico para la simulación de centrales completas, se puso en evidencia que el tratamiento de llamadas hacia abonado ocupado constituye un problema. El análisis de algunas soluciones (modelos A, B, C) lleva a un problema fundamental de la teoría de tráfico: la definición de tráfico ofrecido, la cual sin embargo no será tratada aquí.

Todos los desarrollos de los sistemas de conmutación controlados electrónicamente se apoyan en simulaciones de tráfico. Generalmente centrales completas son simuladas con el fin de determinar la capacidad de tráfico de las redes de conmutación. La discusión de los modelos A, B y C revela que la elección del modelo tiene un importante impacto de los resultados de la simulación. Por esta razón, todo el que utilice los resultados de la simulación deberá conocer el modelo empleado, y utilizarlos con gran prudencia.

En vista de los hechos presentados en la "elección de modelo", el modelo C se considera como el mas

realístico. Dentro de ITT, se utiliza como modelo standard que puede ser ampliado con el fin de cubrir aplicaciones particulares.

Referencias

- [1] L. Kosten: Beschrijving van een machine voor kunstmatig verkeer op electronische basis. De Ingenieur 63 (1951), págs. 62—66.
- [2] B. Wallström: Artificial Traffic Trials Using Digital Computers. Ericsson Technics 14 (1958), págs. 259—289.
- [3] G. Dietrich, W. Wagner: Traffic Simulation and its Application in Telephony, Electrical Communication, 38 (1963), págs. 524—533.
- [4] ITC Nomenclature Committee: Dictionary of English Language Terms, Preprints of Technical Papers, Fifth International Teletraffic Congress, 1967, Nueva York, pág. 590.

Günter Dietrich nació el 25 de julio de 1932 en Liebichau, Kreis Pr. Stargard, Polonia. En 1955 se diplomó en matemáticas en la Universidad de Rostock.

En el mismo año se incorporó a Wissenschaftlich-Technisches Büro für Gerätebau en Berlín, donde estuvo trabajando en el desarrollo de equipo de medidas eléctricas especiales. En 1958 pasó a Standard Elektrik Lorenz en donde en la actualidad es jefe del departamento de teoría de tráfico telefónico.

El PCM en una red de comunicaciones tácticas militares

Descripción del equipo y resultados de las primeras pruebas de campo

Coronel Ingeniero P. VITRY

Jefe de la Sección de estudios y de fabricación de telecomunicaciones, París

A. PIROTTE

Laboratoire Central de Télécommunications, París

La descripción de una red táctica militar de telecomunicaciones desarrollada por el Laboratoire Central de Télécommunications para el ejército francés está contenida en un artículo anterior publicado en nuestra revista [1].

El propósito de este artículo es presentar los resultados de unas pruebas de campo realizadas sobre una red experimental de este tipo.

La red táctica militar de telecomunicación es móvil. Acompaña los movimientos del ejército y debe prestar un servicio de comunicación hasta, y aún dentro de la zona de combate. Los centros de comunicación que la forman gozan por lo tanto de una seguridad reducida, y los riesgos de destrucción parcial se compensan cubriendo la zona a ser servida por medio de una red en forma de malla, utilizando generalmente radioenlaces como medio de transmisión.

Este tipo de red requiere una gran flexibilidad de operación y debe ser en particular factible crear subredes independientes a partir de las centrales de conmutación existentes, e incluso prevé la completa autonomía de cualquiera de ellas. Por otra parte todos los centros de conmutación deben ser intercambiables.

Además, la red debe ser capaz de cursar fácilmente cualquier clase de comunicación, puesto que el tráfico cambiará progresivamente de telefonía a transmisión de datos desde cualquier punto, alguna de las cuales será de alta velocidad. Es más, por razones obvias de seguridad y de secreto, se requiere que estas comunicaciones vayan cifradas.

Todas estas diversas consideraciones han llevado a la realización de una red completamente digital usando la modulación por impulsos codificados tanto para la transmisión como para la conmutación, siendo llamada por tanto "red integrada".

El desarrollo de tal red ha sido llevado en estrecha colaboración con la Sección de Estudio y de Fabricación de Telecomunicaciones (SEFT) y dió lugar en 1962 a la demostración de un modelo experimental de un centro de conmutación ante varios representantes del Estado Mayor del Ejército francés.

Las características del equipo fueron consideradas tan interesantes, que animaron al SEFT a continuar este desarrollo, ordenando un prototipo de una red que comprendía cuatro centrales PCM, así como un cierto número de equipos periféricos: concentradores, repetidores regenerativos, aparatos de abonado y cámaras especialmente diseñadas para contener el equipo en operación.

El equipo completo fué desarrollada y fabricado desde 1964 hasta 1968.

Además, varios ejércitos europeos han estado interesados en el equipo y han expresado su deseo de asociarse a las pruebas de campo preparadas por Francia. Así lo hicieron Alemania Federal y Bélgica sucesivamente.

En 1967 el Laboratoire Central de Télécommunications (LCT) recibió una orden del "Bundeswehr" (Ejército Federal Alemán) para la fabricación de dos centrales PCM y varias unidades periféricas, las cuales fueron entregadas en 1969.

En 1969, el Ejército Belga, con vistas a participar en las pruebas de campo, ordenó tres concentradores y 75 aparatos de abonado los cuales fueron entregados en mayo de 1970.

Estructura de la red

La naturaleza de la red táctica y su utilización dentro de la zona de combate requieren que todas las centrales sean intercambiables, independientemente de su tipo y de su uso, bien como central local con abonados conectados a ella, bien como central tandem para el establecimiento de una red en forma de malla.

La variación de la estructura de la red, debida particularmente al desplazamiento de las centrales locales, así como a la movilidad de algunos abonados, no hace posible un proceso de llamada que requiera a cada abonado el conocimiento de la configuración de la red. Es más, se desea que, dada una llamada, ésta pueda ser encaminada a través de cualquier ruta existente libre, con objeto de superar cualquier congestión de tráfico debido a la posible destrucción parcial de la red.

Estos requerimientos son satisfechos por la búsqueda automática del abonado llamado dentro de la red.

Finalmente, y debido a las condiciones de explotación, la solución adoptada para la sincronización de las operaciones de conmutación debe permitir a todas las centrales permanecer completamente independientes unas de otras, y de cualquier centro común. Esta es la razón por la cual la red trabaja de un modo casi asincrónico, es decir, que todos los centros de conmutación trabajan con una frecuencia nominal común, pero que es generada en cada central por su propio reloj. Esto produce unas diferencias de frecuencia inevitables pero que son siempre mantenidas muy pequeñas, por lo que sus efectos se hacen insignificantes.

Explotación de la red

El proceso de búsqueda automática dentro de la red permite entrar en contacto con cualquier abonado cuando éste se mueve de lugar sin necesidad de cam-

biar su número. Tiene simplemente que notificar al operador del centro de conmutación que está abandonando, que su número deberá borrarse de la lista de abonados que dependen de esa central. Cuando llegue a su nueva posición y llame al operador de la nueva central, le pedirá que su número sea registrado en esa central de conmutación. Entonces, cualquier futura llamada para él será dirigida a su nueva posición.

Además, se dan a los abonados nuevas facilidades como:

- llamada doble dentro de la red;
- transferencia de llamada a cualquier abonado de la red;
- asistencia del operador de cada centro de conmutación, con dispositivos de presencia de operador en la conversación;
- asistencia del operador para abonados a dos hilos con batería central o local;
- situación de espera para los abonados cuando éstos llaman al operador en el momento en que éste está ocupado.

El equipo y sus funciones

La red experimental comprende básicamente:

- 6 centrales telefónicas montadas en cámaras;

- 13 concentradores;
- 6 unidades de adaptación a la red a 2 hilos;
- 325 aparatos de abonados;
- 30 repetidores regenerativos.

Los adaptadores a los radioenlaces han sido fabricados por LTT (Lignes Télégraphiques et Téléphoniques) en Francia y por otra compañía en Alemania. Todos los equipos han sido construídos usando componentes semiconductores discretos.

La central (Fig. 1 y 2)

La central es un sistema de conmutación PCM por división de tiempos, con capacidad para 18 enlaces múltiplex, cada uno de los cuales consta de 24 canales, siendo 23 para conversación y señalización, y el restante para transmisión de un código fijo de sincronización.

Para facilitar las posibles ampliaciones posteriores, la central puede ser equipada, con 6, 12 ó 18 enlaces múltiplex. Añadiendo unidades discretas de 6 enlaces se aumenta la capacidad de los circuitos de conmutación de manera correspondiente.

Los circuitos de encaminamiento no se bloquean. Ello quiere decir que gracias a la redistribución de las conexiones libres y ocupadas en el circuito de conmu-

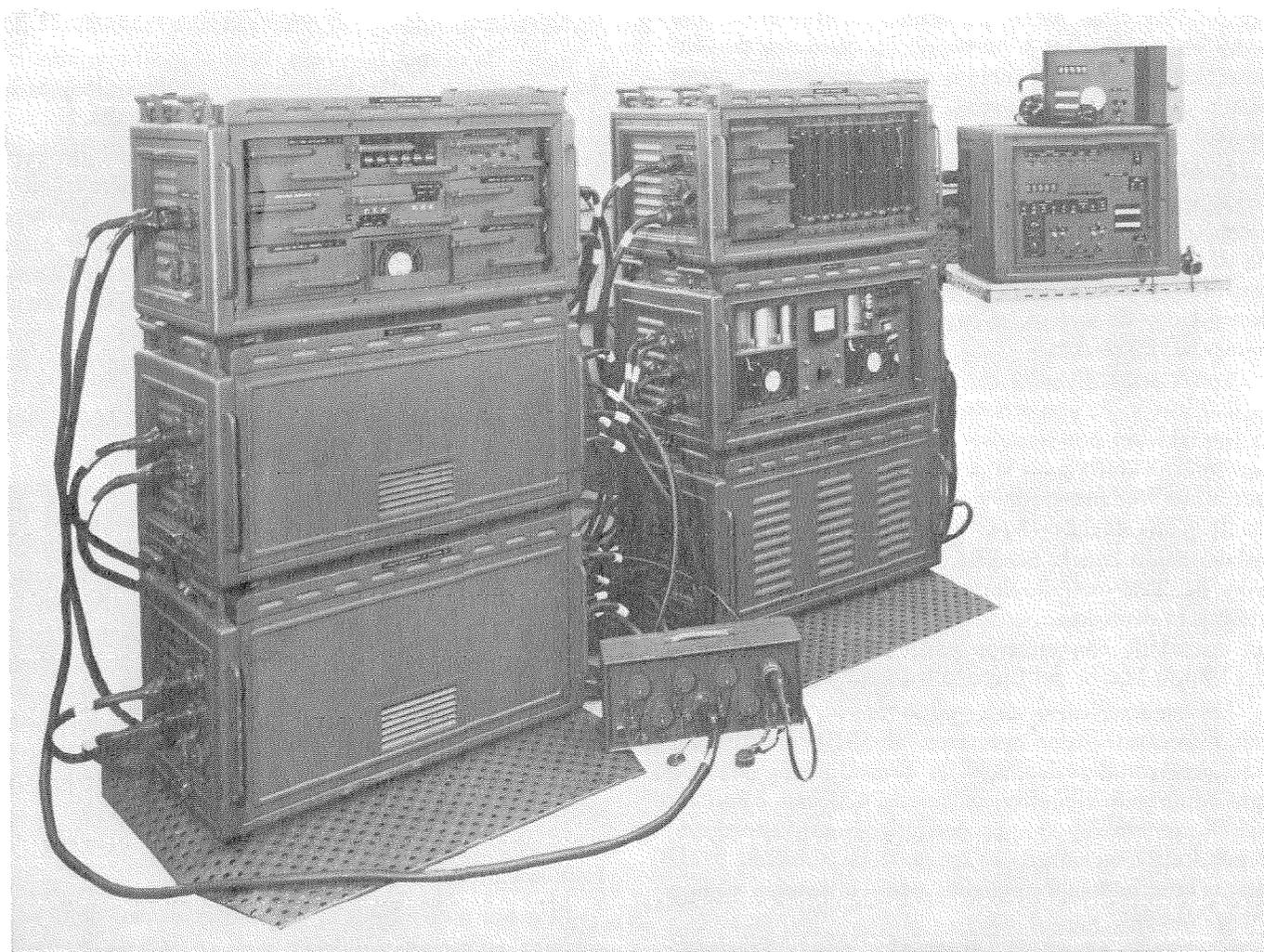


Fig. 1 Central en funcionamiento al aire libre.

tación, siempre es posible encontrar un camino para conectar entre sí a dos canales libres cualesquiera.

La lógica de control de la central trabaja también en modo múltiplex y usa los mismos medios de conexión a los circuitos de conmutación que los de las señales a conmutar (conversación o datos). El circuito de control se considera por tanto como uno de los grupos de enlaces múltiples de la central.

El programa de la central se registra en memorias de diodos (Fig. 3). Otras memorias del mismo tipo permiten registrar el programa propio de los enlaces múltiplex a ser conectados, así como la interpretación del número de abonado (número de concentrador, número de dirección y número de aparato), y su categoría.

La puesta en funcionamiento y la operación inicial son realizadas desde una consola (posición de operador) la cual contiene una unidad de control que proporciona automáticamente las señales de los diversos tipos de fallos que puedan ocurrir en la central. La consola, completamente automática, permite al operador la asistencia a los abonados, particularmente en el caso de llamadas a redes de diferente tipo.

La fuente de alimentación puede ser conectada a la tensión de red de 220 V 50 Hz monofásica. Por razones de fiabilidad, se ha incorporado un dispositivo que hace posible trabajar con una o con dos fuentes de alimentación.

Merece mencionarse que la central utiliza cerca de 6000 transistores y 40 000 diodos.

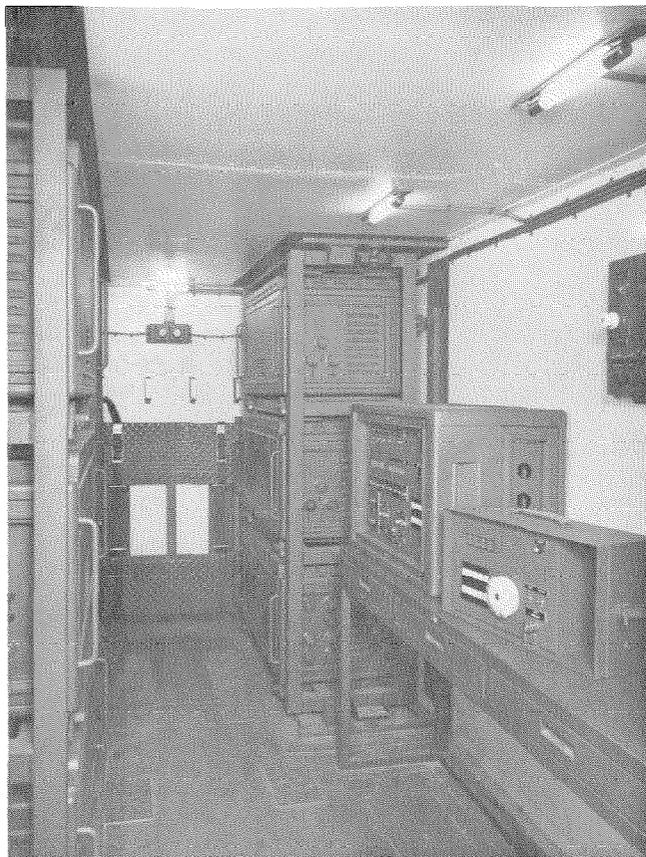


Fig. 2 Central en funcionamiento en una cámara.

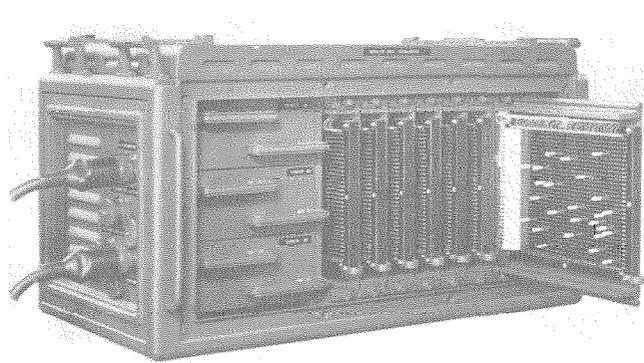


Fig. 3 Memoria semipermanente.

El concentrador

El concentrador realiza la interconexión entre los abonados y la central misma. El abonado es conectado a 4 hilos y su aparato produce solo señales analógicas.

A un mismo concentrador se pueden conectar hasta 45 abonados. La conexión se hace a través de unas cajas de interconexión que contienen todos los elementos de protección de la línea (Fig. 4).

En el lado de la central, el concentrador se conecta a un enlace PCM múltiplex de 24 canales de los cuales uno es para sincronización y otro para señalización y 22 son para conversación.

El concentrador cumple una función doble:

- realiza la conversión analógico-digital y digital-analógico de las señales transmitidas;
- efectúa la concentración del tráfico de 45 abonados sobre 22 canales multiplexados.

El concentrador puede ser conectado a la central:

- directamente cuando los abonados se encuentran a corta distancia de la central; el concentrador se instala entonces en la cámara de la central;
- a través de un cable de cuadretes en estrella CX 1065 G y repetidores regenerativos;
- mediante radioenlaces.

Adaptadores para redes de dos hilos

En un concentrador, las unidades de conexión a líneas de 4 hilos pueden ser reemplazadas por unas unidades adaptadoras para operar con redes a 2 hilos. Estas unidades permiten conectar el concentrador a

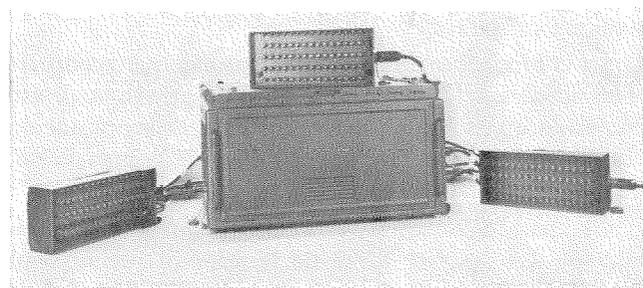


Fig. 4 Concentrador.

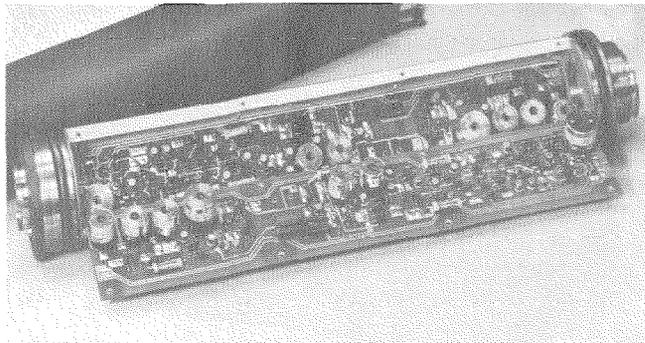


Fig. 5 Repetidor.

abonados que no utilicen el mismo aparato ni la misma señalización que los abonados de 4 hilos; por ejemplo, los abonados con redes de batería local y los de la red telefónica.

Los abonados de 4 hilos normales y los de una red especial a 2 hilos pueden ser conectados al mismo concentrador.

El aparato de abonado

El aparato de abonado es de 4 hilos, y por lo tanto, se conecta a la central a través de un par de transmisión para la conexión entre el abonado y el concentrador, y otro par de recepción para la dirección inversa.

El par de recepción lleva señales de baja frecuencia para llamada cuando el micrófono del abonado está colgado, y de conversación cuando está descolgado.

El par de transmisión lleva las señales de frecuencia vocal, bien de conversación o de llamada, junto con la señal de corriente continua que supervisa el estado de la línea. Esta corriente puede tomar dos valores característicos:

- 5 mA cuando el abonado descuelga y tiene lugar una conversación;
- 0,7 mA cuando el abonado descuelga y oprime cualquier botón del teclado de llamada.

Existen 10 tonos de llamada, de frecuencias comprendidas entre 1400 Hz y 2600 Hz por segundo, correspondiendo cada una a una de las 10 cifras decimales.

Después de ser codificadas en el concentrador estas cifras son detectadas en la central por medios exclusivamente digitales.

La componente de corriente continua que acompaña a las señales del teclado indica a la central que se está enviando una señal de marcado. Para más precaución, el micrófono es cortocircuitado durante la transmisión de las señales del marcado.

El aparato actualmente desarrollado es una modificación del aparato U 43 de la administración francesa (PTT francés), al que se ha reemplazado el disco de marcado por un teclado de 10 botones.

Los aparatos actuales no tienen la robustez necesaria para su aplicación en la técnica militar, pero son adecuados para realizar pruebas de campo en la red.

Otros tipos de aparatos terminales

Además de la conversación, es posible transmitir otros tipos de información a través de la red PCM. El departamento técnico del Ejército francés ha desarrollado unos adaptadores que permiten la transmisión de señales telegráficas y de facsimil.

Además, se ha ensayado el empleo de radioenlaces de pequeña capacidad como extensiones para líneas de abonado.

Medios de transmisión

La transmisión de la información entre los concentradores y las centrales o entre dos centrales se realizan mediante enlaces múltiplex. Cada enlace múltiplex opera de un modo duplex, a una frecuencia de 1,152 megabaudios en cada dirección, que corresponden a 24 canales que son muestreados 8000 veces por segundo. Cada canal transmite un código de 6 bits, de manera que la amplitud de la muestra de la conversación explorada es determinada usando una escala que tiene 64 (2⁶) niveles diferentes. De los 24 canales, 22 están dedicados para la conversación, el 23 para señalización y el 24 lleva el código de sincronización.

Los enlaces múltiplex se pueden realizar físicamente usando cables o radioenlaces.

Para conexiones con cable, se utiliza el de cuadretes en estrella CX 1065 G. De todas maneras, debido a la característica de transmisión del cable para la banda de frecuencias transmitida, es necesario insertar un repetidor regenerativo cada 1200 metros (Fig. 5). Cada repetidor es bidireccional y es alimentado desde la central mediante una fuente de corriente constante de 60 mA. Con objeto de eliminar la componente continua de la señal, la transmisión se realiza usando la

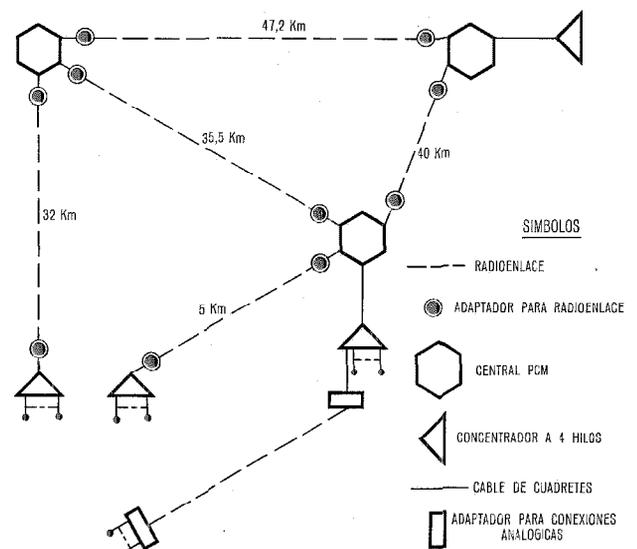


Fig. 6 Red triangular.

inversión alternada de marcas, cuya amplitud es de 1 voltio pico a pico, sobre una impedancia de salida de 120 ohmios. Desde una central se pueden alimentar hasta 10 repetidores. Cada central o concentrador contiene un repetidor terminal.

Cuando las distancias exceden de unos pocos kilómetros, el tendido de los cables resulta una tarea inaceptable no compatible con los requerimientos de una rápida instalación de esta red de telecomunicaciones, y es por tanto necesario transmitir las señales PCM por medio de radioenlaces. Las distancias de transmisión pueden alcanzar entonces varias decenas de kilómetros.

Con este fin, el Ejército francés está usando actualmente, sin necesidad de ninguna modificación, un equipo que inicialmente estaba previsto para transmisiones analógicas. Para intercomunicar entre el cable y el radioenlace, se usan adaptadores para regenerar y adaptar las señales en ambas direcciones.

Puesta en funcionamiento y programación

La operación inicial de una central requiere el borrado de todas las memorias temporales usadas para las operaciones de conmutación, y el de llamadas. La central queda entonces preparada para conectarse, a través de enlaces múltiplex, con otros canales o concentradores.

La programación de los enlaces múltiplex y los canales a utilizar se registran en una memoria. Cuando un enlace se conecta a un concentrador, una parte extra de la memoria propia del concentrador se asocia a la memoria programada. En éstas se registran los números de los abonados, así como sus prioridades, y allí son traducidos los números de dirección en números de equipo. Para escribir o borrar, el operador conecta o desconecta de la memoria programada unas clavijas que están agrupadas en unos conectores binarios o binariodecimales. De esta forma es posible, en cualquier momento ir modificando la identificación de abonados o el programa del concentrador.

Esta memoria del concentrador, que está situada en una de las cajas de la central, puede ser sacada y llevada a otra central junto con el concentrador al cual está asociado.

Pruebas del equipo

Después del ajuste final en el Laboratoire Central de Télécommunications, SEFT realizó pruebas en su propio laboratorio y los resultados comprobaron el funcionamiento satisfactorio del equipo. Las pruebas fueron simplificadas mediante un proceso de simulación incorporado en el programa de la central. Con el objeto de simular el tráfico saliente y entrante, se permutaron cíclicamente las cifras que corresponden al número del abonado que está siendo buscado. Durante varios meses, se han llevado a cabo las pruebas con conexiones directas entre centrales de la red, con objeto de verificar y controlar la búsqueda automática del número del abonado llamado.

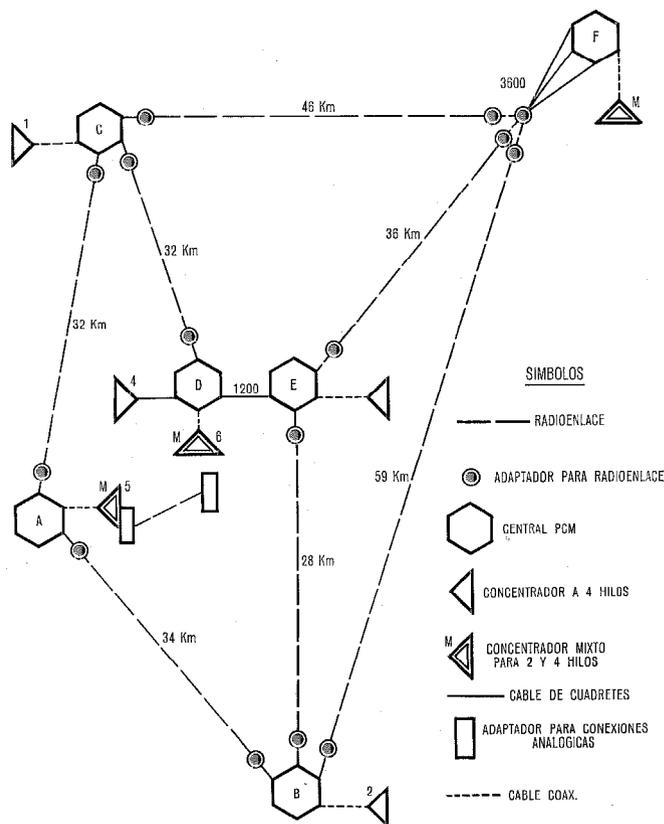


Fig. 7 Red experimental.

Después de las pruebas, el equipo completo fué trasladado a una Unidad de Transmisión en Alemania. Unos pocos meses más tarde, el Ejército alemán dispuso de equipo, lo que hizo posible una experimentación francoalemana que comprendía un gran número de centrales y equipos periféricos y que condujo a unos resultados muy significativos. Para este experimento fueron usados diversos tipos de red. El esquema básico se ve en la figura 6. Esta red tiene una configuración triangular y pretende la comprobación de todas las posibilidades básicas del sistema, particularmente, en caso de fallo de una de las conexiones entre centrales, las conversaciones en curso son interrumpidas pero no perdidas, y son reestablecidas al mismo tiempo que el enlace (por ejemplo, en caso de desvanecimiento en radioenlace). Por otra parte, las nuevas llamadas se establecen de manera automática por las rutas que permanecen aún libres.

Gracias al número de centrales y concentradores disponibles, se hizo posible la realización de una extensa red como se ve en la figura 7. Esta red fué mostrada a varias administraciones europeas. En esta red, la distancia media entre centrales es de 35 km con una distancia máxima de 59 km en su lugar particularmente favorable a la transmisión mediante radioenlaces.

Resultados obtenidos

Los tipos de redes descritos anteriormente permiten comprobar los siguientes puntos principales:

- Movilidad del equipo. Una central que puede dar servicio a un número de abonados de hasta 350 y que puede ser conectada a otras dos centrales como mínimo, tiene un volumen aproximado de 2 m³ y un peso de 600 kg. Para albergar la central y dos operadores es suficiente con una sola cabina de pequeñas dimensiones. Ello permite poner el equipo en operación en un tiempo muy corto, que viene determinado por la instalación de las antenas del radioenlace, entrando la central en operación inmediatamente después de conectada a la alimentación.
- La explotación completamente automática de la red (excepto para las líneas a 2 hilos y al hacer uso del proceso de registro o borrado de un abonado en la central) es adecuada para un tráfico muy intenso.
- El encaminamiento automático de llamadas por medio de una búsqueda sistemática, lo que implica un sistema de numeración cerrado, permite los movimientos frecuentes de los abonados o incluso el de la unidad servida por la central o un concentrador. Tan pronto como los radioenlaces están en operación los abonados conectados pueden ser llamados sin necesidad de intercambiar ninguna información dentro de la red.
- La forma de malla de la red proporciona al sistema una alta fiabilidad particularmente en el caso de una destrucción parcial o congestión de la red, debido al reencaminamiento automático de cada comunicación a través de toda la red, lo cual, a su vez, aumenta su eficiencia.

Continuación de las pruebas de campo

El programa experimental entró en su fase activa a partir de julio de 1969 y ya ha demostrado las ventajas de un equipo de conmutación completamente automático de este tipo.

La red experimental actual, sin modificación, constituye una red para zonas de combate en la cual los abonados pueden comunicarse solamente desde lugares fijos, aunque, no obstante, son posibles los movimientos frecuentes del equipo de sitio en sitio. Todavía es necesario poder dar servicio a los abonados cuando están en movimiento, por ejemplo, construyendo una red de radio móvil con acceso a la red PCM. Su desarrollo está en marcha y conducirá a una primera prueba de las posibilidades de tal servicio.

También, con el presente equipo, se realizarán pruebas de campo de nuevos medios de transmisión por radio, mejor adaptados que los actuales para ser modulados digitalmente.

Etapas futuras — Conclusiones

El actual equipo (primera generación) usa componentes discretos, principalmente transistores y diodos.

La nueva tecnología, aun por definir, estará basada en los circuitos integrados semiconductores y tendrá diversas ventajas tales como:

- equipos de mayor fiabilidad,

- reducción de peso y de consumo,
- diseño industrial más sencillo.

La lógica usada en el equipo actual es una lógica cableada la cual, a pesar de que cumple todos los requerimientos para la explotación, no se adapta fácilmente a la evolución del tipo de explotación y de señalización. Por tanto es necesario desarrollar una nueva generación de equipos utilizando una lógica registrada asociada a una memoria electrónica de gran capacidad. Esto se ha hecho posible por el reciente progreso de la tecnología que ha permitido la construcción de memorias con núcleos de ferrita que cumplen con las especificaciones militares. Por otra parte, la industria privada está desarrollando memorias de gran capacidad que utilizan solamente SCIC (circuitos integrados a semiconductores), aptos para operar con el resto del equipo.

Una lógica registrada permitirá:

- un ajuste final más sencillo del equipo usando programas de prueba;
- supervisión continua de las condiciones de funcionamiento del equipo mediante programas de prueba de rutina.

Debido a la coexistencia de señalización analógica (marcado de abonado) y señalización digital en el actual sistema, aparecen otros problemas. Sería de interés conseguir homogeneidad a este respecto mediante la adopción de un nuevo tipo de aparato de abonado que utilizase exclusivamente señalización digital. Tal solución demostraría la nueva ventaja de ir hacia una similitud entre abonados telefónicos y los abonados de los servicios de transmisión o conmutación de datos.

Un problema muy importante a resolver en los equipos de la segunda generación es el acceso automático de los abonados móviles a la red. El potente circuito de control y el proceso de encaminamiento automático servirán considerablemente para la operación por radio en la red, y permitirán a los abonados conectados por radio idéntico funcionamiento que al de los abonados fijos, sin importar el lugar en que se encuentren. De esta manera será posible:

- obtener acceso a cualquier abonado fijo de la red;
- obtener acceso a cualquier abonado móvil a través de la red, aunque éste caiga fuera del área cubierta por su equipo de radio.

Finalmente, el acceso a otras redes tácticas o estratégicas podrá conseguirse de forma enteramente automática.

En conclusión, la Section d'études et de fabrication des télécommunications del Ejército francés y el Laboratoire Central de Télécommunications han desarrollado y puesto a punto las soluciones técnicas que permiten la realización de una red integrada de telecomunicaciones para zona de combate. Tres países, Alemania, Bélgica y Francia han participado en esta realización y cooperado en las pruebas del equipo.

Además de la experiencia adquirida durante el desarrollo del proyecto, las pruebas que están realizándose en la actualidad permitirán mejorar el diseño de la red de la segunda generación.

Referencia

- [1] J. P. Le Corre y A. Pirotte: Aplicación de la conmutación de impulsos en código (P.C.M.) a una red militar totalmente automática, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 42 (1967), N° 3.

El Coronel Ingeniero **Pierre Vitry** nació en Marruecos y obtuvo el título de Ingeniero en la Escuela Politécnica.

En 1957 ingresó en el Cuerpo de Ingenieros de Armamento donde ahora ocupa el cargo de director del sistema integrado de telecomunicaciones para la zona de combate perteneciente a la Delegación Ministerial de Armamento.

Alfred Pirotte nació el 2 de octubre de 1926 en París. Obtuvo la "Licence des Sciences" en la Faculté des Sciences de París en 1955 y entonces entró en el Laboratoire Central de Télécommunications en octubre del mismo año. Sus trabajos fueron, sucesivamente:

- radares auto-coherentes (hasta 1957);
- conmutación electrónica, principalmente la construcción de equipo automático mostrado en la Exposición de Bruselas;
- colaboración en la construcción del modelo del equipo de conmutación automática, utilizando modulación de impulsos en código, estudiado para el Ejército francés.

Actualmente el Sr. Pirotte es el jefe de la Sección "Aplicación de la conmutación electrónica a equipo militar".

Diseño óptimo de cables telefónicos urbanos de pares con aislamiento de papel

Análisis de la capacitancia óptima en cables de aluminio, desde el punto de vista del coste.

A. W. GENT

J. F. BLACKWELL

Standard Telephones and Cables Limited, Londres, Reino Unido

Introducción

En un informe publicado en "Proceedings of the Institute of Electrical Engineers" (abril de 1969 [1]), H. J. C. Spencer ha demostrado que, para una atenuación dada, la minimización de los costes de material (incluyendo el coste de los conductos) para cables telefónicos urbanos de pares de cobre y aluminio con aislamiento de politeno da una capacidad óptima de 43,5 nF/km (70 nF/milla) para el cobre y 67 nF/km (108 nF/milla) para el aluminio. Tomando como pauta de comparación el cable con conductor de cobre de 53 nF/km (85 nF/milla), el coste del diseño óptimo con cobre es alrededor del 96% mientras que el coste del cable de aluminio es de alrededor del 53% del tipo escogido como base de comparación.

Este artículo aborda el estudio de una optimización similar para el caso de cables de pares con aislamiento de papel y compara dos tipos de aislamiento.

Relación entre la capacidad y las dimensiones de los cables

En el caso de cables aislados con papel, conviene expresar la capacidad del cable en función del diámetro del hilo y del diámetro del barniz aislante que, a su vez, determina el del hilo aislado. Sea d el diámetro del hilo y D el diámetro del barniz; Si C es la capacidad en microfaradios/km, un valor de C suficientemente exacto viene dado por

$$C = \frac{0,0336}{\log_e(D/d) - 0,033} \quad (1)$$

El diámetro del núcleo está dado por la fórmula $\frac{D}{0,66} \sqrt{N_p}$, en que N_p es el número de pares del cable.

Costes

Se utiliza la siguiente notación para los costes de material:

p_1 = precio por unidad de volumen del conductor

p_2 = precio por unidad de volumen del aislante (papel)

p_3 = precio por unidad de volumen de la cubierta (politeno)

p_4 = precio por unidad de volumen del espacio que ocupan los conductos.

Como unidad de volumen se toma un cilindro de sección un centímetro cuadrado y longitud un km.

La superficie de aislante alrededor del hilo corresponde a papel en un 40%. La superficie de aislante es entonces:

$$\frac{\pi}{10} \left[\left(\frac{D}{0,66} \right)^2 - 2d^2 \right] \text{ por par.}$$

Tenemos entonces:

$$\text{coste del hilo} = \frac{\pi}{2} d^2 p_1 \text{ por par}$$

$$\text{coste del aislante} = \frac{\pi}{10} \left[\left(\frac{D}{0,66} \right)^2 - 2d^2 \right] p_2 \text{ por par}$$

$$\text{coste de la cubierta} = \pi \left(\frac{D}{0,66} \right)^2 t p_3 \text{ por par}$$

$$\text{coste del conducto} = \frac{\pi}{4} \left(\frac{D}{0,66} \right)^2 (1+4t) p_4 \text{ por par}$$

donde t es el cociente del espesor de la cubierta por el diámetro del núcleo.

Haciendo $D/d = x$, el coste P por par es:

$$P = \pi \left[d^2 \frac{p_1}{2} + \frac{p_2}{5} (1,148 x^2 - 1) + 2,296 x^2 t p_3 + \frac{2,296 x^2}{4} (1+4t) p_4 \right] \quad (2)$$

La atenuación α en Np /km viene dada por:

$$\alpha^2 = \frac{4 \omega \rho}{\pi d^2} \frac{0,0553 \cdot 10^{-7}}{\log_e x - 0,033}$$

donde ρ viene en microhmios-cm. Esto da:

$$d^2 = \frac{2,20712 \cdot 10^{-8}}{\pi \alpha^2 (\log_e x - 0,033)}$$

Llevando esta expresión de d^2 a (2) se halla:

$$P = \frac{2,20712 \cdot 10^{-8}}{\alpha^2 (\log_e x - 0,033)} \left[\frac{p_1}{2} + \frac{p_2}{5} (1,148 x^2 - 1) + 2,296 x^2 \cdot t \cdot p_3 + 0,574 (1+4t) x^2 p_4 \right] \quad (3)$$

Optimización

Conviene introducir la sustitución

$$\beta = \frac{p_1 - 0,4 p_2}{0,4592 p_2 + 4,592 t p_3 - 1,148 (1+4t) p_4}$$

lo que permite escribir el coste por par en la forma

$$P = \frac{1,10356 \cdot 10^{-8} \omega \rho}{2} \left(\frac{x^2 + \beta}{\log_e x - 0,033} \right) \cdot [0,4592 p_2 + 4,592 t p_3 + 1,148 (1+4t) p_4]$$

Al variar x , esta expresión es mínima cuando es mínima

$$y = \frac{x^2 + \beta}{\log_e x - 0,033}$$

La condición de mínimo es

$$2x^2 \log_e x - 1,066 x^2 - \beta = 0.$$

Llamando x_{min} a este valor de x , el coste mínimo está dado por

$$P_{min} = \pi d^2 x_{min}^2 (\log_e x_{min} - 0,033) [0,4592 p_2 + 4,592 t p_3 + 1,148 (1+4t) p_4]$$

Ejemplo numérico

Al presentar un ejemplo numérico debe recordarse que los precios de las materias primas pueden variar ampliamente, sobre todo en el caso del cobre. Para facilitar la comparación de los resultados con los de Spencer [1] se han empleado sus mismos precios para el cobre y el aluminio.

- cobre - 75.150 Pts./tonelada
- aluminio - 23.400 Pts./tonelada
- papel - 28 Pts./kg
- cubierta de politeno - 30,80 Pts./kg
- y 104.000 Pts./km de conducto simple, lo que da
- p_1 (aluminio) = 57.500 Pts.
- p_1 (cobre) = 42.800 Pts.
- p_2 = 1.440 Pts.
- p_3 = 1.840 Pts.
- p_4 = 1.090 Pts.

Llevando estos valores a la expresión de β (sección anterior), con $t = 0,1$, se obtiene un valor óptimo para D/d de 3,21 con conductores de cobre (con una capacidad de 30 nF/km (48,8 nF/milla), mientras que para el aluminio D/d es 2,06 con una capacidad de 49,9 nF/km (80,3 nF/milla).

Para un papel de precio más elevado, 38 Pts./kg en lugar de 28 Pts., las capacidades óptimas en los casos de cobre y de aluminio pasan a ser 30,9 nF/km (49,8 nF/milla) y 51 nF/km (82,1 nF/milla), respectivamente. Los valores óptimos son, pues, bastante insensibles al precio del papel.

Comparación entre papel y politeno

Al representar en forma gráfica los resultados conviene referir los costes y relaciones de diámetros a algún cable normalizado. En el caso de cables con aislamiento de politeno, se elige naturalmente un tipo normalizado con aislamiento de politeno, mientras que en el caso de cables aislados con papel se toma un tipo normalizado con aislamiento de papel. Para comparar cables con aislamiento de politeno con cables aislados con papel es preciso hacer una comparación de los tipos normalizados con aislamientos de politeno y de papel. En cada caso se toman estos cables tipos con capacidad de 53 nF/km (85 nF/milla).

En la mayor parte de los países será ligeramente más caro fabricar un cable con aislamiento de politeno que otro con aislamiento de papel de igual capacidad. En este estudio se ha pasado por alto esta diferencia de coste y se han dibujado las cuatro curvas con el mismo eje de costes, sin corrección.

Se calcula una relación de diámetros de 1,10 a 1,20, aproximadamente, entre los dos cables de referencia para 53 nF/km (85 nF/milla). Aquí se ha utilizado el menor valor. La variación existente se debe al grado de apriete al cablear. El efecto de variar esta relación es desplazar las curvas correspondientes al aislamiento con politeno y además ensancharlas o estrecharlas.

En la figura 1 se representa, para atenuación constante, la variación del coste con el diámetro para diversos tipos de cables, con relación a un cable de

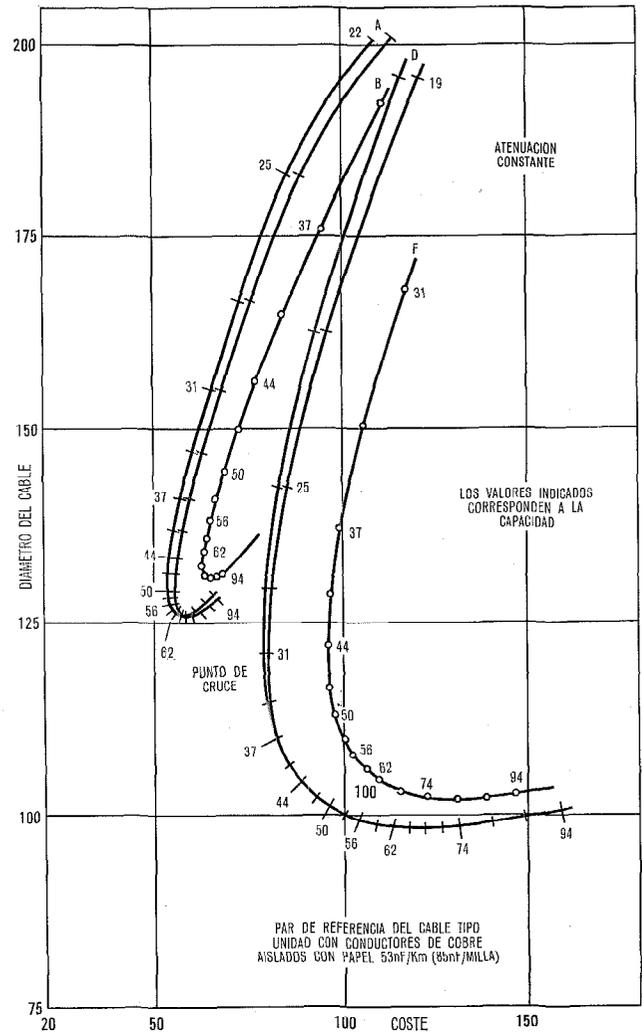


Fig. 1 Relación entre los costes del material, diámetros de los cables y capacidades, incluyendo los costes de los conductos.
A = Conductores de aluminio con aislamiento de papel.
B = Conductores de aluminio con aislamiento de politeno.
D = Conductores de cobre con aislamiento de papel.
F = Conductores de cobre con aislamiento de politeno.

abonados tipo unidad con conductores de cobre aislados con papel de 53 nF/km (85 nF/milla), incluyendo el coste de los conductos. Se indican los valores de capacidad correspondiente. El cable de referencia se supone de coste 100 % y diámetro 100 %.

En la figura 2 se representa lo mismo, pero con exclusión del coste de los conductos.

El factor de corrección de longitud* del cable se toma igual a 1 en estos cálculos para la atenuación, capacidad y resistencia de bucle. Este factor es, en general, sólo unas centésimas superior a la unidad, por lo que su omisión no tendrá apenas influencia.

En los gráficos se supone que el espesor de la cubierta es proporcional al diámetro del núcleo, de modo que en el eje de diámetros puede considerarse el del núcleo o el exterior del cable.

La fórmula de Spencer del diámetro del núcleo no es exacta, dando un exceso del 6 % al 12 % según los

* El factor de corrección de longitud (en inglés "take-up factor"), es el cociente de la longitud de un hilo a la longitud que queda cuando se tuercen varios hilos juntos. Está usualmente entre 1,01 y 1,05.

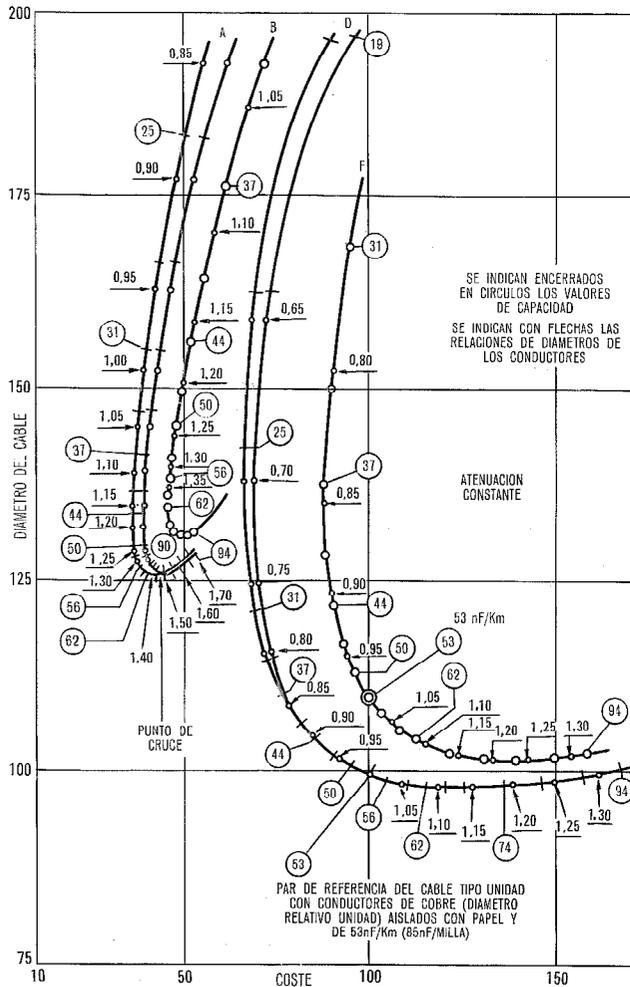


Fig. 2 Relación entre los costes del material, diámetros de los cables, diámetros de los conductores y capacidades, excluyendo los costes de los conductos.

- A = Conductores de aluminio con aislamiento de papel.
- B = Conductores de aluminio con aislamiento de polietileno.
- D = Conductores de cobre con aislamiento de papel.
- F = Conductores de cobre con aislamiento de polietileno.

diámetros de los conductores del cable y el grado de apriete sufrido en el cableado. Esto no tiene importancia si sólo se considerara el aislamiento de polietileno, pero si se compara éste con el de papel la discrepancia se hace más evidente y posiblemente de mayor importancia.

Spencer utilizó aparentemente como relación de resistividad del aluminio y del cobre un valor menor que 1,65, en lugar de 1,65 al obtener las relaciones de diámetros y la resistencia de bucle (tabla 1 de la ref. 1). Este bajo valor tiende a hacer disminuir las diferencias de diámetro entre los dos cables en un 10% aproximadamente (Fig. 8 de la ref. 1).

Los puntos óptimos de coste se ven afectados por los costes de los conductos. El valor de 104.000 Pts. por km de conducto simple eleva los puntos óptimos correspondientes a "sólo cables" en unos 6,2 nF/km (10 nF/milla) y disminuye ligeramente las diferencias de coste entre los cables.

Puede verse que los conductores de aluminio con aislamiento de papel son los más baratos, alrededor del 55% del valor de referencia, y que la capacidad

óptima es 50 nF/km (80 nF/milla). Con conductores de aluminio aislados con polietileno se tiene un coste del 63% del de referencia y el óptimo corresponde a unos 68,3 nF/km (110 nF/milla).

En ambos casos, en cambio, se tiene un mayor diámetro. Para aluminio/papel hay un aumento de un 29,5% para el mínimo, y para aluminio/polietileno es alrededor del 32% con relación a cobre/papel y aproximadamente un 22% con respecto al cobre/polietileno.

Diámetros normalizados de los conductores de aluminio

El British Post Office ha normalizado los diámetros de los conductores de aluminio en 0,5 mm y 0,8 mm. Para determinar a cuáles de los diámetros de cobre podrían reemplazar estos conductores de aluminio, puede utilizarse la condición de atenuación constante, de forma que

$$C_1 R_1 = C_2 R_2$$

$$C_1 \rho_1 d_2^2 = C_2 \rho_2 d_1^2$$

donde C , ρ y d son las capacidades, resistividades y diámetros de los conductores. En la tabla 1 se indican los valores correspondientes.

Puede verse que los conductores de aluminio de 0,5 mm y 0,8 mm con capacidades de 50 — 53 nF/km (80 — 85 nF/milla) tienen igual atenuación que los cables de cobre de 1,04 kg/km y 2,83 kg/km de la misma capacidad, respectivamente. La capacidad 50 — 53 nF/km es también la que da el coste óptimo para aluminio con papel, como puede verse en la figura 1. Sin embargo, estos cables de aluminio tienen un diámetro de un 26% a un 30% mayor que el de los cables existentes de cobre con papel. El coste, con conductos incluidos, sería un 55% del cable de cobre y sin conductos un 40% del mismo. Por tener igual capacidad y atenuación, los cables de aluminio tendrían también la misma resistencia de bucle que los cables de cobre.

En la tabla 2 se muestran las capacidades y relaciones de diámetros de los conductores que se precisan para hilos de cobre y aluminio con la misma atenuación del cable que el cable tipo unidad con conductores de cobre aislados con papel de 53 nF/km (85 nF/milla). Esta tabla no tiene relación con los costes de los materiales.

Las relaciones de los diámetros de la columna 1 en la tabla 2 están marcadas con puntos en las curvas de la figura 2 y al lado de éstos figuran los valores. Las capacidades se indican encerradas en circunferencias junto a las curvas.

Tabla 1 — Sustitución de cobre por aluminio a atenuación constante.

Diámetro y peso de los conductores de cobre	Capacidad/km	Capacidad de los conductores de aluminio	
		0,5 mm	0,8 mm
0,32 mm (0,7 kg/km)	52,8 nF	78,3 nF	200 nF
0,40 mm (1,12 kg/km)	52,8 nF	50 nF	128,5 nF
0,51 mm (1,83 kg/km)	52,8 nF	30,8 nF	78,8 nF
0,63 mm (2,81 kg/km)	52,8 nF	20 nF	51,7 nF

Tabla 2 - Capacidades y relaciones de diámetros de los conductores para atenuación constante.

Diámetro de los conductores en relación con el cable de referencia (1,00 unidades) de capacidad de 52,8 nF/km	Valor de la capacidad (nF/km) para igual atenuación que el cable de referencia	
	Para conductores de aluminio	Para conductores de cobre
0,70	15,7	25,7
0,75	18	29,6
0,80	20,5	33,8
0,85	23,1	38,1
0,90	26	42,8
0,95	28,9	47,6
1,00	32	52,8
		(cable de ref.)
1,05	35,3	58,2
1,10	38,8	63,9
1,15	42,4	69,8
1,20	46,2	76
1,25	50	82,5
1,30	54,2	89,2
1,35	58,4	96,2
1,40	62,8	demasiado alto
1,45	67,4	demasiado alto
1,50	72,1	demasiado alto
1,55	77	demasiado alto
1,60	82,1	demasiado alto
1,65	87,3	demasiado alto
1,70	92,5	demasiado alto

Conclusión

Los cables con aislamiento de papel y conductores de aluminio con capacidades óptimas son los más económicos de todos los tipos de cables considerados. Sobre la base de conservar la misma atenuación, podrían

rediseñarse dos tipos existentes de cables de cobre (diámetro del hilo 0,4 mm y 0,63 mm) utilizando aluminio de 0,5 mm y 0,8 mm y con casi las mismas características eléctricas a mitad de coste, aproximadamente. Sin embargo, el diámetro del cable aumentaría en un 30%.

Un atractivo importante del empleo del aluminio, con independencia del coste, sería la relativa estabilidad del precio. El precio del cobre no sólo es elevado sino que con frecuencia varía bruscamente, mientras que en el caso del aluminio los aumentos de precio son progresivos.

Referencia

[1] H. J. C. Spencer: Optimum Design of Local Twin Telephone Cables with Aluminium Conductors, Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Vol. 116, 1969, nº 4, págs. 481-488.

Bibliografía

[1] F. H. Buckland y R. H. Franklin: Some Notes on the Design and Manufacture of Telephone Cables, Institution of Post Office Engineers Printed Paper, nº 144, febrero 1932.
 [2] Madsen y F. Hogholt: Dimensioning of Cables and Circuits for Telephone Equipment, Teleteknik, junio 1960, págs. 12-27.
 [3] H. J. Spencer: Some Principles of Local Telephone Cable Design, Post Office Electrical Engineers Journal, Vol. 63, 1970, nº 3, págs. 164-168.

John F. Blackwell nació en septiembre de 1938 en Teignmouth, Devon. En 1959 recibió el grado de B.Sc. en Ciencias Generales por la Universidad de Exeter. Se incorporó a Standard Telephones and Cables en 1962 y ahora trabaja en la división de cables sobre desarrollo de cables de aislamiento de papel.

A. E. Gent nació en Manchester. Estudió en la Universidad de Manchester, obteniendo la beca "Whitworth" en 1933 y se graduó en 1934. Se incorporó a la división de cables de Standard Telephones and Cables en 1934 y actualmente trabaja en la división de cables coaxiales, cables de audio y guíaondas de tramos largos.

Receptor de seguimiento monoimpulso

Empleo de amplificadores FI de ganancia controlada y aplicación de un bucle de enclavamiento de fase de tercer orden.

A. T. MAYLE, Jr.

D. H. KEILEN

B. J. BLAU

ITT Aerospace/Optical Division, San Fernando, California

Diseño

El receptor monoimpulso de seguimiento, modelo 4004, se utiliza ordinariamente con una antena de elevada direccionalidad para suministrar señales de servocontrol que permitan un seguimiento preciso de una fuente de señal. La antena debe proporcionar cuatro puntos de alimentación adecuadamente orientados y las señales procedentes de los mismos se combinan mediante redes comparadoras híbridas de donde se obtienen señales suma y diferencia en planos ortogonales. Este dispositivo ha sido suficientemente tratado en la literatura [1] y no entraremos aquí en detalles. La señal suma es el resultado de la adición en fase de las cuatro señales y es común para ambos planos. Las dos señales diferencia (una en cada plano) se obtienen restando la suma de las dos señales correspondientes a un lado del centro de la suma de las dos señales del otro lado del centro de cada plano. Las señales diferencia están relacionadas con la señal suma en amplitud y en fase por el ángulo de desorientación; la amplitud mínima (teóricamente cero) corresponde al apuntamiento exacto. La fase cambia de sentido al pasar por la orientación correcta. Nótese que el diagrama es repetitivo con nulos para desplazamientos angulares adicionales determinados por el diseño de la antena. Estas características permiten determinar en qué lado de la orientación de la antena se encuentra la fuente de la señal y cual es la magnitud de la desorientación (dentro de los límites del diagrama de nulos) aplicando la señal suma a una de las entradas de un detector de productos y la señal diferencia a la otra entrada se obtiene una salida de corriente continua cuyo voltaje es proporcional al ángulo de desorientación y su polaridad viene determinada por el sentido de una desorientación.

Al procesar estas señales, antes de aplicarlas al detector de producto, es importante que la amplitud y fase relativa de las señales se mantengan iguales a las de la salida del comparador monoimpulso. Esto exige que la ganancia y fase relativa de los tres canales del receptor se mantengan constantes dentro de estrechas tolerancias (ordinariamente 2 dB en la ganancia y 10 grados en la fase).

Con frecuencia en el pasado, estos requisitos se han cumplido mediante complicados esquemas para compensar la ganancia y la fase cambiando el voltaje del control de ganancia. Generalmente la alineación del receptor exigía considerable tiempo para conseguir tanto el seguimiento de ganancia como el de fase necesarios. A veces, había que utilizar un método de ensayos sucesivos. Si había que sustituir un módulo am-

plificador con control de ganancia, debido a mal funcionamiento, era necesario otro laborioso reajuste antes de poner de nuevo el receptor en funcionamiento. Debido a esto, no podía utilizarse el procedimiento de sustitución de módulos como medio rápido de reparar el fallo.

Para reducir o eliminar la necesidad de conseguir el adecuado seguimiento de múltiples canales, se dispusieron receptores monoimpulso de dos canales e incluso de un solo canal mediante multiplaje de frecuencia o de tiempo de los tres canales en dos canales físicos o en uno solo. Sin embargo, la complejidad del circuito necesario para realizar la conversión casi igualaba la de los circuitos eliminados al reducir el número de canales físicos.

Debido a todo esto, desarrollamos un receptor monoimpulso de seguimiento de tres canales en el que el seguimiento de fase y de ganancia se consiguiesen con facilidad. El objetivo principal del desarrollo fue conseguir la sustitución de un módulo de frecuencia intermedia controlado en ganancia por uno de repuesto y poner de nuevo en servicio el receptor con solamente un sencillo ajuste de ganancia. Además, el módulo mismo puede ajustarse fácilmente fuera del receptor.

Descripción general

Se dispone de dos modos de recepción. En los casos en que está presente en todo momento una frecuencia portadora, la recepción con enclavamiento de fase proporciona la máxima sensibilidad. Para los casos de modulación angular de elevado índice y otras señales que no se adaptan a la recepción por enclavamiento de fase, se dispone un sistema de seguimiento por correlación cruzada. Además de proporcionar las señales de error del seguimiento de antena, el receptor facilita también una señal de datos derivada de la entrada del canal suma. Esta señal de datos se entrega a frecuencias de portadora de salida de 50 MHz con anchura de banda de 10 MHz, y a 10 MHz con anchura de banda de 5 MHz. La portadora se corrige de efecto doppler y tiene amplitud constante en la recepción con enclavamiento de fase. En el modo de correlación cruzada, la salida de señal más ruido del canal de datos se hace a amplitud constante.

La figura 1 es un diagrama bloque simplificado del receptor. Los tres canales son idénticos desde la entrada a la salida del segundo amplificador de frecuencia intermedia a 4,5 MHz.

El amplificador de radiofrecuencia es de banda ancha; su anchura de banda está determinada principalmente por un filtro situado entre la etapa amplifica-

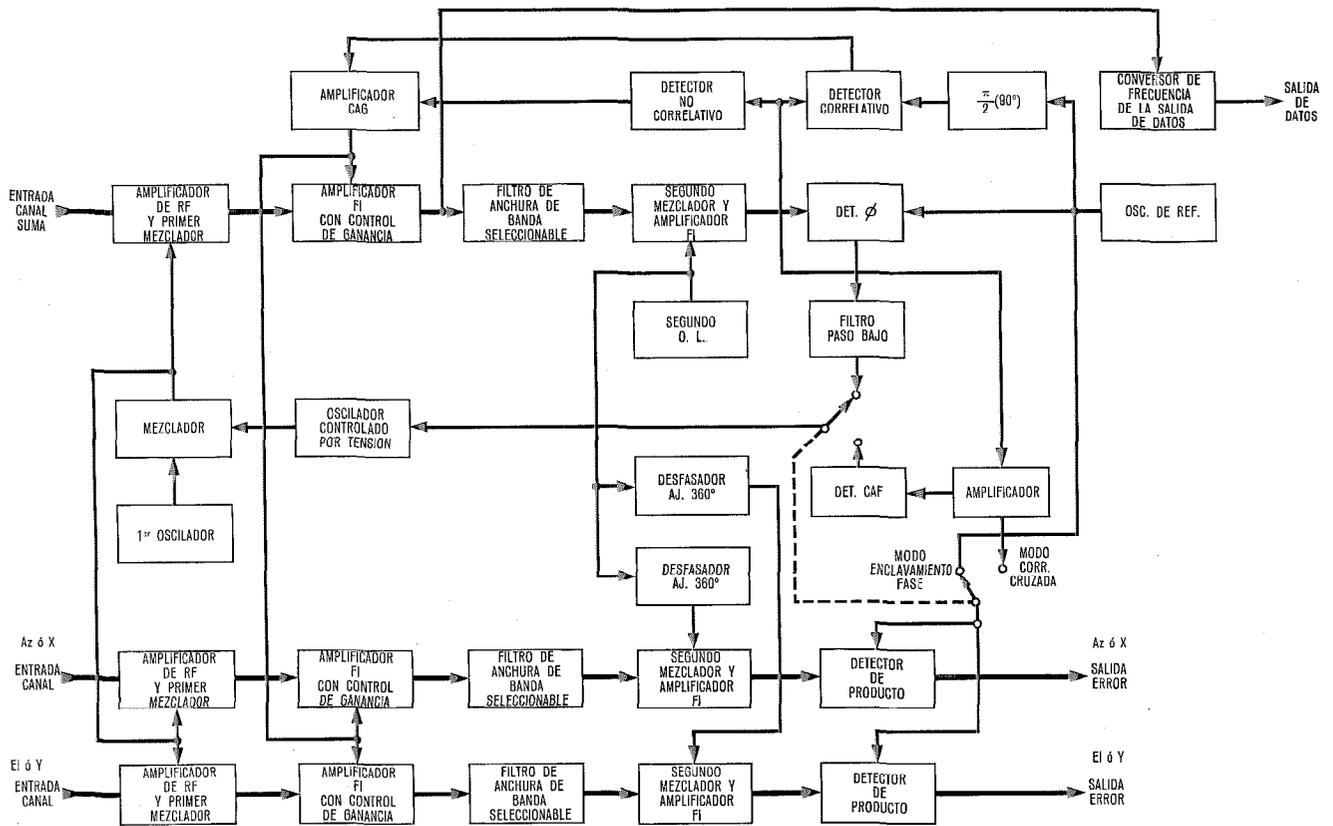


Fig. 1 Diagrama bloque simplificado. - Receptor de seguimiento monoimpulso.

dora de radiofrecuencia y el segundo mezclador. Este filtro está centrado en 135 MHz con una anchura de banda a 3 dB de 20 MHz. El primer mezclador es un puente equilibrado de diodos que proporciona un excelente rechazo de la frecuencia del oscilador local.

No se ha dispuesto control de ganancia después de la salida del primer mezclador, ya que la máxima señal de entrada al receptor se ha especificado a - 35 dB con relación a 1 milivatio. Todo el control de ganancia se realiza en el módulo amplificador de la primera frecuencia intermedia de 20,75 MHz, que se describe con detalle más adelante. La salida de este módulo amplificador se hace a nivel constante. En el canal suma, este es el punto de salida de datos y la anchura de banda aquí es mayor de 10 MHz. Para pasar a frecuencia intermedia de 50 MHz y banda ancha sin que resulten productos espúreos de mezcla de elevado nivel, los 20,75 MHz se convierten primero en 194 MHz que luego se pasan a 50 y 10 MHz. De esta manera, todas las señales espúreas se mantienen al menos 50 dB por debajo de la señal deseada.

Continuando la descripción del canal suma, un filtro de anchura de banda seleccionable sigue al primer amplificador de frecuencia intermedia. Este filtro consta de cuatro filtros de cristal independientes que se intercalan, o no, en el circuito mediante conmutadores formados por diodos. Estos filtros proporcionan anchuras de banda de 300, 100, 30 y 10 kHz, respectivamente. Cada filtro de la misma anchura de banda sigue en fase a los filtros de los otros canales dentro de ± 3

grados en el 80 % de la anchura de banda. De esta manera, al realizar el seguimiento en el modo de correlación cruzada, se mantiene la relación de fase entre los tres canales, al menos, en el 80 % de la anchura de banda. Esto tiene importancia en el seguimiento de correlación cruzada ya que la potencia de la señal puede extenderse en toda la anchura de banda cuando se reciben señales con modulación angular de elevado índice.

Cuando se realiza seguimiento en el modo de enclavamiento de fase, se utiliza cualquier filtro, dependiendo sólo de la anchura de banda del bloqueo de fase. El segundo mezclador y el amplificador de la segunda frecuencia intermedia, son convencionales. No es necesario control de ganancia puesto que en etapas anteriores ha sido ya logrado el nivel de señal constante. En esta segunda frecuencia intermedia se ha previsto una ganancia mínima con objeto de reducir interferencias procedentes del oscilador de referencia que tiene la misma frecuencia de 4,5 MHz.

El segundo oscilador local que está por encima de la primera frecuencia intermedia, se utiliza para controlar la fase de los canales diferencia con respecto a la del canal suma. La salida de este oscilador a cada canal diferencia se controla mediante un desfasador que tiene un margen de 360 grados o mayor y utiliza diodos varactores para controlar el desfasamiento. Esto permite colocar adecuadamente en el panel frontal los controles de ajuste de fase que solo llevan corriente continua. Puesto que el segundo oscilador local trabaja a frecuencia constante, no se produce desfasa-

Receptor de seguimiento monoimpulso

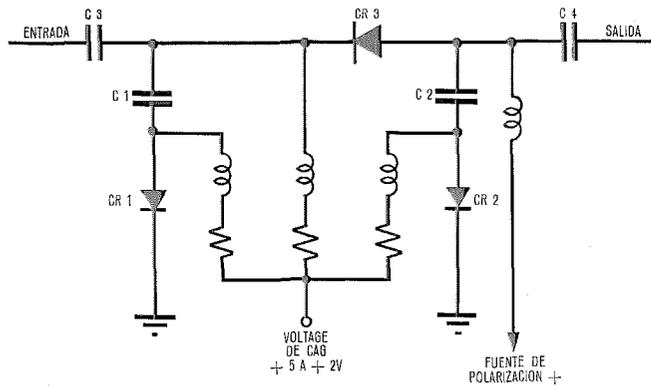


Fig. 2 Red básica de atenuador con diodos.

miento alguno debido a la sensibilidad de frecuencia de los desfases.

El bucle de enclavamiento de fase, aunque del tipo de tercer orden, es muy estable debido a la separación en frecuencia de todos los polos y ceros del filtro. Además no se utiliza limitador alguno más allá del detector de fase. La amplitud de la señal se mantiene constante en el detector de fase mediante control automático de ganancia correlativo. La constante de tiempo del circuito de CAG se puede ajustar mediante un control situado en el panel frontal en el margen de 3 milisegundos a 3 segundos. De esta manera, puede eliminarse cualquier modulación de amplitud a frecuencias inferiores a 100 Hz.

Debido a no utilizar limitador después del detector de fase, la anchura de banda del bucle de bloqueo de fase es independiente del nivel de la señal de radio frecuencia de entrada. De este modo, se puede medir fácilmente a un nivel de señal en el que el ruido no enmascara las medidas.

Con objeto de facilitar el enclavamiento del bucle, la anchura de banda se ensancha durante la captación aumentando el nivel de señal de la frecuencia intermedia en el detector de fase. Esto se consigue ajustando el voltaje del CAG no correlativo para mantener una salida de frecuencia intermedia mayor que la mantenida por el CAG correlativo. Sin embargo, en el modo de seguimiento de correlación cruzada, el CAG no correlativo (que es todo lo que se tiene disponible), debe mantener la salida de frecuencia intermedia al mismo nivel que la mantenida por el CAG correlativo en funcionamiento de enclavamiento de fase.

Debido a que se utiliza un bucle de tercer orden, no se necesita error de fase para mantener el bucle a cualquier frecuencia dada. La elevada ganancia del bucle requiere solamente un pequeño error de fase para mantener elevadas velocidades de seguimiento, incluso con anchuras de banda del bucle estrechas.

Durante la operación de enclavamiento de fase, se utiliza el oscilador de referencia como señal de referencia en los detectores de producto en lugar de la señal suma de frecuencia intermedia. Puesto que el oscilador de referencia da una señal limpia, existe menos ruido en la salida del detector de producto cuando se reciben señales débiles. Sin embargo, en el modo de funcionamiento de correlación cruzada la señal suma de frecuencia intermedia debe utilizarse como referencia del detector de producto.

Amplificador de frecuencia intermedia con control de ganancia

Dos factores deben considerarse al efectuar el seguimiento de fase y ganancia entre los canales del receptor. El primero es la característica de ganancia respecto al voltaje de control. Si la relación entre la ganancia (en decibelios) y el voltaje de control es lineal, la ganancia de dos canales puede utilizarse para seguimiento ajustando la pendiente del voltaje de control. Pero si esta característica no es lineal, puede resultar difícil e incluso imposible lograr el seguimiento entre dos canales. Por tanto, el dispositivo de atenuación utilizado debe tener una característica lineal de la ganancia en decibelios respecto al voltaje de control.

El segundo factor a tener en cuenta es la característica de fase respecto al voltaje de control. En este caso hay dos posibilidades de proceder con éxito. El cambio de fase total respecto a la atenuación puede ser pequeño (inferior a algunos grados), o el cambio de fase respecto a la atenuación resulta lineal. Puesto que en un receptor de autoseguimiento solo importa la fase relativa entre canales, una variación de fase con la ganancia es aceptable si ambos canales cambian la fase en la misma cantidad y en la misma dirección.

La red de diodos con configuración en pi que se encuentra en la figura 2 en su forma básica, cumple los requisitos anteriormente mencionados en una parte suficientemente ancha del margen de funcionamiento. Para atenuación mínima, los diodos CR1 y CR2 están polarizados cerca del corte de manera que sus resistencias serie son altas. De esta manera, los caminos en derivación a través del condensador C1 y del diodo CR1 y a través del condensador C2 y del diodo CR2 son ambos de alta impedancia y esencialmente resistivos. Al mismo tiempo, el diodo CR3 resulta fuertemente conductivo y presenta un camino de baja impedancia entre la entrada y salida del atenuador. Todos los condensadores indicados presentan una baja impedancia a la frecuencia de funcionamiento y las inductancias una alta impedancia a la señal, pero baja resistencia a la corriente continua. A medida que el

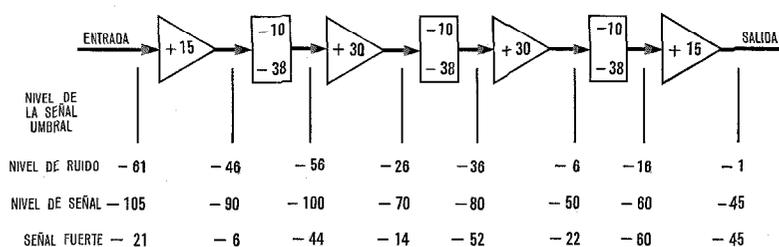


Fig. 3 Ganancia de FI y distribución de niveles.

voltaje del CAG se hace más positivo, los diodos CR 1 y CR 2 conducen más fuertemente y presentan un camino de baja impedancia a masa. Al mismo tiempo, el diodo CR 3 conduce menos fuertemente y presenta una resistencia serie más alta, aumentando la atenuación. Con objeto de mantener baja la variación de fase a través del atenuador, los diodos deben tener baja capacidad en paralelo y deben siempre trabajar circulando por ellos alguna corriente. También para evitar rectificación, la caída de tensión de corriente continua a través del diodo debe ser siempre mayor que el nivel de señal. El nivel de las señales debe, pues, mantenerse bajo. Esto presenta problemas cuando el nivel del ruido asociado con una amplia anchura de banda debe también atravesar al amplificador de frecuencia intermedia.

Por ejemplo, este receptor requería que el bucle de enclavamiento de fase estuviese enclavado para una señal de -144 dB referidos a 1 milivatio. Además, se precisaba una salida de canal de datos de una anchura de 10 MHz a frecuencia intermedia (para utilizar con señales más fuertes). Este requisito condicionaba el nivel de ruido asociado con una banda de paso de 10 MHz de anchura (-104 dBm en el terminal de entrada del preamplificador del receptor) al recibir una señal de umbral de -144 dBm. Añadiendo los 4 dB de ruido del preamplificador se obtuvo una relación señal a ruido en el amplificador de frecuencia intermedia de -44 dB. En el otro extremo de la escala, el nivel de señal fuerte en la entrada del preamplificador de recepción se especificó en -60 dBm. Con un total de 37 dB de ganancia neta después de la entrada del amplificador de frecuencia intermedia, los niveles en este amplificador fueron de -63 dBm de ruido -107 dBm la señal débil y -23 dBm la señal fuerte.

Resulta, pues, un compromiso la disposición de la ganancia de frecuencia intermedia y de los atenuadores. En el lado de entrada, la ganancia del primer am-

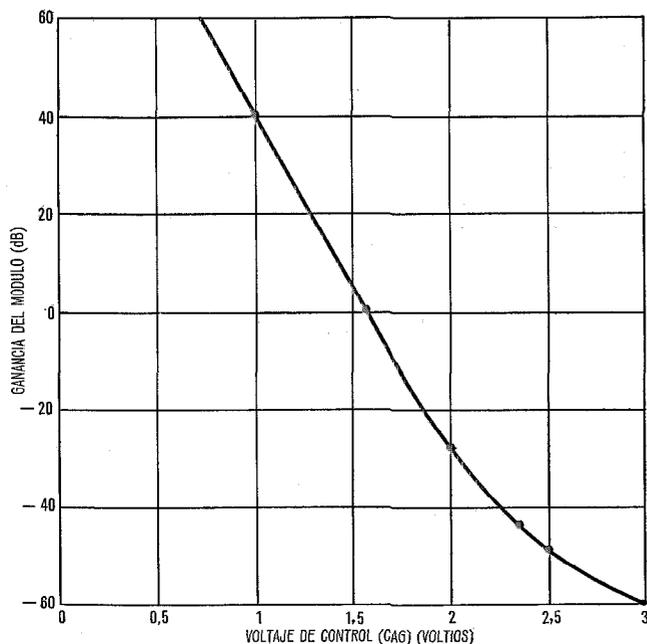


Fig. 4 Ganancia respecto al voltaje de control.

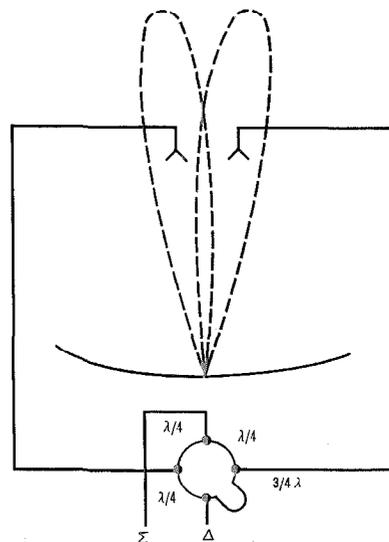


Fig. 5 Esquema básico de la alimentación con lóbulos simultáneos y sistema de híbrida.

plicador debe quedar limitada a presentar una señal lo bastante baja para no sobrecargar el primer atenuador ya que no hay control de ganancia más allá de este punto. En el extremo de salida de la regleta de frecuencia intermedia, el nivel de ruido a máxima ganancia no debe sobrecargar el último atenuador. Esto puede conseguirse fácilmente manteniendo bajo el nivel de la señal a la salida del último atenuador. Como éste es un punto de nivel de señal constante, esto significa que las señales fuertes también quedan atenuadas a un nivel bajo. Si este nivel es demasiado bajo, el ruido de la siguiente etapa degradará la relación señal-ruido propia de una señal fuerte. Por tanto se necesita un compromiso para el nivel de la señal a la salida del último atenuador. No es necesario decir que la etapa que sigue al último atenuador deberá tener un factor de ruido tan bajo como sea posible. La figura 3 muestra un compromiso razonable con el nivel de señal constante a -60 dBm en la salida del último atenuador. Nótese que el nivel de señal más alto a la entrada de cualquier atenuador es de -6 dBm. Esto representa un voltaje de aproximadamente 0,36 voltios de cresta para un nivel de impedancia de 200 ohmios, que no ocasiona daño alguno a los diodos.

Como se indica, la mínima atenuación de los atenuadores es de 10 dB. Los atenuadores realmente trabajan hasta un nivel de 5 dB por debajo, lo que da un exceso de ganancia de 15 dB en el sistema. Si se utilizase un cuarto atenuador, la única ventaja sería una reducción en el margen de cada atenuador de 10 a 31 dB. Esto permitiría trabajar en una posición más recta de la característica. Sin embargo, esto no permitiría incrementar el nivel de salida de -65 dBm del último atenuador. La figura 4 muestra una curva de ganancia con relación al voltaje de CAG para este módulo.

Nótese que la ganancia respecto al voltaje de control es muy plana para altas ganancias del módulo pero que aumenta la curvatura a medida que disminuye la ganancia. Al utilizar un atenuador adicional, la curva se aplana considerablemente en el extremo de

Receptor de seguimiento monoimpulso

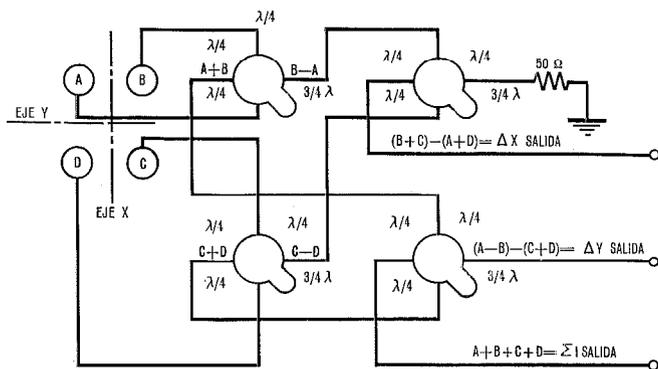


Fig. 6 Alimentadores de antena e híbridas.

alta atenuación. Sin embargo, esta curva es muy reproducible en las unidades reales, y por lo tanto, la curvatura no presenta problema alguno en el seguimiento de ganancia.

La tabla 1 muestra el seguimiento de ganancia y fase medido entre el canal suma y un canal diferencia en uno de nuestros receptores, modelo 4004.

Aplicación del sistema

El receptor monoimpulso se utiliza para gobierno automático de las antenas de seguimiento del satélite. El receptor acepta señales suma y diferencia como entradas procedentes de una red híbrida de antena y proporciona como salidas voltajes de error de puntería que gobiernan los amplificadores del servo de la antena. Cuando se cierra el bucle completo de seguimiento, después de la adquisición de una señal del satélite de onda continua modulada o no modulada, la antena sigue automáticamente la fuente del satélite con un alto grado de precisión angular. Las señales suma y diferencia para las entradas del receptor se derivan de una red híbrida como se indica en la figura 5, donde puede verse que las salidas de un par (de dos pares ortogonales) de alimentadores de antena llegan a una híbrida cuyas salidas son la suma (Σ) y diferencia (Δ) algebraicas utilizadas para rastrear uno de los dos planos (X o Y) de movimiento de la antena. En la figura 6 se muestra la red híbrida completa para ambos planos X e Y. Las salidas de los cuatro alimentadores de antena se suman todas para dar una señal común Σ . Esta, juntamente con las señales ΔX y ΔY constituyen las tres entradas para el receptor.

Tabla 1 - Medidas de seguimiento de ganancia y fase.

Nivel de señal de entrada al preamplificador	Decibelios	Grados
-60	+0,5	0
-70	-1,5	-1
-80	-1,5	-4
-90	-1,5	-6
-100	-1,5	-6
-110	-1,0	-6
-120	0	-6
-130	+0,5	-3
-140	+0,5	-5

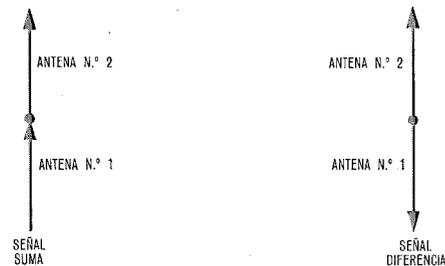


Fig. 7 Relación de voltaje para una señal directamente alineada con la antena.

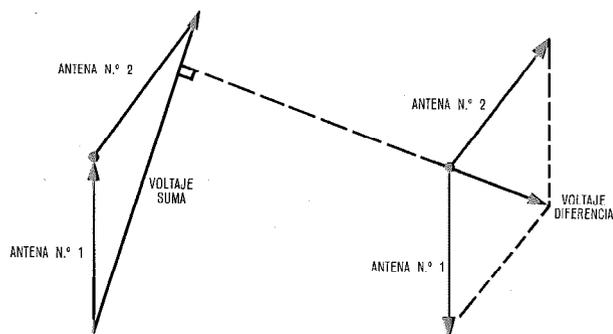


Fig. 8 Relación de voltaje para una señal que llega formando un cierto ángulo con respecto a la antena.

El receptor trabaja con otros tipos de antenas, tales como montajes "Az-El" con antenas Yagi o conjuntos helicoidales. Se utiliza la misma red híbrida con las antenas Yagi o con los conjuntos helicoidales, salvo que obtiene un vector suma de las entradas procedentes de los cuatro elementos del conjunto cuádruple. Los dos elementos de un par están separados una cierta distancia (tal como $3\lambda/2$). Las amplitudes de las salidas Σ y Δ de la híbrida varían principalmente con la fase relativa de las dos entradas más bien que con la amplitud como es el caso del sistema con antena parabólica. Las relaciones de voltaje para este tipo de antena se muestran en las figuras 7 y 8. Esta técnica de variar la fase relativa de las entradas de la híbrida, en

RECEPTOR DE SEGUIMIENTO MODELO 4004 DE ITTEL

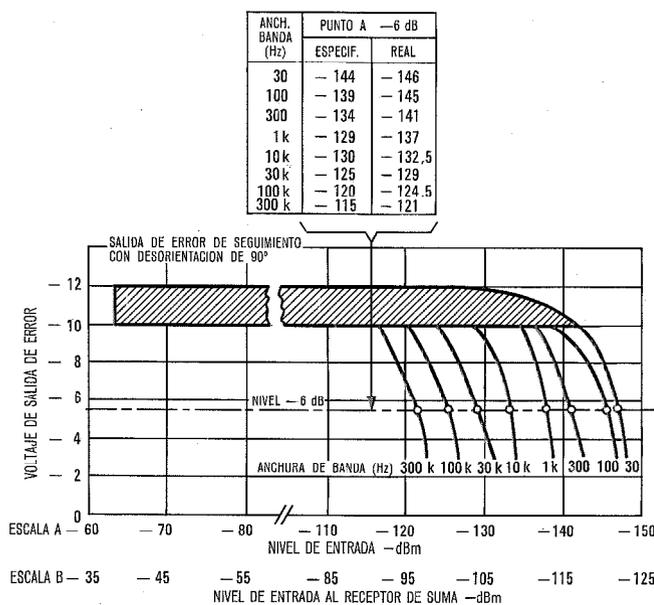


Fig. 9 Sensibilidad de seguimiento del canal de ángulo.

lugar de las amplitudes relativas, se utiliza frecuentemente en la prueba del sistema receptor, incluso aunque se esté probando para utilizarlo con un sistema de antena parabólica.

Datos típicos del sistema

En la figura 9 se muestra la sensibilidad de seguimiento del canal de ángulo.

Esta información se obtiene ajustando el control de fase del canal de ángulo para obtener el máximo voltaje de error. A cada canal se aplican niveles de entrada de señal iguales. El área rayada es consecuencia de la ganancia diferencial del sistema. La escala del nivel de entrada que se indica en la figura 9 viene dada en forma de escala doble. La escala A indica el nivel típico de entrada a un preamplificador o convertidor de recepción. La sensibilidad del sistema está basada en un factor de ruido de 6 dB y una ganancia neta de 25 dB. La escala B es el nivel a la entrada del receptor.

La figura 10 muestra la linealidad del voltaje de salida respecto a la fase. La pendiente de la curva puede fijarse ajustando la ganancia de un amplificador de corriente continua situado en el módulo detector de producto. Esta medida se llevó a cabo utilizando un conjunto de híbridas y de prolongadores artificiales de línea para simular el movimiento de la antena. A partir de la figura 10 puede derivarse una familia completa de curvas para diversos niveles de entrada al

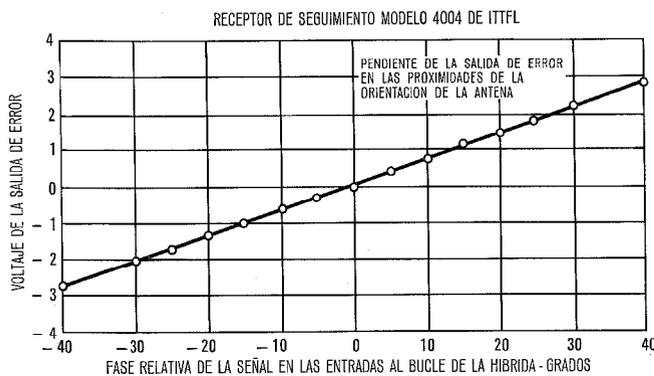


Fig. 10 Linealidad del voltaje de salida respecto a la fase.

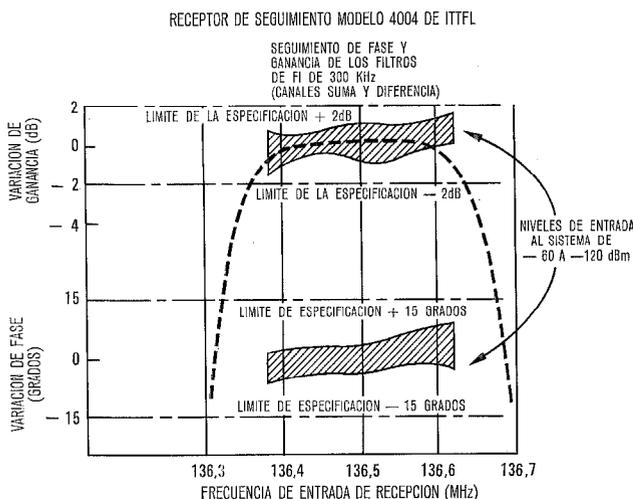


Fig. 11 Estabilidad del apuntamiento respecto al margen dinámico de 60 dB.

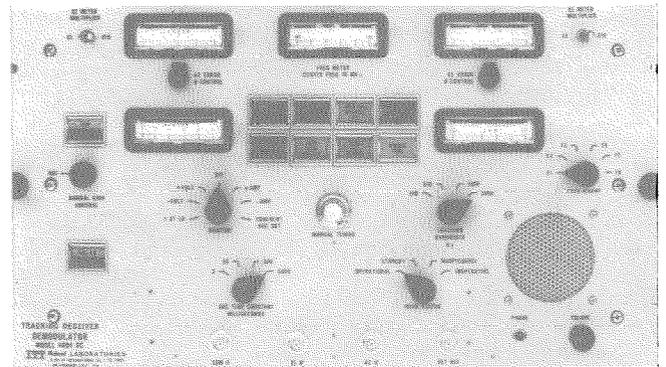


Fig. 12 Panel frontal del receptor de seguimiento monoimpulso.

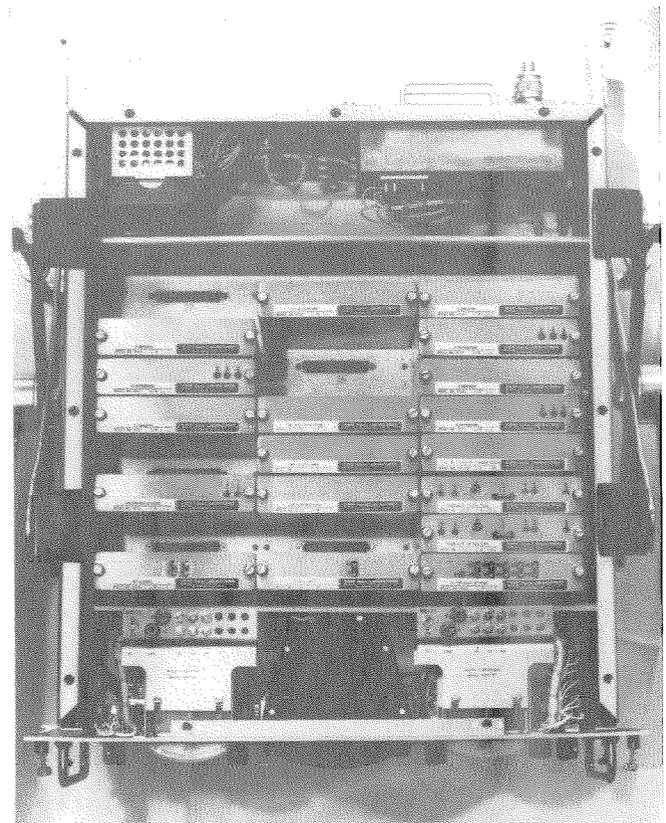


Fig. 13 Disposición modular del receptor de seguimiento monoimpulso.

canal de ángulo y para una desviación dada de la fase cero.

La figura 11 muestra la estabilidad de orientación respecto al margen dinámico de 60 dB en la señal de entrada. El sistema tiene una precisión del 1 por ciento del voltaje máximo. La medida se realiza con un dispositivo híbrido ajustando una línea artificial a cero grados. Se varía el nivel de entrada y se registran los cambios de salida de error.

Construcción

La figura 12 muestra el panel frontal del receptor de seguimiento monoimpulso. En la figura 13 se muestra la disposición modular. La conservación está simplificada debido a la construcción modular y la facilidad de acceso a los componentes montados en el chasis.

Receptor de seguimiento monoimpulso

Referencia

- [1] W. Cohen y M. C. Steinmetz: "Amplitude and Phase-Sensing Monopulse System Parameters", *The Microwave Journal*, págs. 27-33; octubre 1959. También págs. 33-38; noviembre 1959.

Albert T. Mayle, Jr. nació en Niagara Falls, Nueva York, en 1916 y obtuvo el grado B. E. E. en la Universidad de Cornell en 1939. Después de graduado, trabajó como ingeniero para Farnsworth Electronics (ITT) en Fort Wayne, Indiana. En 1952 trabajó como ingeniero de ventas para M. W. Fisch en Fort Wayne. En 1956 volvió a ITT Aerospace y ha sido ingeniero de proyectos en diversos casos relacionados con receptores de enclavamiento de fase. Es miembro de IEEE y de Eta Kappa Nu.

Donald H. Keilen nació en Michigan en 1931 y obtuvo el grado B. S. R. E. en el Tri-State College, en Angola, Indiana, en 1957. Después de graduado estuvo en Farnsworth Electronics (ITT) en Fort Wayne, Indiana. En 1959 trabajó en el departamento de pruebas de Eglin Gulf, diseñando sistemas decodificadores. En

1960 ingresó en ITT Federal Labs en Fort Wayne, Indiana, y trabajó como ingeniero de diseño en el departamento de instrumentación y seguimiento. En 1963 pasó a ITT Aerospace en San Fernando, California. Su experiencia abarca el diseño y desarrollo de sistema de correlación cruzada de enclavamiento de fase y receptores de seguimiento monoimpulso. Actualmente ocupa el puesto de adjunto del director de los laboratorios de seguimiento y navegación espacial de ITT Aerospace.

Barry J. Blau nació en New York City, en 1940 y en 1961 obtuvo el grado B. E. E. en la Universidad de Nueva York. Ingresó entonces en la división Atomic International de la North American Aviation donde supervisó el diseño y pruebas de componentes de vuelos espaciales. En 1964 pasó a la división de sistemas de información y del espacio de la North American Aviation donde trabajó en la inspección electrónica de los módulos de comando del Apolo. En 1966 ingresó en ITT Aerospace donde actualmente es director de proyecto en el laboratorio de seguimiento de satélites. Es miembro del IEEE.

Nuevos transmisores de radiodifusión para FM-VHF en la banda de frecuencias de 87,6 a 108,0 MHz

Desarrollo hasta sus últimos aspectos técnicos incluidos radiodifusión estereofónica para que cumplan con las especificaciones adecuadas para satisfacer a los requerimientos europeos, e incluso peticiones especiales de los clientes.

R. J. IRMER
G. MÜLLER
Standard Elektrik Lorenz AG, Berlín, Alemania Federal

Introducción

Las actividades de SEL en el campo de los transmisores de radiodifusión en VHF comenzaron en 1948. A mediados de 1950 se fabricó el primer transmisor de 10 kW para la Asociación de Instituciones de Radiodifusión alemanas (ARD)* y se entregó a la estación Feldberg (Taunus), éste fué también el primer transmisor de radiodifusión de VHF construido en Alemania.

A este tipo de transmisor siguieron, en 1955, los primeros transmisores automáticos de VHF y 10 kW. Para reducir al mínimo los cortes en el servicio, causados por fallos en los tubos, estos transmisores se diseñaron para funcionar con conmutación automática de las etapas previas elaboradoras de la señal. Además, estos transmisores tenían la posibilidad de conmutar automáticamente a funcionamiento con potencia reducida en caso de fallo del amplificador final, utilizando, entonces, aquellas unidades amplificadoras de la imprescindible cascada situada delante de la etapa de potencia.

De acuerdo con el estado de la técnica de componentes en aquellos días, los transmisores se equiparon con tubos sin excepción alguna, tanto en los circuitos de proceso de la señal como en los amplificadores de potencia.** Aun no se disponía, en esa fecha, de semiconductores técnicamente aprobados. Se utilizaron exclusivamente relés y contactores para la realización de las funciones de conmutación del suministro de energía, para el sistema de bloqueo eléctrico y en los dispositivos de cambio automático.

Teniendo en cuenta la experiencia adquirida con los transmisores de televisión de las bandas IV/V y de la banda III, desarrollados en los últimos años [1], [2] y las nuevas exigencias de los mercados tanto nacional como europeo, SEL decidió en 1969 desarrollar una nueva familia de transmisores de radiodifusión de FM-VHF.

Además de las especificaciones en vigor actualmente [3] o de los requisitos del cliente [4], la base de esa decisión la constituyeron los siguientes aspectos generales:

- aplicación de los más modernos componentes semiconductores y termoiónicos;
- alta seguridad de funcionamiento;
- bajo coste de mantenimiento;
- mínimo tamaño posible.

En 1970 se ha concluido el desarrollo de los nuevos transmisores de VHF y también a finales de 1970 se pudieron completar los primeros sistemas para clientes europeos.

Conceptos relativos a la familia de transmisores de VHF

En principio, un moderno transmisor de radiodifusión estereofónica de FM-VHF consta de los siguientes bloques funcionales (ver Fig. 1):

- codificador estereofónico, a donde se aplican, en primer lugar, las dos señales de audio (izquierda y derecha);
- excitador, que transforma la señal codificada en una señal de RF, de acuerdo con las normas apropiadas*.
- Preamplificador de RF (en el caso presente, en amplificador de 50 W de estado sólido).
- Amplificador de potencia de RF (en el caso presente, un amplificador de 10 kW constituido por una sola etapa de válvula).
- Demodulador de prueba de precisión, para controlar la calidad de la señal de salida de RF.

Para satisfacer los requisitos de clientes especializados se han provisto las siguientes modificaciones que exceden al equipo normal (ver Fig. 2):

- Suministro a partir de un receptor repetidor. En este caso, se capta la señal de RF de una estación principal, se demodula y se aplica al excitador.
- Suministro a partir de un transceptor de canal. En este caso, se capta la señal de RF de una estación principal, se traslada a otro canal de RF sin demodulación y se aplica directamente al preamplificador de RF. Sin embargo, este sistema cambiador de canal solamente en algunos países europeos llegó a ser considerablemente utilizado.

Además de las especificaciones y de las regulaciones de seguridad de la Comisión Electrotécnica Internacional (CEI), las siguientes consideraciones particulares

* En la actualidad, SEL utiliza algunos dispositivos comerciales en forma de unidades enchufables deslizantes para el excitador, el codificador estereofónico y un receptor repetidor aplicado ocasionalmente; algunas instituciones de radiodifusión europeas utilizan ya desde hace bastante tiempo estos productos.

* "Arbeitsgemeinschaft der öffentlich-rechtlichen Rundfunkanstalten der Bundesrepublik Deutschland".

** En esa época y debido a razones tecnológicas no existían todavía tubos de potencia de elevada amplificación. Así, por ejemplo, para conseguir una amplificación de 50 W a 10 kW había que utilizar una cascada de tres tubos amplificadores, lo que actualmente puede conseguirse con una simple etapa. En consecuencia, en estos transmisores antiguos resultaba considerable el coste técnico del suministro de energía y del sistema de bloqueo eléctrico.

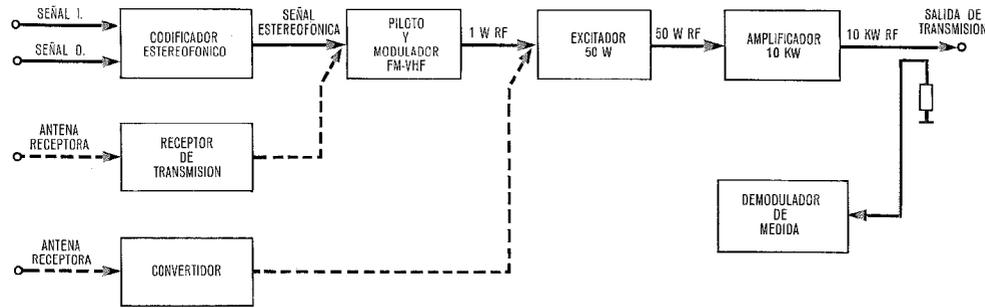


Fig. 1 Esquema bloque de un transmisor simple de FM-VHF.

estipularon el concepto de desarrollo para la planificación y disposición de los nuevos transmisores:

- acomodación de un transmisor simple, completo (tipo 10 kW) en un solo bastidor de dimensiones mínimas;
- aplicación de un amplificador de potencia de una sola etapa equipada con un tubo de tipo moderno con propiedades de larga vida y elevada amplificación;
- realización de las diferentes escalas de potencia de 10 kW, 5 kW y 3 kW con el mismo transmisor, es decir, con el mismo amplificador de potencia*;
- utilización de un preamplificador de RF de banda ancha que cubre toda la banda de frecuencias en cuestión y está equipado totalmente con componentes semiconductores;
- realización del suministro de energía del bloque eléctrico y de los circuitos de control y de supervisión de acuerdo con la tecnología de semiconductores que utiliza circuitos integrados digitales y analógicos;
- preparación de los transmisores para funcionar en sistema de reserva pasiva utilizando un dispositivo de cambio automático, así como para aplicaciones de control remoto y de supervisión remota;
- introducción de identificación de avería con sistema de protección de fallo de red y de unidades de memoria que producen señales lógicas para un impresor que automáticamente registra cualquier falta;
- acceso frontal para todas las operaciones de mantenimiento;
- refrigeración por aire forzado transportado, principalmente, por conductos de aire cerrados y conexión opcional a los inyectores de aire por la parte superior o por la base del bastidor;
- uso extensivo de materiales poco inflamables.

Además de las unidades funcionales representadas en la figura 1, un transmisor completo comprende también un suministro de energía y un sistema de bloqueo eléctrico con control y supervisión del transmisor.

Como se muestra en la figura 1, el equipo de un transmisor sencillo prevé la posibilidad de instalar un demodulador de prueba de precisión, así como (op-

* El transmisor diseñado para una potencia de salida máxima de 10 kW puede también emplearse para 5 kW sin cambio alguno esencial (reducción de las tensiones de trabajo mediante cambio de las tomas del transformador y para una potencia de salida de 3 kW con una pequeña modificación en el suministro de energía.

cionalmente) bien un codificador estereofónico o un receptor repetidor. En caso de funcionamiento como retransmisor cambiador de frecuencia, se equipará una unidad transceptora en el lugar del codificador estereofónico. En este caso, puede omitirse el excitador.

El sistema amplificador, formado por el preamplificador de RF y el amplificador de potencia de RF, se ha calculado para una salida de RF de 10 kW a partir de la etapa equipada con válvula, en caso de nivel de salida de 1 W del excitador. Por tanto, el preamplificador de RF totalmente transistorizado se ha diseñado para una potencia de salida de 50 W y no necesita sintonía alguna en caso de que sea necesario un cambio de canal de RF dentro de la banda total de frecuencias utilizadas.

Transmisores simple y doble

Actualmente y para reducir al mínimo las interrupciones de servicio, los transmisores de radiodifusión de VHF trabajan casi exclusivamente como transmisores dobles en el modo de reserva pasiva. El esquema bloque de la figura 2 muestra el funcionamiento en común de dos transmisores individuales en un sistema dual. Los dispositivos auxiliares agregados a la representación del transmisor sencillo, sirven para supervisión y conmutación automática entre los transmisores en situaciones de fallo, así como para control local y remoto del equipo dual.

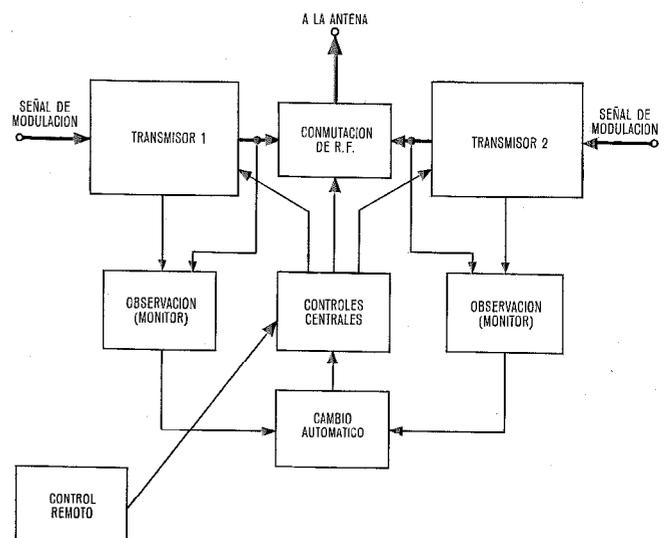


Fig. 2 Esquema bloque de un transmisor doble de FM-VHF para trabajar en reserva pasiva.

Los transmisores simples se ajustan de tal manera que su agrupación para formar un transmisor doble no ofrece problema alguno. El conmutador de RF representado en la figura 2 se halla colocado físicamente encima de los bastidores transmisores y está directamente conectado a las salidas de RF de los dos transmisores sencillos. En estos transmisores ya se han provisto circuitos de supervisión. Los controles centrales para el transmisor doble con los terminales del control remoto y de la conmutación automática, se han combinado en una unidad enchufable que se sitúa en uno de los dos transmisores sencillos, en lugar del demodulador de prueba.

Diseño mecánico

Las especificaciones de desarrollo interno enumeradas en el punto 2, condujeron a un diseño mecánico del transmisor y a una distribución del espacio en la forma que puede verse en las figuras 3 y 4.

Con objeto de poderse instalar varios transmisores directamente adosados a la pared, como es práctica normal en las estaciones transmisoras, y no obstante, conservar un fácil acceso y sencillo mantenimiento, cada transmisor simple se ha montado en un trole retráctil (ver Fig. 4). Cuando el transmisor se halla fuera de su bastidor, puede ponerse en funcionamiento y

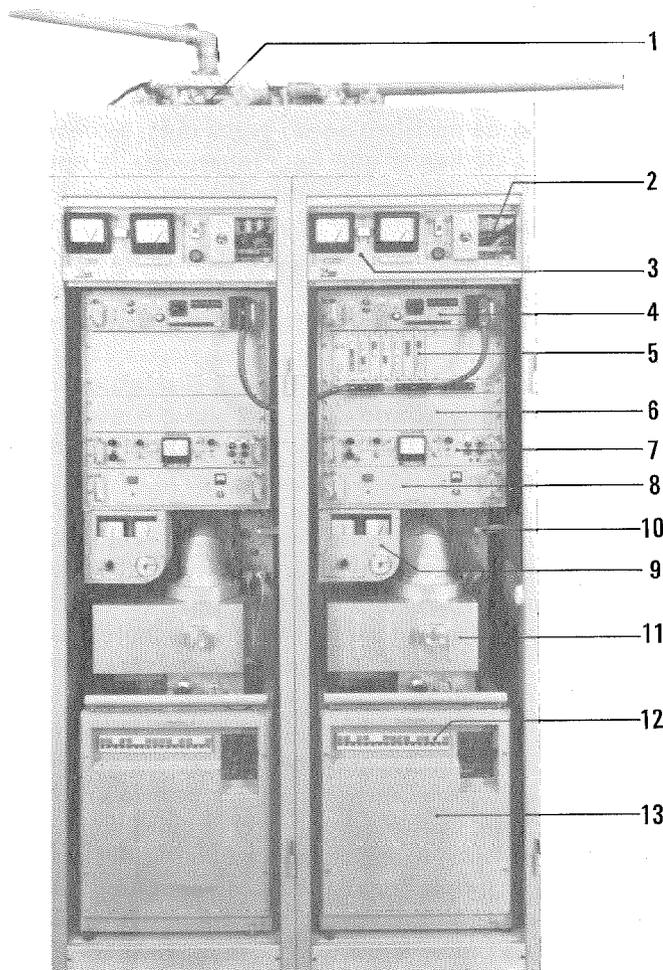


Fig. 3 Vista frontal de un transmisor doble (con asignación de espacios).

probarse mediante cables prolongadores y adaptadores de conductos de aire.

El bastidor que aloja un transmisor simple, tiene una altura de 2154 mm (7 pies y 0,8 pulgadas), una longitud frontal de 641 mm (2 pies y 1,2 pulgada) y una profundidas de 1214 mm (3 pies y 11,8 pulgadas). Eventualmente, puede colocarse un conmutador de RF encima de los bastidores (en caso de un transmisor doble). La parte superior del bastidor contiene los terminales del suministro de red con el interruptor colocado en la parte derecha y en la parte izquierda se halla un panel de instrumentos articulado, dejando libres las clavijas de conexión entre el bastidor y el trole retráctil. Además, el bastidor contiene las conexiones y tuberías de conducción para la admisión y expulsión del aire de refrigeración necesario. De acuerdo con las circunstancias locales, la entrada de aire puede equiparse bien en la parte superior del bastidor o en su base.

La figura 3 muestra la vista frontal de un transmisor doble y exterioriza su disposición física de acuerdo con los esquemas bloque de las figuras 1 y 2. Los números de posición de la figura 3 se refieren a los siguientes módulos, grupos funcionales y unidades enchufables, respectivamente.

a) Conmutador de potencia de RF para transmisores dobles que conecta la antena al transmisor en servicio. En condiciones de fallo, conmuta automáticamente al transmisor de reserva.

b) Interruptor con bloqueo combinado, con cuchillas visibles para separación total del transmisor y la

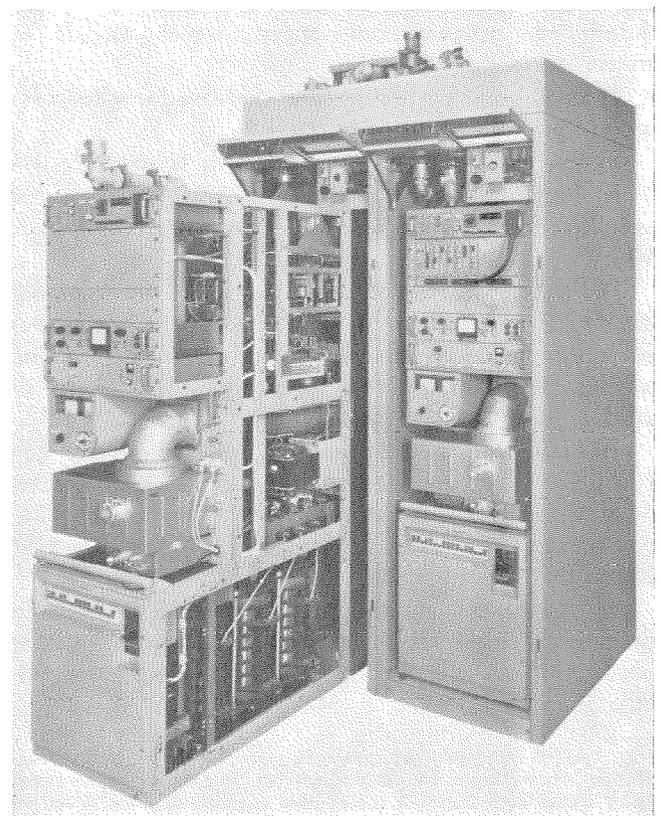


Fig. 4 Vista de un transmisor doble; el transmisor de la izquierda fuera de su bastidor.

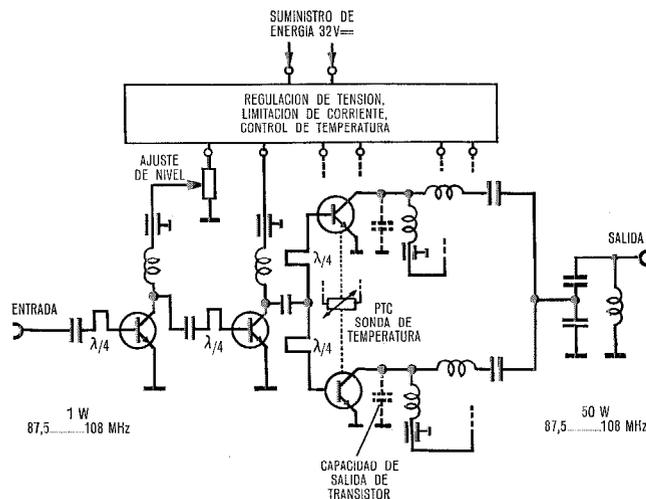


Fig. 5 Diagrama del preamplificador transistorizado de RF-50 W.

red. Para eliminar el peligro de sacudidas eléctricas, este conmutador se halla totalmente encapsulado.

c) Panel de instrumentos con aparatos de medida para la potencia de salida de RF (potencia incidente y reflejada) y para el voltaje de red.

d) Unidad enchufable para realizar funciones de conmutación, bloqueo eléctrico y supervisión.

e) Unidad enchufable de controles centrales para transmisores dobles que contiene los circuitos de conmutación automática y los terminales de control remoto. Esta unidad se halla equipada solo en uno de los dos bastidores*. En el segundo bastidor de un transmisor doble, este lugar puede ocuparse con un demodulador de prueba, como sucede en el caso de los transmisores simples.

f) Espacio reservado para el codificador estereofónico (o para un receptor repetidor).

g) Excitador para la generación de la señal de RF.

h) Preamplificador de RF de 50 W para llevar al amplificador de potencia de RF a su máxima salida de 10 kW.

i) Panel de instrumentos del amplificador de potencia de RF provisto de un conmutador para la comprobación de las corrientes y tensiones de trabajo y de un termómetro para controlar la temperatura del aire de salida.

j) Llave de descarga de bloqueo, combinado con cuchillas visibles para cortocircuitar los componentes de alta tensión del suministro de energía. Sin antes haber actuado esta llave, no es posible sacar el trole del transmisor de su bastidor.

k) Amplificador de potencia de RF de 10 kW. Sólo después de haber accionado la llave de descarga j), se puede abrir la caja del amplificador (acceso a la válvula amplificadora).

* Esta unidad enchufable está conectada a los módulos de bloqueo eléctrico de cada transmisor sencillo mediante un cable con conectores enchufables visible en la figura 2. Es también a través de estos cables por donde la unidad de controles centrales obtiene sus voltajes de funcionamiento, a través de diodos de desacoplamiento. Se provee otra clavija para conectar un sistema de control remoto.

l) Interruptores automáticos para las diversas subunidades.

m) Espacio ocupado por el suministro de energía del amplificador de potencia de RF de 10 kW.

En los transmisores simples, se omiten las posiciones a) y e).

La figura 4 muestra una vista de un transmisor doble con uno de sus troles de transmisor fuera del bastidor. En la parte superior de esta unidad, pueden verse los conectores coaxiales de la salida del transmisor. Se han alzado los paneles de instrumentos de ambos bastidores. La unidad transmisora retráctil muestra la estructura del suministro de energía del amplificador de potencia.

Diseño del circuito de los módulos del transmisor

Además del excitador, del que no se tratará en este artículo, otros módulos funcionales importantes del transmisor son el preamplificador de RF y el amplificador de potencia de RF con su unidad de alimentación y las facilidades de bloqueo eléctrico.

Preamplificador de RF de 50 W transistorizado

La figura 5 muestra el circuito de este amplificador que está constituido por tres etapas en cascada, con dos transistores en paralelo en la tercera etapa, que dan una potencia de salida de 50 W.

Debido a la realización de las transformaciones de impedancia necesarias en los puntos de entrada de los transistores mediante líneas en cuarto de onda y por la aplicación de un filtro ancho pasobanda, se obtiene una anchura de banda que hace innecesaria la operación de sintonía en toda la banda de frecuencias desde 87,5 MHz a 108,0 MHz.

Puesto que la salida del preamplificador transistorizado se aplica directamente al circuito de rejilla del amplificador de potencia y pueden producirse ocasionalmente impedancias terminales complejas cuando se sintoniza el amplificador de potencia, la salida del amplificador transistorizado debe protegerse contra toda reflexión cualquiera que pueda ser su amplitud o fase. En el caso presente, esto se consigue mediante un margen de seguridad extraordinariamente elevado en el funcionamiento de los transistores (disipación admisible de potencia de cada transistor individual, 70 W) y mediante un circuito limitador de corriente que reduce la tensión de funcionamiento del amplificador total si en uno de los transistores se exceden los valores de corriente especificados.

La figura 6 presenta la unidad enchufable del preamplificador de 50 W que contiene el amplificador transistorizado propiamente dicho (en posición media) con el control de voltaje de c.c. y el circuito limitador de corriente (situado en el lado izquierda de la caja amplificadora) y un conmutador con instrumento de medida que permite controlar las tensiones y corrientes típicas de funcionamiento. Además, forman parte de esta unidad enchufable un dispositivo para dar paso a la trampa de portadora y redes de filtraje para el

voltaje de alimentación rectificado de 32 V suministrado desde una fuente externa.

La figura 7 muestra el amplificador transistorizado sin la cubierta (corresponde a la parte media de la figura 6). Debido a que el amplificador está formado por tres tarjetas de circuito impreso apiladas y existen conexiones entre estas tarjetas (técnica de "strip-line") el circuito está parcialmente oculto. En el extremo de la derecha de las tarjetas impresas puede reconocerse el filtro de salida con los condensadores de mica y las inductancias impresas. Todos los transistores de potencia están directamente atornillados a un disipador de calor con aletas que también contiene las tarjetas de circuito impreso y está refrigerado por una corriente forzada de aire.

Amplificador de potencia de RF de 10 kW equipado con válvula

El amplificador de potencia de una sola etapa trabaja con un tetrodo de 10 kW recientemente desarrollado, de alta calidad, modelo RS 2032 CL, montado con cátodo a masa de manera que la potencia de excitación necesaria para conseguir una salida de RF de 10 kW resulta de un orden de magnitud de aproximadamente 50 W que se puede obtener con relativa facilidad a partir de amplificadores transistorizados. A petición de SEL, el fabricante diseñó este tetrodo para aplicación especial en un circuito de cátodo a masa en una doble forma:

- El conductor de rejilla de control se ha guiado a través de la base del tubo como una línea concéntrica en el interior del conductor de cátodo; de este modo, la capacidad ánodo a rejilla se reduce considerablemente y puede así evitarse el acoplamiento cruzado causado por la corriente anódica que circula por el conductor de cátodo.
- En el interior del tubo se ha insertado una resistencia en serie en el conductor de rejilla de control. Esta resistencia — juntamente con la conductancia electrónica de entrada — proporciona la anchura de banda requerida a una frecuencia dada de trabajo y representa un factor de amortiguamiento para las frecuencias espúreas eventuales que resulta efectivo independientemente de la sintonía del cir-

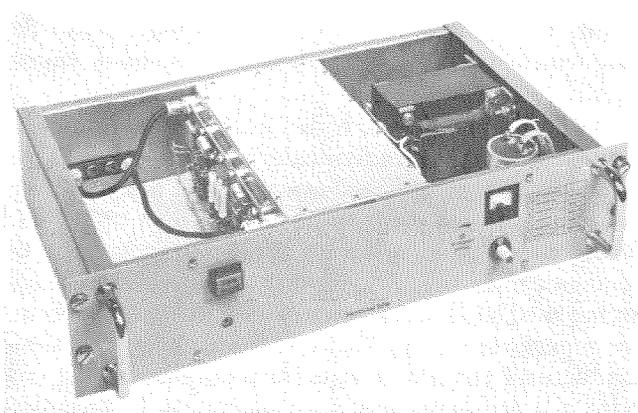


Fig. 6 Unidad enchufable del preamplificador de RF de 50 W.

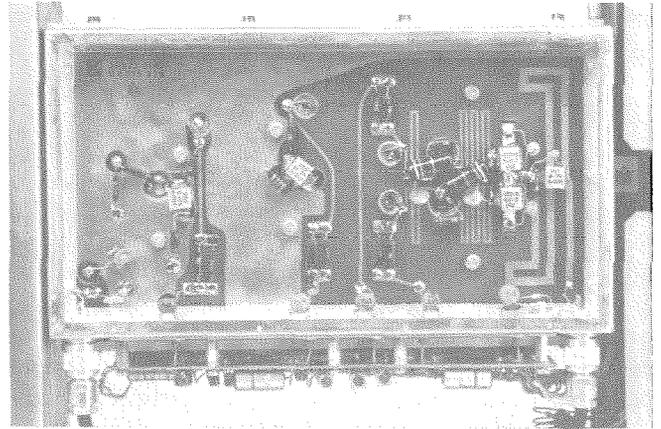


Fig. 7 Diseño del circuito del preamplificador transistorizado de RF-50 W.

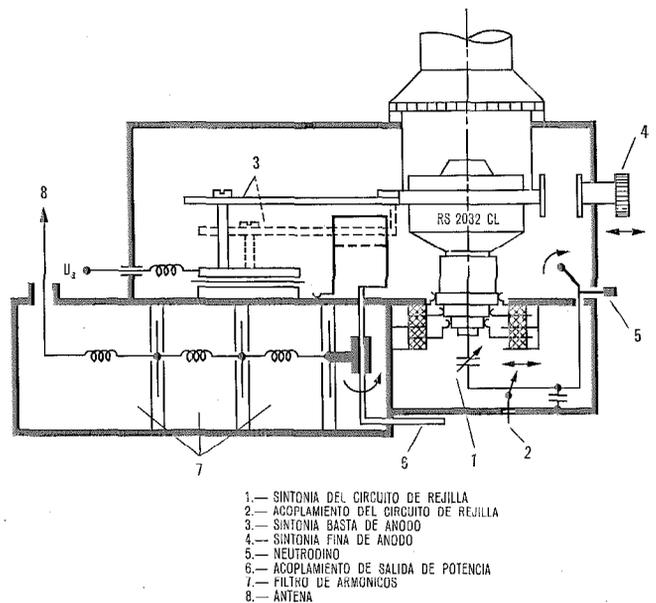


Fig. 8 Esquemático del amplificador de potencia equipado con válvula.

cuito de la rejilla de control y aumenta al elevarse la frecuencia.

La resistencia de amortiguamiento incorporada y la neutralización de la capacidad residual entre la rejilla de control y el ánodo (la toma de neutralización está capacitivamente acoplada al ánodo) garantizan un funcionamiento de autoexcitación libre incluso si el transmisor se ha de conectar a un filtro combinador de transmisión selectivo* que — juntamente con la antena — está adaptado solamente a la banda de frecuencias de trabajo.

La figura 8 muestra el diseño esquemático del amplificador de potencia. En la parte inferior derecha, puede verse el circuito de rejilla de control con el acoplamiento de entrada ajustable y el dispositivo de sintonía y neutralización. Los dos conductores de filamento están bloqueados para el tabique que desacopla la cavidad de rejilla y la cavidad de ánodo; la rejilla

* Es práctica normal en las estaciones transmisoras conectar varios transmisores que trabajan en diferentes canales a una antena común de banda ancha mediante filtros combinadores con características de pasobanda.

pantalla hace contacto directamente con dicho tabique permaneciendo al potencial de masa.

En la parte superior de la representación esquemática, pueden verse al circuito de ánodo con el condensador de bloqueo de ánodo, el dispositivo de sintonía aproximada inductivo y el de sintonía fina capacitivo. Para cubrir toda la banda de frecuencias, se utilizan dos inductancias de ánodo diferentes (señalada una de ellas con línea de puntos). Debajo de la inductancia de ánodo, puede verse el bucle de acoplamiento de salida que está conectado directamente al filtro de armónicos. Este último está diseñado como un filtro paso bajo con cuatro inductancias en serie y tres capacidades en paralelo.

Encima de la válvula, se encuentra la conexión de salida de aire que está equipada con una pantalla alveolar para suprimir la radiación de RF. El flujo de aire pasa a través de las cavidades de rejilla y de ánodo. Además, el filtro de armónicos también está refrigerado por aire.

La figura 9a muestra la cavidad de ánodo con la cubierta y la conexión de salida de aire quitadas. En la

figura 9b se ha sacado la válvula amplificadora de manera que pueden verse el sistema concéntrico de láminas de contacto y la desviación del aire de refrigeración para los contactos de la rejilla de control y del cátodo.

La alimentación del filamento de la válvula se hace con tensión de c.a. estabilizada, cuyo zumbido se reduce al mínimo mediante un circuito puente. El sistema de cátodo del tubo, que está equipado con un filamento toriado permite un tiempo de caldeo extremadamente corto, de manera que el transmisor puede dar su potencia de salida nominal solamente tres segundos después de encendido.

El ánodo y la rejilla pantalla se alimentan mediante dos unidades de suministro de energía independientes, mientras que el voltaje de polarización de la rejilla de control se obtiene por medio de una resistencia catódica. Este método, además de evitar un rectificador separado para la rejilla de control y sus correspondientes circuitos de bloqueo, produce una realimentación negativa de c.c. que reduce considerablemente la modulación de la señal de salida de RF debida al zumbido de la red. Sin medidas especiales de seguridad, la generación automática del voltaje de polarización de rejilla de control, podría provocar una inadmisiblemente elevada disipación de ánodo en caso de faltar la señal de excitación de RF. Para proteger el tubo contra esta sobrecarga, el voltaje de rejilla pantalla queda automáticamente reducido cuando se midan menos de 4 kW de potencia de RF a la salida del amplificador.

Estas mismas medidas sirven también de protección en el caso de una sobrecarga debida al proceso de sintonía del amplificador.

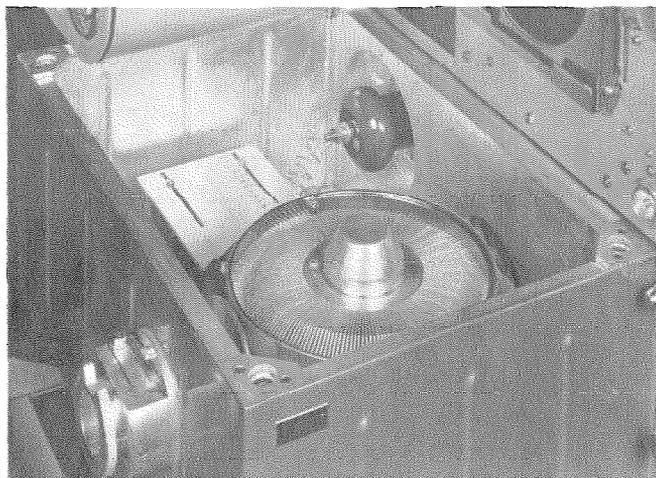
Sistema de bloqueo eléctrico

Se dedicó una atención especial al sistema de bloqueo eléctrico del nuevo transmisor de VHF. La idea fué restringir al mínimo el uso de componentes de contactos convencionales (relés) para conseguir un aumento de la seguridad funcional.

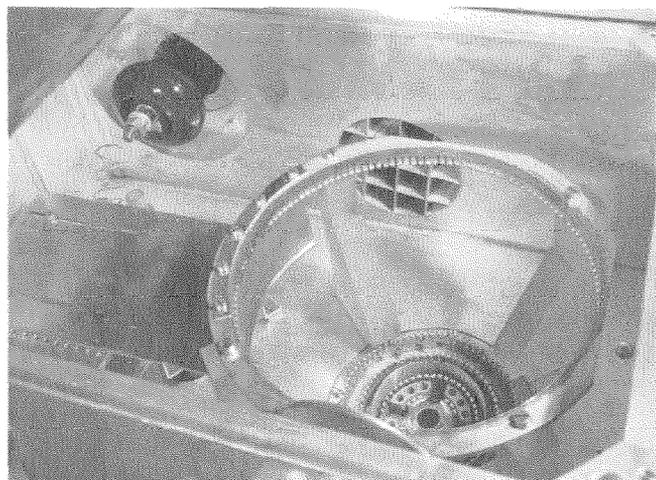
Sin embargo, esta intención se veía limitada por las prácticas de indicación o control remotos actualmente utilizadas en las estaciones de radio, que requieren contactos libres de potencial, así como por consideraciones de coste y seguridad en aquellos casos en que han de manejarse potencias elevadas.

En la figura 10 se muestra el funcionamiento del bloqueo eléctrico del transmisor y el sistema de supervisión.

En la fila superior, se hallan simbolizadas las unidades de alimentación individuales y el inyector de aire. Al encender el transmisor estas unidades han de arrancar una secuencia predeterminada y deben seguir una rutina adecuada si se ha de apagar el transmisor en condiciones de avería. Las unidades individuales se conectan mediante contactores magnéticos que son siempre superiores a conmutadores constituidos por semiconductores cuando la seguridad, simplicidad del circuito y la economía han de coincidir con la necesidad de manejar elevadas potencias trifásicas.



a) con la válvula equipada



b) con la válvula quitada

Fig. 9 Amplificador de potencia equipado con válvula, quitada la cubierta y el conducto de salida de aire.

Como se indica en la figura 10, el circuito de excitación de los contactores magnéticos se conecta mediante conmutadores constituidos por semiconductores TRIAC que se disparan directamente por las señales de salida digitales de los circuitos lógicos.

Debajo de los conmutadores TRIAC, la figura 10 muestra los circuitos lógicos del sistema de bloqueo eléctrico. Estos circuitos lógicos conectan las indicaciones de respuesta procedentes de las unidades de alimentación (parte superior) a las eventuales indicaciones de fallo originadas en el transmisor (parte izquierda) y de aquí deduce las instrucciones de conmutación para los conmutadores TRIAC.

Los circuitos lógicos están formados principalmente por puertas NO-Y (NAND) que pueden realizar todas las combinaciones necesarias. Como voltajes espúreos, originados en los sistemas de alimentación, podrían interferir en el sistema de secuencia de conmutación eléctrica, se emplea una lógica integrada de alto nivel con un margen de ruido de 5 voltios a una tensión de funcionamiento de 15 voltios.

En los circuitos de retardo de tiempo y conmutadores de umbral (no mostrados en la figura 10) que convierten las señales analógicas en digitales adecuadas para operaciones lógicas, el sistema de secuencia de conmutaciones lógicas emplea un tipo flexible de amplificador operacional. La baja corriente de entrada y el pequeño desequilibrio de voltaje de los amplificado-

res operacionales garantizan la buena estabilidad y ajustabilidad de los intervalos de retardo y voltajes de umbral.

La supervisión del transmisor se simboliza en la parte derecha de la figura 10. Aquí, cualquier indicación de avería se mantendrá memorizada con protección de fallo de red (relés con dos posiciones de reposo) y queda representada por lámparas indicadoras. Salvo para la información "Fallo de Transmisor" que acciona el conmutador automático y se repone cuando desaparece la avería, todas las indicaciones de fallos deben reponerse manualmente de manera que, incluso para averías no reproducibles, pueda posteriormente aclararse la causa de la desconexión.

En lo que sigue, se hará una demostración del modo de funcionar los circuitos lógicos del sistema de bloqueo eléctrico, explicando una secuencia de encendido. Para comprender mejor el diagrama del circuito, estableceremos que las indicaciones de fallo (por la izquierda) llegan como una señal "0" y que las indicaciones de respuesta positivas procedentes de las unidades de alimentación (parte superior) llegan como señales "L". La orden de conmutación para los conmutadores TRIAC es también una señal "L".

El conmutador "encendido" (parte superior, izquierda) arranca al inyector de aire y al suministro de energía para los voltajes auxiliares que también alimentan a los circuitos lógicos.

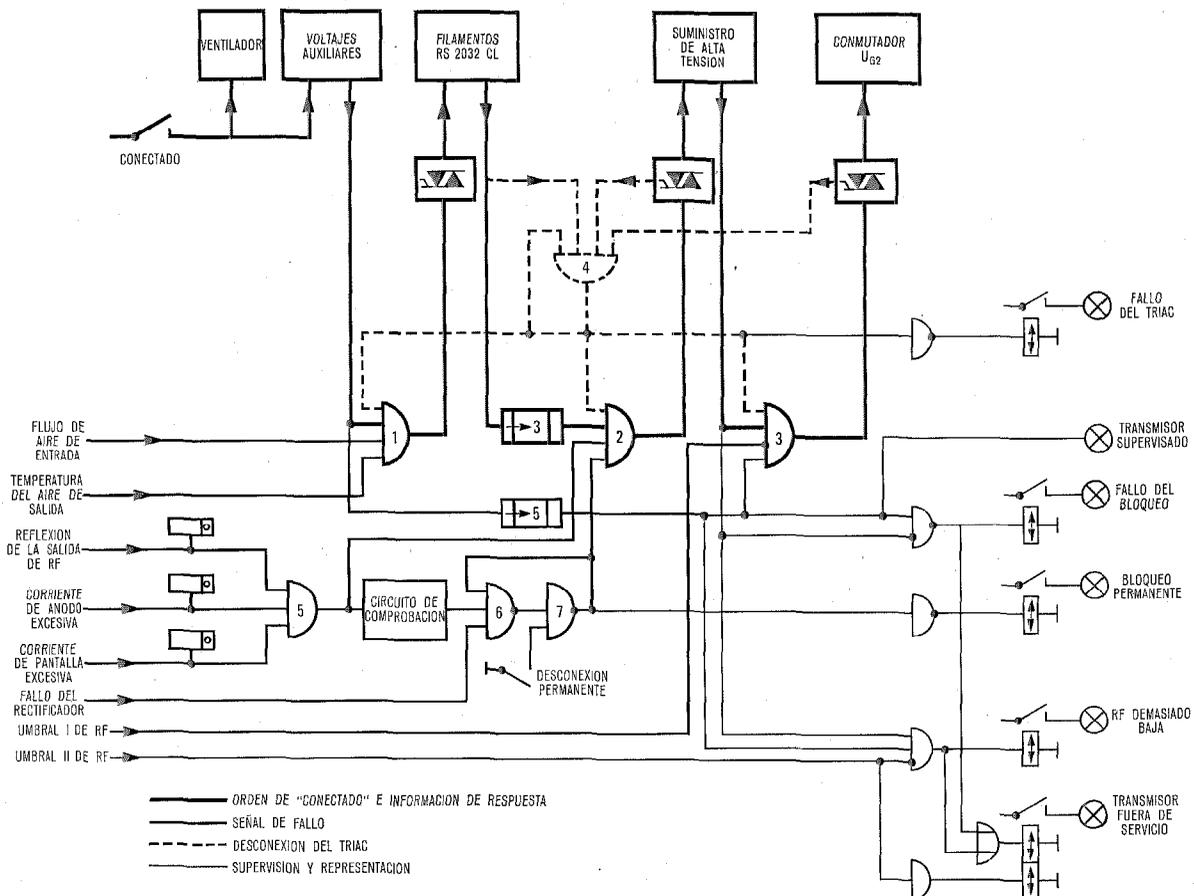


Fig. 10 Diagrama bloque del sistema de bloqueo eléctrico y de supervisión del transmisor.

La indicación de respuesta procedente de los suministros de energía auxiliares llega a la puerta 1 que dispara el primer TRIAC para encender el filamento de la válvula, si no hay indicación de que el flujo de aire de refrigeración es demasiado débil o que la temperatura del aire de salida es demasiado alta. (Las representaciones con líneas de puntos del diagrama se interpretarán más tarde).

Transcurridos tres segundos (tiempo de calentamiento del tubo) la indicación de respuesta procedente del filamento del tubo ("indicación de corriente del filamento") llega a la puerta 2 que dispara el siguiente TRIAC para conectar el suministro de A. T. de los voltajes de ánodo y de rejilla pantalla. Si la puerta 5 informa entonces que una de sus tres entradas ("reflexión de salida de RF", "exceso de corriente de ánodo", "exceso de corriente de rejilla pantalla") da una indicación diferente de "L", la puerta 2 hace que su correspondiente TRIAC desconecte el suministro de A. T. Hecho esto, cualquier indicación de fallo a la entrada de la puerta 5 desaparecerá, naturalmente, de manera que la puerta 2 volverá de nuevo a conectar el suministro de A. T. Esta operación se llama "prueba de repetición del ciclo"* y se repite rápidamente hasta tres veces en caso de avería permanente. Después del tercer intento fallido, dentro de un período de aproximadamente 20 segundos, se activa un elemento memorizador constituido por las puertas 6 y 7 ("desconexión permanente") que detiene la repetición del ciclo y que sólo puede desactivarse apretando un botón de reposición o apagando el transmisor. Además, este elemento memorizador puede actuarse directamente sin necesidad de repetir el ciclo, cuando llega a la puerta 6 una indicación de fallo procedente del rectificador de A. T. Tal caso, generalmente, indica el fallo de una cadena de diodos en el rectificador trifásico.

La indicación de respuesta procedente del suministro de energía de A. T. se conecta a una entrada de la puerta 3. Si la potencia de salida de RF no ha sobrepasado un valor de umbral especificado, 5 segundos después de que se haya conectado el suministro de energía auxiliar, una señal "L" procedente de "umbral de RF I" llega a otra entrada (inversora) de la puerta 3. Esto da como resultado la reducción del voltaje de rejilla pantalla conmutado con un contactor de tomas.

Con estas medidas puede evitarse una sobrecarga inadmisibles del tubo debida a una elevada disipación de ánodo.

Debe dedicarse atención especial al circuito de protección de los TRIAC (representación en línea de puntos en la figura 10). Las señales lógicas se obtienen comparando el estado de conmutación actual de los tres TRIAC con su estado de conmutación esperado. Estas señales llegan a la puerta 4. Incluso una indicación de fallo de corta duración será almacenada en la puerta 4 y bloqueará las puertas 1, 2 y 3 de manera

* En todo equipo transmisor de cierta importancia, como es el caso de los transmisores de radiodifusión de VHF, un corte debido a un accidente momentáneo no repetitivo, por ejemplo, una descarga causada por la emisión de gas en el interior del tubo, es altamente inconveniente (prueba automática de repetición del ciclo).

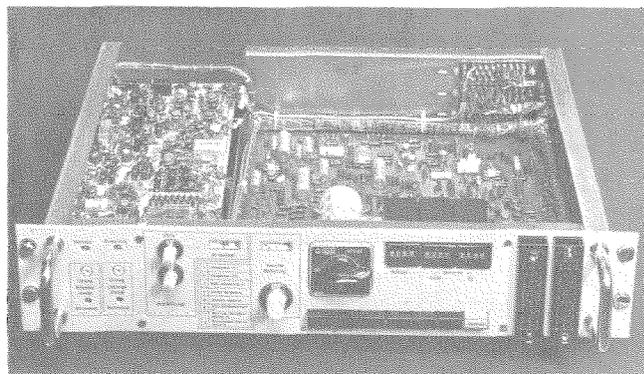


Fig. 11 Unidad enchufable con el sistema de bloqueo eléctrico y de supervisión.

que todos los TRIAC estén desconectados. Una indicación de fallo memorizada en la puerta 4 puede reponerse apagando el transmisor.

Se analizarán a continuación, solo brevemente, los circuitos monitores de la figura 10 (situados a la derecha). Los relés memorizados "Fallo del conmutador TRIAC" y "Bloqueo permanente" están controlados por sus indicaciones de fallo relativo (invertidos).

El relé de memoria "Fallo del sistema de bloqueo" se actuará si no hay indicación de respuesta procedente del suministro de energía de A. T. 5 segundos después de que se hayan conectado los voltajes auxiliares.

Si no se sobrepasa un segundo umbral de potencia de RF (ajustable) en un período de 5 segundos, y si no ocurre al mismo tiempo ningún "Fallo del sistema de bloqueo", se actuará el relé memorizador "Potencia de salida de RF insuficiente".

Para actuar el sistema de conmutación automática, se ha provisto el relé de memoria "Fallo del transmisor". Este relé responde a las informaciones "Fallo del sistema de bloqueo" o "Potencia de salida de RF insuficiente". Se repone automáticamente, si desaparece la avería y se logra de nuevo la potencia de RF suficiente.

El tiempo de retardo de 5 segundos se utiliza para suprimir las señales interferentes que incidentalmente pueden desarrollarse inmediatamente después del encendido. Por tanto, el transmisor solo está totalmente supervisado después de ese período. En consecuencia, este instante se representará mediante la lámpara de indicación "Supervisión conectada". Esta lámpara muestra también la indicación de respuesta procedente del suministro de energía auxiliar.

La figura 11 muestra la unidad enchufable (posición n° 4 en la figura 3) que contiene los dispositivos y circuitos para la conmutación, bloqueo eléctrico y supervisión del transmisor, como se han descrito anteriormente.

* Algunos clientes especifican versiones de transmisores con comparación de modulación adicional. Para estos casos, se ha provisto otro relé de memoria "Fallo de modulación" que se considera equivalente al relé de memoria "Potencia de salida de RF insuficiente". En este caso, el receptor superheterodino sintonizado automáticamente, con el discriminador de FM necesario para la comparación de modulación, se incorpora en el sistema de bloqueo eléctrico.

Resumen

Los transmisores de radiodifusión estereofónicos de VHF, descritos en el presente artículo, se han desarrollado siguiendo los últimos aspectos técnicos. Están orientados hacia el mercado europeo, cumplen con las correspondientes especificaciones y, además, satisfacen requisitos especiales de algunos clientes que pueden variar según el lugar.

Se han medido los siguientes valores para un transmisor doble con una potencia de salida de 10 kW, incluyendo los inyectores de aire (un inyector para cada transmisor):

Consumo aparente de energía de la red	44 kVA
Con $\cos \varphi$	0,95
Volumen del aire de refrigeración . . .	13 m ³ /mín.
(medido a altitud normal)	(a 300 mm de columna de agua)

El sistema de refrigeración por aire de los transmisores puede funcionar en alturas hasta los 2000 m (6000 pies).

Referencias

- [1] H. Hornung y G. Müller: Nueva serie de transmisores de televisión, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43 (1968), n° 3, págs. 210—217.
- [2] G. Müller y J. Irmer: Nuevos transmisores de televisión para la banda de 175 a 230 MHz, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 45 (1970), n° 3, págs. 249—260.
- [3] Task Force n° 5 de la Asociación de Instituciones de Radiodifusión alemanas: 5/1.0 Regulaciones generales para dispositivos terminales transmisores y sistemas, julio 1970, edición n° 1 (en alemán). 5/3.1 Transmisores de radiodifusión de sonido en FM VHF, septiembre 1970, edición n° 3 (en alemán).

- [4] Especificaciones normalizadas de las autoridades de radiodifusión de Austria: Transmisores de radiodifusión de VM VHF, T2-31, noviembre 1970 (en alemán). Requisitos concernientes al sistema monitor automático controlable para transmisores de radiodifusión de sonido T2-33, febrero 1970 (en alemán). Requisitos concernientes a la conmutación automática por control remoto para transmisores de radiodifusión de sonido que trabajan en reserva pasiva, T2-33, enero 1970 (en alemán).
- [5] Emisoras de televisión y radiodifusión en VHF para Austria, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 46 (1971), N° 1, pág. 85.

R. Jörg Irmer nació el 24 de agosto de 1935 en Berlín. Desde 1954 a 1960 estudió telecomunicaciones en la Universidad Técnica de Berlín. Después de obtener su diploma, trabajó como ayudante de la cátedra de Tecnología de alta frecuencia en la Universidad Técnica de Berlín hasta su promoción a Doctor Ingeniero. En 1964 ingresó en el departamento de desarrollo de transmisores de Standard Elektrik Lorenz AG en Berlín. De 1968 a 1970 fué jefe de los laboratorios de desarrollo de transmisores.

En 1971, el Dr. Irmer fué nombrado ingeniero jefe del departamento de desarrollo de Berlín para equipos de radio.

Gotthard Müller nació el 3 de enero de 1905 en Berlín. Estudió telecomunicaciones en la Universidad Técnica de Berlín y concluyó sus estudios como ingeniero diplomado en 1930. Hasta su promoción, permaneció en la misma Universidad como ayudante y candidato para el grado de doctor.

En 1933 obtuvo el grado de Doctor Ingeniero. A partir de este momento, ocupó el puesto de ingeniero de desarrollo en el Instituto de Investigación AEG. En 1935 ingresó en el Laboratorio de Navegación de C. Lorenz AG, que fué una de las predecesoras de Standard Elektrik Lorenz AG. De 1938 a 1945 fué jefe de la división de investigación para equipos terrestres de radar en los Laboratorios de Investigación de Lorenz. Volvió de nuevo a la Compañía en 1955 como ingeniero de desarrollo en el laboratorio de transmisores de alta potencia. De 1963 a 1970 ocupó el puesto de ingeniero jefe del departamento de desarrollo de Berlín para equipos de radio.

Desde 1971, el Dr. Müller trabaja en misiones especiales como colaborador de SEL independiente.

Nuevas Realizaciones

El centésimo transmisor de televisión sale de la factoría de SEL en Berlín.

En los primeros días de noviembre de 1970, el centésimo transmisor de televisión de la banda VHF (470 a 860 MHz) salió de la factoría de Standard Elektrik Lorenz AG de Berlín. Este transmisor es parte de una instalación dual de 20 kW, comprendiendo dos transmisores de 10 kW con klystron trabajando en paralelo en el sistema conocido por VARIOCOUPLER.

Del centenar de transmisores de 2 a 40 kW, suministrados hasta la fecha, 39 han sido instalados en Holanda, Austria, Suecia y Suiza; 61 fueron instalados en Alemania Occidental.

La modulación en FI fué introducida ya en 1960. Desde 1967 los transmisores fueron equipados con etapas preamplificadoras del tipo de estado sólido (ver Nueva serie de transmisores de TV, H. Hornung y G. Müller, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43 (1968), N° 3, págs. 210—217).

En 1970 fueron suministrados un total de 35 transmisores de TV; el 60 % fueron exportados de Alemania.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana

Un nuevo PABX: Minimat* 60.

Un nuevo tipo de PABX, llamado Minimat 60, ha sido construído y comercializado por la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques. Fué presentado en la Exposición Internacional SICOB, celebrada en París en 1970 y ha demostrado ya la excelente acogida e importante éxito entre los clientes franceses.

Esta central está formada por dos armarios y tiene capacidad para 80 estaciones de abonados y 10 redes de líneas principales. Cuando se incorpora un tercer armario se puede manipular el tráfico por subconjuntos de botoneras.

Las mayores facilidades de operación conocidas hasta la fecha han sido incorporadas al Minimat 60 para reunir todas las necesidades que un amplio campo de usuarios precise.

Tecnología

La técnica del sistema Minimat, está basada principalmente en la miniaturización que permite la obtención de conjuntos con pequeñas necesidades de espacio.

La utilización de módulos enchufables constituídos por tarjetas de circuitos impresos permite su fácil extracción o su rápido intercambio.

Estas características permiten un menor tiempo de instalación y un mantenimiento más sencillo.

Cada una de estas tarjetas enchufables corresponden a un subconjunto operativo.

Las tarjetas usadas como soportes de relés son llamadas "tarjetas madre"; las de componentes varios tales como diodos, transistores, resistencias, etc., están montados sobre láminas de circuitos impresos llamadas "tarjetas hijas" y dispuestas formando ángulo recto con la "tarjeta madre".

La conexión de las tarjetas al cableado del bastidor se efectúa por medio de conectores con enclavamiento.

El equipo está alojado en armarios de chapa que tienen las siguientes dimensiones $1,39 \times 0,862 \times 0,450$ metros. El armario está diseñado para poder ser adosado a la pared y va montado sobre ruedas para facilitar su desplazamiento.

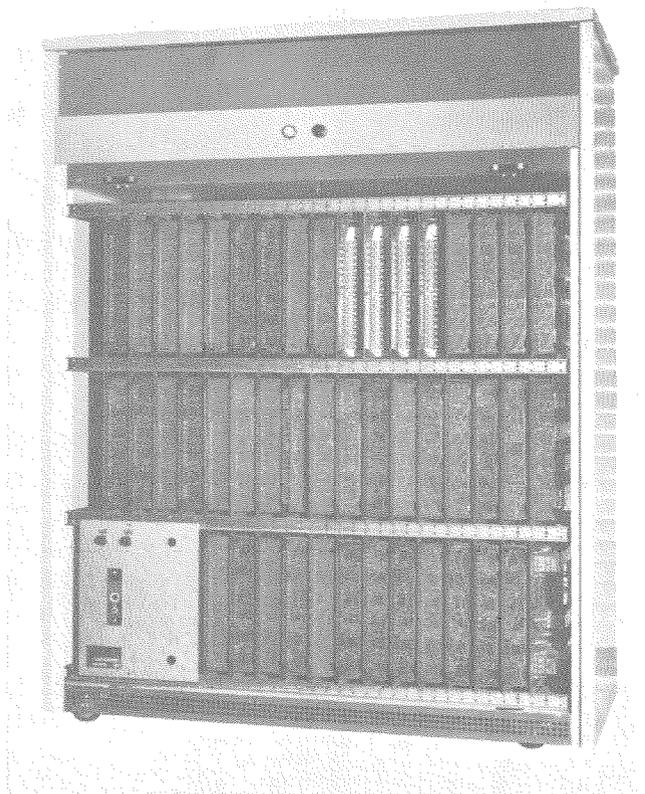
La parte frontal está formada por un panel desmontable que protege las tarjetas que van montadas unas junto a otras en tres niveles y soportadas lateralmente por medio de guías-correderas.

Material empleado

El sistema Minimat usa solamente un tipo de conmutador múltiple miniaturizado, incluyendo 16 entradas a 4 hilos y 8 salidas a 4 hilos; de este modo se facilita el establecimiento de ocho conexiones a 4 hilos entre 16 niveles de abonados.

Las conexiones son efectuadas mecánicamente. Se establecen por el envío de impulsos sobre conectores y selectores electromagnéticos, mientras que para su vuelta al estado de reposo sólo precisa un impulso sobre el conector electromagnético.

La conexión tarda alrededor de 10 milisegundos en ser establecida.



Vista general del armario "A" sin el panel frontal.

Este multiconmutador está equipado sobre una tarjeta de circuito impreso de 220×250 mm, sobre la que van montados los diodos de desacoplo para los circuitos controlados electromagnéticamente.

Su conexión al cableado se efectúa por un conector de 132 terminales.

Los relés tipo 65 están diseñados especialmente para ser montados sobre tarjetas de circuitos impresos. Se usan dos tipos de relés con 4 ó 6 contactos, que miden $32 \times 31 \times 20$ mm y $32 \times 31 \times 26$ mm y pesan 38 y 48 gramos, respectivamente.

Las bobinas usadas sirven para tensiones de suministro comprendidas entre 6 y 60 voltios.

Los relés se operan solamente con un retardo de unos pocos milisegundos.

Además se ha previsto la utilización de relés rápidos de mercurio o de lengüeta, cuando desde el punto de vista de las condiciones de operación de la carga y la velocidad de operación no son compatibles con las características del relé tipo 65.

El sistema usa un gran número de diodos y transistores de silicio de gran calidad, así como los componentes convencionales. Estos componentes son cuidadosamente seleccionados para dar al equipo el más alto grado de confiabilidad.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

* Marca registrada del sistema ITT.

Cable coaxial de 12 MHz Madrid — Zaragoza.

Durante el último trimestre de 1970, han sido concluídas la instalación y pruebas del sistema coaxial entre Madrid y Zaragoza. El sistema comprende 2 estaciones terminales, 3 repetidoras principales y 63 repetidoras auxiliares. Estas últimas han sido totalmente fabricadas por Standard Eléctrica, S. A., (Factoría de Villaverde). El resto del equipo ha sido suministrado por STC de Londres.

Standard Eléctrica, S. A., España

Centro de control de comunicaciones.

Nuestro centro de control de comunicaciones recientemente instalado ha sido diseñado para permitir la rápida detección y reparación de los fallos de todos los servicios internacionales, incluyendo telex, circuitos arrendados y mensajes. Es capaz de detectar problemas existentes o potenciales, diagnosticando la avería de la unidad a sistema, corrigiendo el fallo y restaurando el servicio.

El diagrama del bloque de los análisis y pruebas del sistema, indican como está organizado el centro de control de comunicaciones, para efectuar cada una de esas funciones. Hay dos tipos principales de posiciones de comprobación. Una opera sobre los canales telegráficos y los multiplex por división de frecuencia (FM/VFT) que son portadores de los canales telegráficos internacionales. Esas posiciones comprueban los canales arrendados, en la misma forma que las redes principales de mensajes y de telex. El segundo tipo de posición de pruebas actúa sobre los canales de datos.

Elementos más importantes

(ver fotografía y diagrama de bloques)

a) Detección automática de averías

Unidades de acceso digitales, explorando continuamente las líneas telegráficas, informan al controlador de las que tienen excesiva distorsión.

b) Consola del controlador

Esta posición contiene alarmas automáticas para circuitos abiertos, fallos de equipo y excesivas pérdidas de tono. La salida de la unidad de acceso se presenta sobre un teletipo. La consola contiene también teléfonos con llamada directa, teléfonos con disco automático y una posición múltiple para concentrar 45 líneas de órdenes de teletipo, seleccionables presionando pulsadores.

c) Sistema de pruebas telegráficas

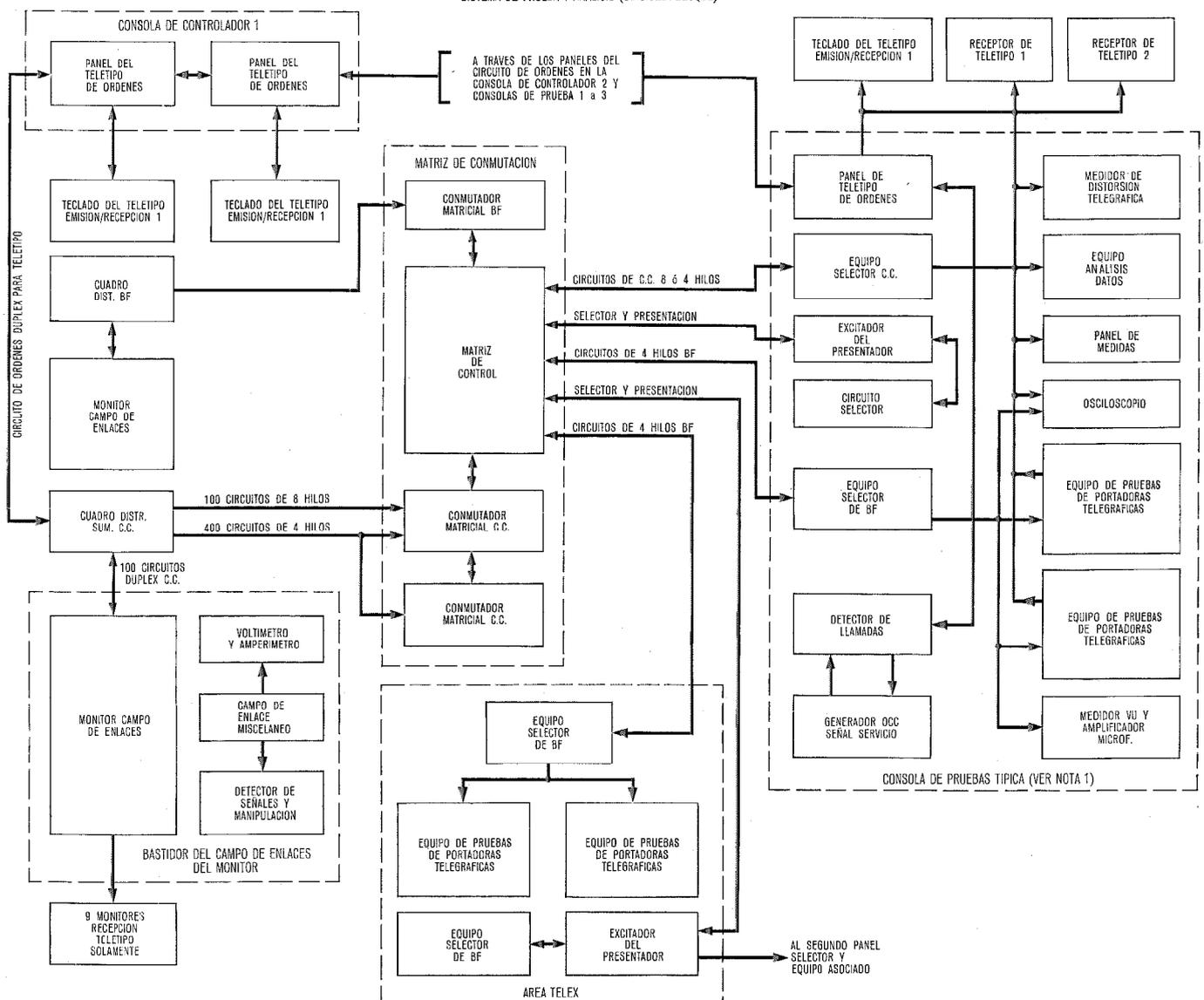
El sistema de pruebas telegráficas está constituido por consolas de pruebas, una matriz de conmutación para la selección de sistemas telegráficos, otra para la selección de canales BF y un monitor acoplador de bastidores con impresores asociados.

d) Sistema de prueba de datos

La consola de prueba de datos, similar en construcción y funciones a la consola de pruebas telegráficas es usada alternativamente para comprobar circuitos del tipo vocal/datos. Es una consola de posiciones múltiplex donde todos los circuitos de datos pueden ser monitorizados sobre un básico dial a través de una matriz asociada. Entre los dispositivos incorporados en esta consola están un decibelímetro, osciloscopio y analizador de espectros.

Las averías importantes son comunicadas a la consola terminal de datos donde se puede restablecer o reequilibrar un

SISTEMA DE PRUEBA Y ANALISIS (DIAGRAMA BLOQUE)



Notas: La consola de pruebas 4 es típica como todas las demás consolas y sólo difiere en el detector de llamadas y generador de señal de servicio.



Desde este centro de control de comunicaciones sito en la parte baja de la ciudad de Nueva York, operadores de ITT World Communications leen masivamente sobre cientos de circuitos ultramarinos de comunicaciones telegráficas y de datos, comprobando la calidad de la transmisión y toman acción correctiva para asegurar un alto grado de funcionamiento de las dilatadas redes mundiales de cables submarinos y comunicaciones radio vía satélite. El sistema fué instalado por la International Telephone and Telegraph Corporation, subsidiariamente como parte de un programa de mejoras por muchos millones de dólares.

circuito. Además de los dispositivos que tiene la consola de prueba de datos, cada consola terminal tiene: contador de impulsos, equipo de medida de ruido, equipo de medida de retardo, contador de frecuencia, oscilador, medidor de perturbaciones de fase en el sincronismo, carta registradora, registrador X-Y, voltímetro selectivo y cinta registradora. No es usada solamente para localizar las dificultades principales de funcionamiento, sino también cuando se instalan nuevos circuitos.

e) Sistema de pruebas remoto

Acceso a la matriz de selección de los sistemas de frecuencia vocal, ha sido conducida hasta nuestra distante área de conmutación telex. Este área está equipada con analizadores de 18 y 24 canales, que permiten examinar directamente los enlaces telex sospechosos cuando aparecen en el complejo de BF.

ITT World Communications, Estados Unidos de América

Sistema de comunicaciones espaciales por laser.

Se están efectuando pruebas en un sistema de comunicaciones laser en tiempo real para el sistema espacial de comunicaciones laser de gran altitud, para sondas de gran profundidad en el espacio, por un contrato de dos años con la NASA (National Aeronautics and Space Administration).

El sistema de comunicaciones ópticas utiliza una onda continua de un laser helio-neon para obtener un enlace de comunicaciones de televisión en color en tiempo real. Este sistema ha sido comprobado desde un avión volando a alturas de hasta 23.000 metros (70.000 pies) para simular un medio ambiente espacial. Ya ha sido probado en tierra a muy grandes distancias con excelentes resultados. Los márgenes de error han sido menores que una parte por millón de bits de información. El sistema manipula hasta 30 millones de bits por segundo.

El equipo comprende todas las características de un sistema funcional, incluyendo búsqueda automática, orientación, arrastre y conservación del estrecho haz laser. Se puede utilizar como un sistema óptico de capacidad duplex; es decir, como una comunicación bidireccional simultánea.

Otra ventaja del sistema es la pequeña potencia manejada. Toda la potencia transmitida por el estrecho haz del laser se

concentra directamente en el receptor. El sistema precisará solamente 5 milivatios para transmitir desde un avión a gran altura. Eventualmente, en las sondas espaciales de profundidad, se espera no precisar más de 1 vatio para transmitir señales de video a millones de kilómetros desde el espacio a la tierra.

ITT Aerospace/Optical Division, Estados Unidos de América

Radiotéfonos para comunicaciones del servicio móvil.

ITT Mobile Communication ha recibido orden de Carphones Limited de Forest Gate, Londres, para desarrollar radiotéfonos para el servicio móvil de comunicaciones de sus vehículos. La orden comprende 500 unidades móviles multicanales y 11 estaciones fijas. Operan en muy alta frecuencia y trabajan con modulación de amplitud.

Carphones Limited pretende ofrecer un servicio de avisos y mensajes entre los vehículos de sus abonados y una oficina central.

Sucursales locales en las principales ciudades del Reino Unido cubrirán todas las carreteras principales y secundarias. Las estaciones fijas en el área de Londres son: en el sur, Shooters Hill; en el suroeste, Richmond; en el norte Highgate y en el noroeste Hampstead. Cubren la gran área londinense y el aeropuerto de Heathrow. Estaciones fijas complementarias serán instaladas en Luton, Birmingham, Coventry, Nottingham y Manchester. Será además instalada otra en el Palacio de Cristal para cubrir el sur de Londres. La estación central de control, se instalará en el edificio principal de la compañía Forest Gate.

ITT Mobile Communications, Reino Unido

Reciente lanzamiento del radiotelefono en VHF STR 65 para servicios en alta mar.

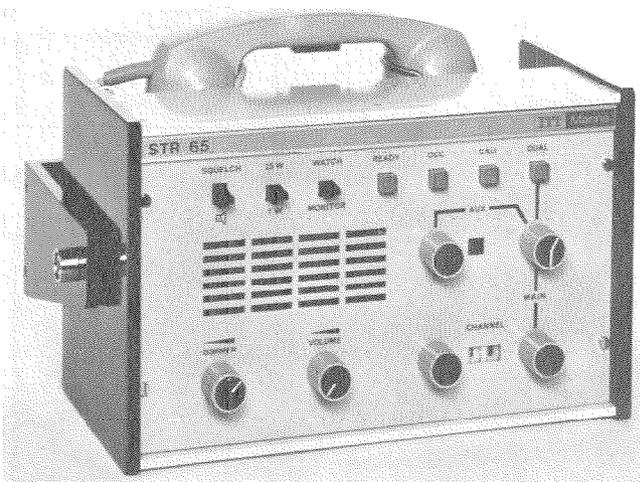
El dispositivo utiliza la totalidad de posibilidades de las nuevas normas UIT. La potencia del transmisor se ha elevado hasta el límite máximo de 25 vatios. Un sintetizador integrado dá todas las frecuencias precisas para el nuevo sistema de canalización de 25 kHz. Un dispositivo especial permite que el sistema de relejería actúe simultáneamente sobre los dos canales.

Además pueden incorporarse hasta 8 canales privados fuera de la banda internacional.

El equipo puede ser controlado hasta desde 4 posiciones distintas utilizando un sistema de conmutación automático. Por razones de seguridad se dá prioridad a la unidad de control del puesto de mando.

La foto muestra una de las cajas de control. En otra versión se monta directamente una unidad de control de 19 pulgadas en la unidad transceptora, con lo que se adapta a un bastidor normal de 19 pulgadas.

Standard Electric A/S, Dinamarca



Unidad de control para el radiotelefono VHF para alta mar.

Cajas de protección para repetidores de los sistemas de cable coaxial.

La tendencia a incrementar el uso de sistemas de alta capacidad FDM en cables coaxiales ha determinado la necesidad de obtener cajas de protección para estos repetidores de coste menos elevado.

Los ingenieros de STK, en cooperación con la Administración Telegráfica noruega (NTA), desarrollaron un óptimo diseño de estas cajas teniendo en cuenta principalmente el factor económico, su más fácil mantenimiento y las características del clima escandinavo. Tres prototipos han sido instalados en las redes de la NTA en Septiembre del último año y las medidas y resultados obtenidos hasta la fecha, según NTA, son muy satisfactorios.

Estos alojamientos de acero estañado que están protegidos contra la corrosión pueden ser enterrados directamente. Estas cajas pueden sustituir también a las existentes en la ruta del cable sin necesidad de modificar sus terminaciones. La tapa superior de la caja queda a nivel de tierra para permitir un fácil

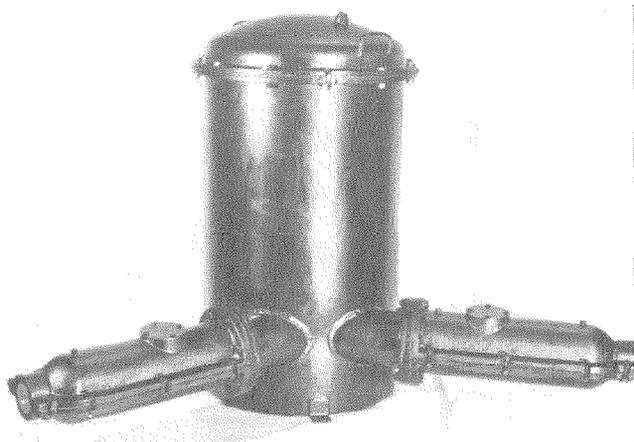


Fig. 1 Vista exterior de la caja protección para repetidores.

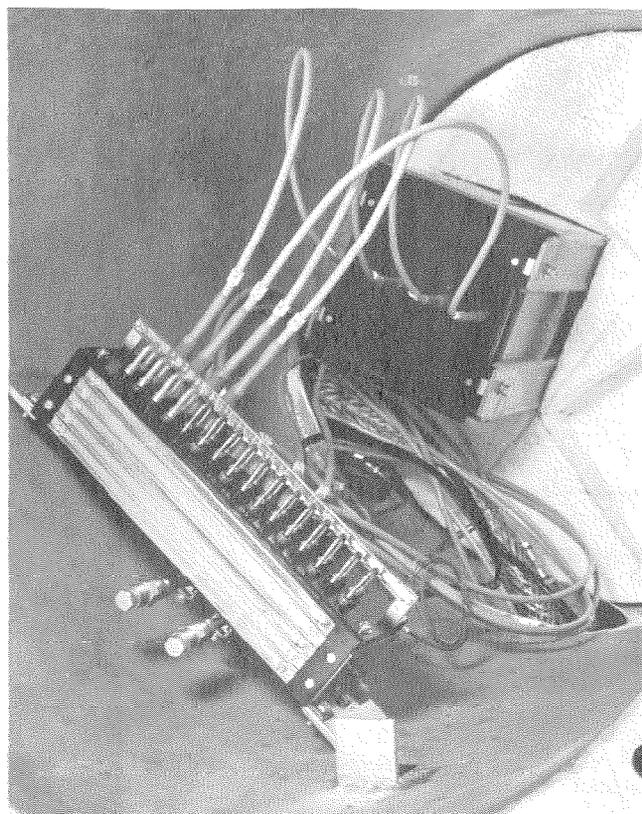


Fig. 2 Vista interior de la caja protección para repetidores.

acceso al repetidor para medidas en caso de avería del cable cuando el terreno esté helado.

NTA ha hecho un pedido de más de un centenar de cajas cuya entrega empezará en el verano de 1971. También parece haber un cierto interés en el mercado de exportación.

Estos alojamientos para repetidores están diseñados para satisfacer las exigencias de ITT y pueden ser un recurso standard para la exportación de ITT.

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Noruega

Sistema de transporte por cubetas para un importante hospital sueco.

La Administración de la ciudad de Göteborg, Suecia, que está construyendo un hospital de 2250 camas, ha adjudicado a Standard Elektrik Lorenz AG un importante contrato que cubre el suministro e instalación de un sistema de transporte que envía a los pacientes, alimentos, ropa limpia y productos farmacéuticos, retornando con los platos usados, ropa para la lavandería y otros excedentes de estos pacientes.

Para el transporte vertical se utilizarán cabinas elevadoras desde las estaciones que estarán comunicadas entre sí horizontalmente por bandas transportadoras en el segundo sótano. Las estaciones están equipadas con teclados para marcar el lugar donde hayan de ser recibidas. La dirección de destino se escribe en forma de código magnético en la cubeta de salida sobre la "placa de destino" y ello controla automáticamente su ruta hasta la estación deseada. Su estación "habitual" está identificada por el tipo de cubeta y por un código magnético permanente inscrito en la referida placa de destino que permite un retorno totalmente automático de la cubeta.

En la primera fase de su construcción se equipará con una central de máquinas y tres clínicas con un total de seis cabinas elevadoras. El elevador de mayor altura abastece 10 pisos. Las bandas para el transporte horizontal que interconecta las cabinas elevadoras de los cuatro edificios tendrán una longitud total de 1000 metros. Provisionalmente en el sótano de una de las clínicas habrá dos estaciones centrales. La cocina estará equipada con un almacén automático que podrá aceptar 20 cubetas, capaces de transportar 24 bandejas de alimentos cada una.

La máquina central tendrá dispositivos y vertederos para el vaciado automático de residuos y ropa de las cubetas, así como un sistema de desinfección automática a través del cual pasarán todas las cubetas antes de su almacenaje.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana

La Administración Telegráfica noruega compra centrales telex tipo Metaconta 10C para Bergen.

Esta Administración ha firmado un contrato con Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Oslo, para el suministro e instalación de la primera central controlada por computadores que se pondrá en funcionamiento en Noruega. El contrato es para una central telex Metaconta 10C para Bergen, que deberá estar totalmente terminada en 1973. Esta central está fabricada por la asociada a ITT Bell Telephone Manufacturing Company.

Inicialmente será equipada para 1280 abonados. Tendrá redes de líneas de enlace con las cuatro centrales telex existentes en Noruega: Oslo, Trondheim, Stavanger y Bodø. Posteriormente se conectará a la red internacional. La nueva central de Bergen tiene capacidad, si fuera necesario, para trabajar como central de tránsito de todo el tráfico internacional telex de Noruega. Su máxima capacidad es de 8000 abonados.

La central está estructurada en forma modular y opera sobre el tráfico local y el tráfico en tránsito. Se divide en dos partes:

- Una red de conmutación para la concentración del tráfico local.
- Una red de conmutación para el tráfico en tránsito. Principalmente es una red combinadora del tráfico local concentrado, el de entrada, el de salida y el tráfico en tránsito.

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Noruega

Avance en la automatización de la Administración de Correos de Africa del Sur.

En septiembre de 1969, Standard Elektrik Lorenz AG, suministró varios sistemas de clasificación de correspondencia y encaradoras a la Unión de Africa del Sur (ver Comunicaciones Eléctricas, Vol. 44 (1969), Nº 4, pág. 394). En octubre de 1970, sistemas de automatización complementarios han sido solicitados a nuestra Compañía en Johannesburg, sede principal de la Administración en una reunión a la que asistió el Director General de la Unión de Africa del Sur, Mr. L. H. Rive y varios representantes de ITT.

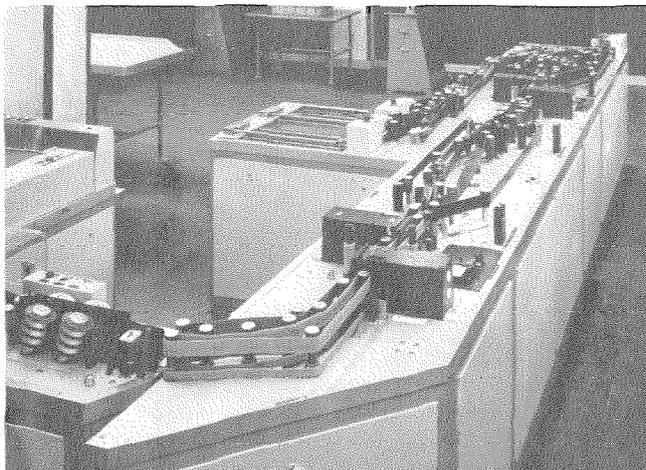
Hasta la fecha ocho máquinas clasificadoras de correspondencia y once encaradoras, todas fabricadas por SEL, se encuentran en servicio en Johannesburg, Pretoria, Ciudad del Cabo, Curban, Port Elizabeth y Pietermaritzburg. Otros sistemas de automatización SEL serán instalados en un futuro próximo en el Este de Londres, Germiston y Bloemfontein.

En esta primera fase de la automatización de los servicios postales, las máquinas servirán para la distribución de correspondencia, encaramiento e inutilización del franqueo.

Las máquinas clasificadoras y distribuidoras de correspondencia son capaces de manipular 34.000 unidades por hora y las de encaramiento despachan en el mismo tiempo 30.000 cartas.

Como criterio de orientación, el encaramiento se efectúa usando un sistema óptico-eléctrico con sellados fosforescentes.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana



Automatización de los servicios postales. Máquina encaradora de cartas.

Cifrador electrónico para teletipos — CRYPTEL 245.

El Cryptel 245 es un pequeño sistema electrónico cifrador de cinta perforada usado en local para la rápida comunicación de mensajes confidenciales por teletipo. El equipo está diseñado para proteger el tráfico comercial por teletipo contra las no autorizadas interceptaciones durante su transmisión. Es compatible con las redes internacionales y domésticas de telex y sistemas de redes privadas.

El Cryptel 245 es operado conjuntamente en local con un teletipo del código de 5 unidades, equipado con perforador de cinta y lector de cinta. El cifrado automático es efectuado localmente antes de su transmisión, en forma compatible con los procesos normales telex y el texto cifrado es almacenado en una cinta perforada. La traducción de mensajes almacenados en esa cinta perforada, es hecho automáticamente en forma conveniente y de acuerdo con el orden de prioridad recibido en código claro que encabeza el texto del mensaje. La conmutación entre la parte cifrada y la de texto normal es efectuada automáticamente por dos combinaciones predeterminadas de caracteres.

El Cryptel 245 puede cifrar un mensaje de teletipo en 300 millones de formas distintas para cada uno de los mil billones de programas de cifra. La clave de cifrado está contenida



Vista de un "Cryptel 245" conjuntamente con un teletipo.

en una tarjeta de circuito impreso enchufable que permite cifrar programas a varios niveles de dirección en una compañía. El código de la tarjeta es completamente tapado por una cubierta especial asegurada para prevenir no autorizadas exposiciones visuales en orden a conservar la seguridad de las comunicaciones eléctricas. Opera como un equipo recomendado para que sea de total seguridad en todas las necesidades comerciales.

Características técnicas

- Código telegráfico: 5 unidades, arranque-parada.
- Velocidad de transmisión: 45,45, 50, 75 ó 100 baudios.
- Sistema de cifrado: Por código internamente generado por un dispositivo de conexiones sobre una tarjeta de circuito impreso.
- Salida cifrada: Se usan 30 caracteres. "Todo espacio" y "cambio a cifras" no son usados. La última es omitida para evitar el ¿quién es ahí? del texto de cifras, en una operación inintencionada de contestación de los transmisores en los circuitos telex. Las combinaciones "retroceso carro" y "cambio de línea" se envían en texto normal.
- Tensiones de suministro: 115 ó 230 voltios corriente continua $\pm 10\%$ seleccionable mediante conmutador.
- Consumo de potencia: Aproximadamente 30 vatios.
- Temperatura ambiente admisible durante su operación: 0 °C a 45 °C.
- Dimensiones medias:
 - Altura: 140 mm
 - Ancho: 200 mm
 - Profundidad: 380 mm
 - Peso: 8 kg

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Noruega

Primer sistema de conmutación de mensajes DS 4.

El 24 de noviembre último, fué cortado en Metz, un sistema electrónico de conmutación de mensajes tipo DS 4 para cubrir el 6º distrito militar. Esta instalación es usada como una central telegráfica automática. Recibe, almacena y analiza los mensajes; después los retransmite a uno o más abonados tan pronto las líneas de llamada estén desocupadas y de acuerdo con el orden de prioridad. Para asegurar una operación ininterrumpida, el sistema de conmutación de mensajes DS 4 tiene dos unidades de proceso totalmente independientes una de otra y cualesquiera de ellas tiene capacidad para controlar la totalidad del tráfico. Cuando se conmuta una unidad por la otra no origina pérdida de caracteres.

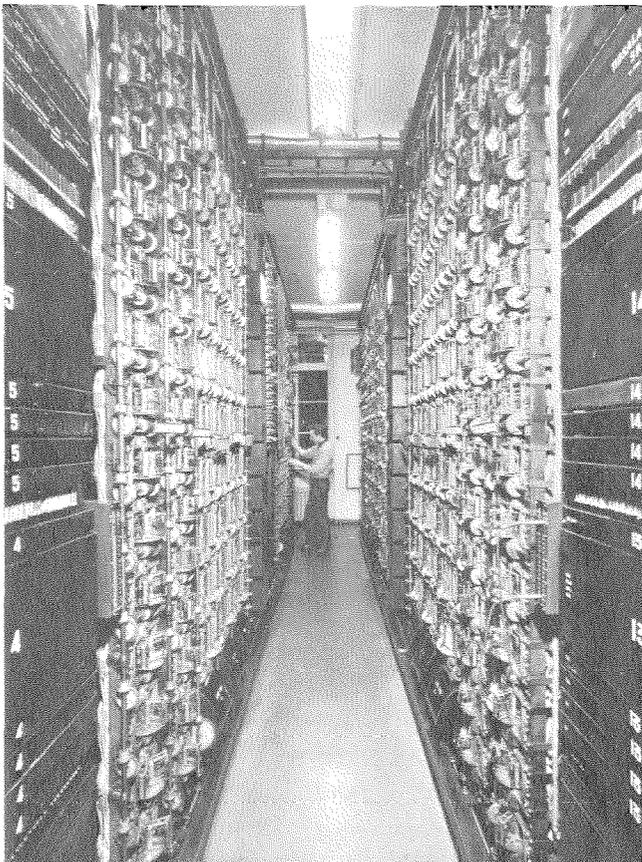
Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

La más antigua central automática de Escandinavia, actualmente en servicio, celebra su cincuenta aniversario en Oslo.

La primera compañía telefónica de Noruega, comenzó a funcionar en 1880 bajo la denominación de International Bell Telephone Co. Esta compañía fué autorizada por el concejo de la ciudad de Oslo, para "tender hilos telefónicos entre las casas y a través de las calles". Pocos meses después la compañía tenía conectados a su central manual 169 abonados.

La primera central automática de Oslo, fué proyectada para entrar en servicio en Frogner, en 1917. Sin embargo, a consecuencia de la primera guerra mundial la entrega del equipo fué retrasada por haberse perdido parte de él en el naufragio del "Kristianiafjord" en Cap Race, New Foundland. Finalmente el 23 de enero de 1921 se inauguró esta central automática tipo rotary 7A con capacidad para 2000 abonados.

El mantenimiento de la central durante sus años de existencia ha sido llevado a cabo cuidadosamente. A finales de 1921, cuando se aumentó su capacidad hasta 6000 líneas, existían para el mantenimiento de la central 12 personas, de las cuales 2 se dedicaban exclusivamente a efectuar las pruebas rutinarias de los registradores. Actualmente se usa un equipo automático de pruebas.



Un aspecto de la central rotary de Frogner (Oslo).

Durante estos 50 años de servicio, la central de Frogner, ha sufrido numerosas modificaciones y actualmente está trabajando conjuntamente con los más modernos sistemas. Sin embargo, es más lenta en su operación, precisa más entretenimiento y los repuestos son de mayor coste que los modernos sistemas. Existe además la imposibilidad de su ampliación. Por todo ello la Administración Telegráfica noruega está estudiando su sustitución que desea llevar a efecto en el primer quinquenio de la década 1970—1980.

Standard Telefon of Kabelfabrik A/S, Noruega

Nuevas centrales en la técnica de conmutación Pentaconta*.

El 14 de noviembre y 19 y 29 de diciembre de 1970, fueron puestas en servicio las siguientes centrales Pentaconta del sistema de barras cruzadas:

- una central automática de 6000 líneas y un centro de tránsito en Douala, Camerun;
- una central automática de 10.000 líneas en el centro de Lyon-Moncy;
- una segunda central automática en Lyon, centro Lyon-Caluire, con capacidad para 4000 líneas y ampliable hasta 10.000;
- una central automática de 7000 líneas en París, conocida por la central Pompe. Esta central, identificada por el código 504, es auxiliar de la central de Auteuil y controla parte del tráfico del área del Trocadero.

La Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques (CGCT), ha recibido de la Administración francesa PTT, pedidos para centrales automáticas de conmutación, tipo Pentaconta, por un total de 27.000 líneas.

CGCT ha recibido también de Togo, un pedido para ocho centrales fabricadas bajo el sistema Pentaconta, que serán instaladas en las ocho ciudades más importantes de Togo, a excepción de Loma, la Capital, que anteriormente ya fué equipada con una central automática por CGCT.

CGCT y Le Matériel Téléphonique, acaban de recibir de México un importante pedido que cubre 75 centrales tipo Pentaconta por un total de 67.000 líneas. Estas centrales deberán ser instaladas entre mayo de 1971 y noviembre de 1972. Cuando este nuevo contrato, el número 11 firmado desde 1964, sea cumplimentado, el número total de líneas que cubrirán los sistemas Pentaconta en México, será aproximadamente 220.000.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

* Marca registrada del sistema ITT.

Seminario sobre planificación de telecomunicaciones celebrado en Buenos Aires.

Se celebró un seminario sobre planificación en telecomunicación, entre el 14 y el 23 de octubre de 1970, en Buenos Aires, Argentina.

Este seminario fué organizado por el grupo de planificación de ITT Argentina con un programa que fué desarrollado en coordinación con la Dirección Técnica de ENTEL, la Administración de Telecomunicaciones Argentina.

Los Laboratorios de ITT en España (ITTLS), redactaron, revisaron e imprimieron 30 monografías que cubrían:

- pronóstico,
- ayuda de los ordenadores en la planificación de áreas locales,
- aplicación de los ordenadores a otras funciones de planificación,
- tráfico telefónico,
- tasas de transmisión,
- conmutación,
- señalización,
- entrenamiento.

La concurrencia estaba formada por ingenieros y personal administrativo de ENTEL, miembros de los departamentos de Ingeniería y Planificación de la Administración General, alumnos y miembros de la Universidad de Buenos Aires y personal de la Dirección Técnica de Standard Electric, empresa que fabrica los productos ITT en Argentina.

Se constituyeron grupos especiales de estudios para tratar los siguientes temas:

- previsión de los servicios telefónicos,
- uso de los ordenadores en la planificación de redes telefónicas,
- planificación de redes metropolitanas para sistemas PCM,
- diseño de sistemas de microondas de alta capacidad,
- problemas de tráfico,
- evaluación de redes para transmisión de datos,
- programas de entrenamiento.

A este seminario concurren más de 80 personas.

ITT Laboratorios de España, Standard Eléctrica, S. A., España

Nuevas realizaciones

Simuladores de tanque de batalla Leopard.

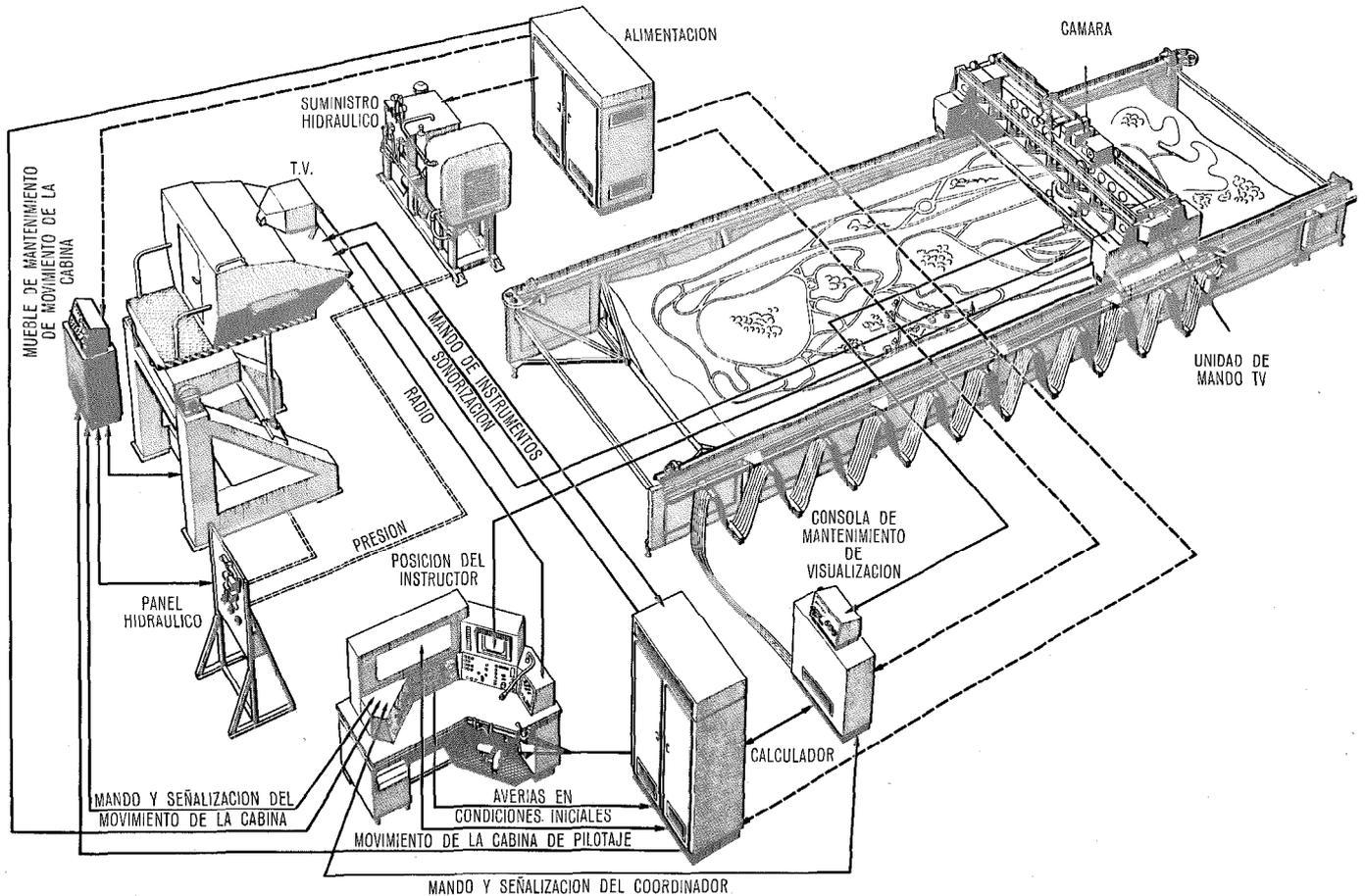
El primero de cuatro simuladores de tanques de batalla Leopard, diseñado y fabricado por Le Matériel Téléphonique para la Armada Belga, fué suministrado a finales de diciembre de 1970.

Las principales características de estos simuladores son (ver figura):

- computador analógico;
- dos grados de independencia en el sistema de movimiento de la cabina;
- presentación visual con un sistema de TV en circuito cerrado usando una alta resolución (1029 líneas);

- registro de video;
- retroceso en el programa;
- trayectorias prerregistradas en la excitación;
- registro de las características de los alumnos sobre un circuito típico;
- posibilidad de insertar fallos en la simulación;
- posibilidad de variar fácilmente las condiciones del tiempo simulado y las características del terreno representado por el modelo: nieve, hielo, barro, arena.

Le Matériel Téléphonique, Francia



Simulador de tanques de batalla Leopard.