

Comunicaciones Eléctricas

Edición española de ELECTRICAL COMMUNICATION

revista técnica publicada trimestralmente por

INTERNATIONAL TELEPHONE and TELEGRAPH CORPORATION

RESUMEN

VOLUMEN 47 (1972) NÚMERO 2

En este número	72
Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica, S. A. (España), por <i>J. J. Ramil y Moral</i>	74
Características de ruido en sintetizadores para transmisores- receptores móviles, por <i>J. Ribour</i>	80
Sistemas de transmisión y de conmutación integrado PCM de exploración para redes locales, por <i>S. R. Treves, J. G. Dupieux y M. A. Henrion</i>	90
Modelo de ruleta para la simulación de sistemas de pérdida y espera, por <i>A. Rodríguez Rodríguez y J. R. de los Mozos</i>	104
Nueva generación de sistemas DME, por <i>D. Graziani</i>	111
Preparación controlada de arseniuro de galio para osciladores de micro-ondas de electrón transferido, por <i>B. E. Barry y H. G. B. Hicks</i>	115
Comportamiento de los amplificadores paramétricos en relación con la frecuencia de trabajo, por <i>J. Dupraz y M. Creac'h</i>	121
Regulación e igualación de rutas largas de sistemas de portadoras, por <i>L. Becker</i>	127
Nuevas realizaciones	133
In Memoriam — <i>André G. Clavier</i>	120



En este número

Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica, S. A. (España)

Se ha escrito este artículo con el fin de presentar a los lectores de Comunicaciones Eléctricas las posibilidades, e incluso los últimos resultados, del Centro de Investigación que recientemente se ha trasladado a un edificio especialmente concebido para desarrollar sus trabajos de investigación.

Sus principales áreas de actividad son actualmente:

- Diseño de sistemas de conmutación
- Control y gestión en redes y sistemas de telecomunicación
- Sistemas de pruebas controladas por ordenadores
- Comunicaciones espaciales
- Aplicaciones de los ordenadores para optimización, diseño, ingeniería y procesos de fabricación
- Ingeniería y procesos de fabricación
- Ingeniería de tráfico
- Planificación en telecomunicación.

El Centro de Investigación constituye la entidad de que dispone Standard Eléctrica, S. A., de España, para sus funciones de investigación y desarrollo; y al mismo tiempo está íntimamente interrelacionada con los otros Centros de Investigación que ITT tiene en Europa: LCT (Francia), STL (Gran Bretaña) y SEL (Alemania Federal) y las otras casas del sistema ITT.

En base nacional el Centro proporciona ayuda técnica a la industria de telecomunicación nacional, tratando problemas operacionales y de ingeniería peculiares del país.

La importancia y profundidad de los trabajos que se desarrollan y la excelente calidad de los equipos del laboratorio hacen al Centro muy atractivo como punto de trabajo para los científicos e ingenieros españoles y extranjeros.

Características de ruido en sintetizadores para transmisores-receptores móviles

La flexibilidad de funcionamiento de los transmisores-receptores móviles puede acrecentarse utilizando sintetizadores de frecuencia mejor que con el empleo de cierto número de osciladores a cristal individuales. El presente artículo estudia los principios básicos de los sintetizadores detallando sus aplicaciones apoyándose en cinco esquemas de bloques determinados, correspondientes a transmisores-receptores móviles existentes.

El único fin perseguido en la descripción de los sintetizadores consiste en poner sobre el tapete los problemas del ruido. Se describen algunos tipos de circuitos correspondientes al bucle de control digital.

Los problemas relacionados con el ruido se analizan durante el estudio de las diversas condiciones exigidas por los equipos. El ruido de los sintetizadores puede aumentar la distorsión total en la recepción. Por otra parte, la selectividad del receptor aparece como peor debido a los productos de mezcla entre el ruido del sintetizador y las señales de entrada indeseadas de nivel elevado, y separadas en frecuencia una distancia determinada respecto de la frecuencia nominal del receptor.

De este forma, el nivel de la densidad de ruido puede calcularse punto a punto a fin de cumplir con los requisitos de la transmisión. Resulta que las características del receptor pueden alcanzarse únicamente si el ruido del sintetizador es muy bajo.

Se analizan algunos circuitos característicos del sintetizador con objeto de mantener el ruido por debajo de límites aceptables.

Sistemas de transmisión y de conmutación integrado PCM de exploración para redes locales

Después de una breve descripción de los objetivos del proyecto, los autores del artículo dan las características principales del sistema desde el punto de vista de localización de funciones, manipulación de la señalización, etc.

Se describe después el equipo y los principios generales de mantenimiento.

Las características más sobresalientes de este sistema de exploración son:

- realización de un concepto original de control a distancia de concentradores y de satélites en un área local;
- utilización de las técnicas de división en espacio para concentrar el tráfico de abonados combinadas con las de conmutación por división en el tiempo para selección de grupo;
- utilización de una unidad frontal de proceso con acceso directo a la memoria del procesador;
- utilización de un método estadístico para el análisis de averías "on line".

Modelo de ruleta para la simulación de sistemas de pérdida y espera

El modelo de ruleta para la simulación de sistemas de pérdida es bien conocido. Este artículo presenta un modelo de simulación de ruleta que se adapta a sistemas de pérdida y espera, para los procesos estocásticos normalmente definidos en las redes de conversación de los sistemas telefónicos.

Después de una breve descripción del modelo de ruleta se hace una digresión sobre la relación entre el lanzamiento de números aleatorios en una simulación de ruleta y el tiempo entre sucesos consecutivos en el proceso real.

Basados en estas consideraciones se propone un método para la medida de la demora en una simulación de ruleta que permita obtener las distribuciones de probabilidad de demora, así como demoras medias.

Se da un procedimiento para estimar el error introducido por el modelo de simulación. Al final del artículo se da un ejemplo de la simulación de una unidad típica de selección de línea con demora en la fase de preselección. El ejemplo contiene una pasada de simulación en tiempo real y dos pasadas utilizando el modelo propuesto. El procedimiento dado para estimar el error se emplea en las dos pasadas de la simulación de ruleta.

Nueva generación de sistemas DME

Después de una breve introducción, se hace mención del primer sistema DME, mod. FSD-2, desarrollado en FACE-Standard, Milán, que utiliza un klystron de alta potencia.

Se hace una descripción detallada del nuevo modelo FSD-5, con particular énfasis en sus principales características, que son: potencia media, utiliza tubos convencionales, adopta el sistema de circuitos del nuevo receptor y emplea técnicas modernas.

Se discuten brevemente los problemas particulares del sistema DME, incluyendo la precisión y la capacidad. Se hace mención de algunas técnicas nuevas que se encuentran en estudio en FACE-Standard.

Preparación controlada de arseniuro de galio para osciladores de microondas de electrón transferido

El arseniuro de galio está encontrando crecientes aplicaciones en el campo de las microondas como oscilador funcionando en las bandas de frecuencias L y J correspondientes al margen de 1 a 18 GHz.

Las aplicaciones más frecuentes en la práctica se encuentran en los dispositivos de radar en fase, enlaces de microondas, ayuda a la navegación, radares de efecto doppler para control y detección, etc., etc.

Los dos métodos que se han empleado para producir el material semiconductor son de epitaxia de fase líquida y la de fase de vapor. Durante los últimos años, el desarrollo de estas técnicas en STL han permitido un gran control en la formación del arseniuro de galio con la subsiguiente mejora en el rendimiento de los dispositivos.

El proceso de fase de vapor se emplea en STL para producir dispositivos de alta frecuencia para la banda S mientras que la técnica de epitaxia líquida se utiliza cuando se exigen dispositivos de alta pureza para funcionar en el margen inferior del espectro de frecuencias (bandas S y L).

Los dispositivos basados en arseniuro de galio y obtenidos por el método de fase de vapor han conseguido 240 vatios de potencia de pico en régimen de impulsos y funcionando en la

banda S y 350 vatios de potencia análoga trabajando en la banda C. También se han conseguido dispositivos con una potencia de 2 vatios en onda continua para la banda X.

El método de fase líquida ha conseguido dispositivos capaces de obtener potencias pulsadas de pico mayores que 500 vatios, trabajando en la banda L.

Ambas técnicas son adaptables a procesos de producción y ya que actualmente entre las aplicaciones comerciales la mayor parte se refieren a dispositivos para la banda X, el proceso de fase de vapor se emplea preferentemente cuando se necesitan para requerimientos de producción ordinarios.

Comportamiento de los amplificadores paramétricos en relación con la frecuencia de trabajo

El artículo es una conferencia dada en Génova en junio de 1971 en un simposio sobre perspectivas a largo plazo de las telecomunicaciones por satélite.

El objetivo es esclarecer la evaluación de las características principales de los amplificadores paramétricos respecto a la frecuencia de trabajo. Se consideran tres bandas de frecuencia. La banda de 4 GHz se utiliza ordinariamente en el sistema Intelsat; se comparan los resultados experimentales obtenidos en LCT con las previsiones teóricas. La banda de 12 GHz ha de utilizarse sobre una base experimental antes de su uso operacional en los

próximos años. Se dan los primeros resultados obtenidos con un amplificador refrigerado. Finalmente, la banda de 18 GHz se utilizará quizás en un futuro más lejano. Se muestran los resultados esperados.

Los resultados obtenidos con el amplificador refrigerado de 12 GHz desde el simposio de Génova confirman plenamente la conclusión de este artículo.

Regulación e igualación de rutas largas de sistemas de portadoras

Las pérdidas en los cables dependen fuertemente de la frecuencia y varían también con la temperatura. A pesar de estos factores, es necesario transmitir anchas bandas de frecuencias en rutas de cable largas y los niveles en el lado de recepción tienen que estar dentro de límites estrechos. Esta tarea dá lugar a fuertes requisitos de igualación ya que incluso pequeñas tolerancias en la característica ganancia-frecuencia de un simple repetidor, dará lugar a valores inaceptables en rutas largas. La regulación de nivel ha de eliminar las fluctuaciones de nivel variables con el tiempo. La interacción de muchos reguladores en tandem produce una respuesta transitoria periódica indeseable como resultado de una variación de nivel brusca. Se describe un circuito para evitar este comportamiento indeseado.

Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica, S. A., (España)

El Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica, S. A., equipado con moderno y potente material y dotado con personal de gran preparación, ha obtenido ya significativos resultados industriales y técnicos tales como el COBIT, control y gestión de redes y sistemas de telecomunicación, estudios de tráfico, sistemas de comunicaciones espaciales, etc.

J. J. RAMIL Y MORAL

Laboratorios ITT de Standard Eléctrica, S. A., Madrid, España

Introducción

Este Centro constituye la entidad de que dispone Standard Eléctrica, S. A., de España, para sus funciones de Investigación y Desarrollo; y al mismo tiempo, es un miembro del conjunto de Centros de Investigación que ITT tiene en Europa, con dedicación y atención a la solución de los problemas técnicos que plantea la temática de telecomunicación en ITT, y en algunas administraciones de servicios de explotación, en ámbito mundial.

Se inician los trabajos en 1960, como un pequeño departamento en la fábrica de producción de Standard, situada en el viejo sector industrial de Madrid. En los últimos once años, ha evolucionado de un grupo de 30 personas a las 300 actuales que forman su plantilla. En el momento actual, el Centro es uno de los mejores dotados a nivel europeo, en este tipo de actividades, y significa la mayor concentración de personal investigador con titulación superior, en telecomunicación y electrónica de España.

Historia

El acelerado crecimiento de Standard Eléctrica en los últimos años y su deseo de participar en los mercados con productos de técnicas avanzadas, determinó la necesidad de creación de un Laboratorio de Desarrollo. El hombre que creó tal Laboratorio y fué su primer director, es hoy el Consejero Delegado de la Empresa.

En 1966, se disponía ya de un total de 100 personas y se ocupó parte de un edificio próximo a la fábrica de Standard Eléctrica en Madrid. En 1970, se pasó a 200 empleados. En Noviembre 1971, se ocupó el actual nuevo edificio disponiéndose ya de 280 empleados, de los cuales, más de la mitad son titulados superiores.

Misiones y campos de actividad

La misión principal del Centro es desarrollar nuevos sistemas y productos, en el amplio campo de la telecomunicación y la electrónica, utilizando tecnologías avanzadas.

Relacionadas con esa misión básica, existen otras, tales como:

- Colaborar técnicamente con las direcciones operativas de las Líneas de productos de Standard Eléctrica, y de las restantes compañías españolas afiliadas al Sistema ITT, tales como MESA (Marconi Española, S. A.), CITESA (Compañía Internacional de Telecomunicación y Electrónica, S. A.), CRAME (Compañía Radio Aérea Marítima Española, S. A.).

- Cooperar, facilitando ayuda técnica a las Administraciones clientes de las Compañías del Sistema ITT, en ámbito mundial, y en particular, en las áreas de habla hispánica.
- Dar ayuda técnica a nivel mundial, dentro de la organización ITT, en disciplinas tales como planificación de telecomunicación y estudios de tráfico.
- Constituir un centro de entrenamiento técnico, en temas especiales, en idioma español, para personal propio o procedente de otras compañías afiliadas a ITT o de Administraciones.

Las áreas principales de actividad — siempre dentro de la telecomunicación y la electrónica — son:

- diseño de sistemas de conmutación,
- control y gestión en redes y sistemas de telecomunicación,
- sistemas de prueba controlados por ordenadores,
- comunicaciones espaciales,
- aplicaciones de los ordenadores para optimización, diseño, ingeniería y procesos de fabricación,
- ingeniería de tráfico,
- planificación en telecomunicación.

Organización

El Centro de Desarrollo es una División operativa de Standard Eléctrica, S. A. En la actualidad, a su vez, está dividido en nueve Divisiones, otra de Administración y un Staff Técnico. Todas estas agrupaciones dependen directamente del Director del Centro.

En la figura 1, se indica la estructura de su organización.

Cada Jefe de División es responsable de un cierto número de proyectos. Ellos dirigen técnicamente tales proyectos, y al mismo tiempo, las funciones de gerencia de su propia actividad: costes, control de tiempos y de entregas y eficacias del personal.

La composición en personal de las Divisiones, varía en número entre 15 y 60.

División de COBIT

COBIT son las siglas que describen, utilizando palabras inglesas, la dedicación principal de esta División: "Computer Based Installation Testing".

La División de Cobit, está encargada del desarrollo y aplicación de un sistema basado en ordenador para centrales telefónicas Pentaconta y Metaconta en fase de instalación. Un sistema Cobit para centrales Pentaconta fué ya desarrollado en 1970 y su producción se halla ahora en curso.

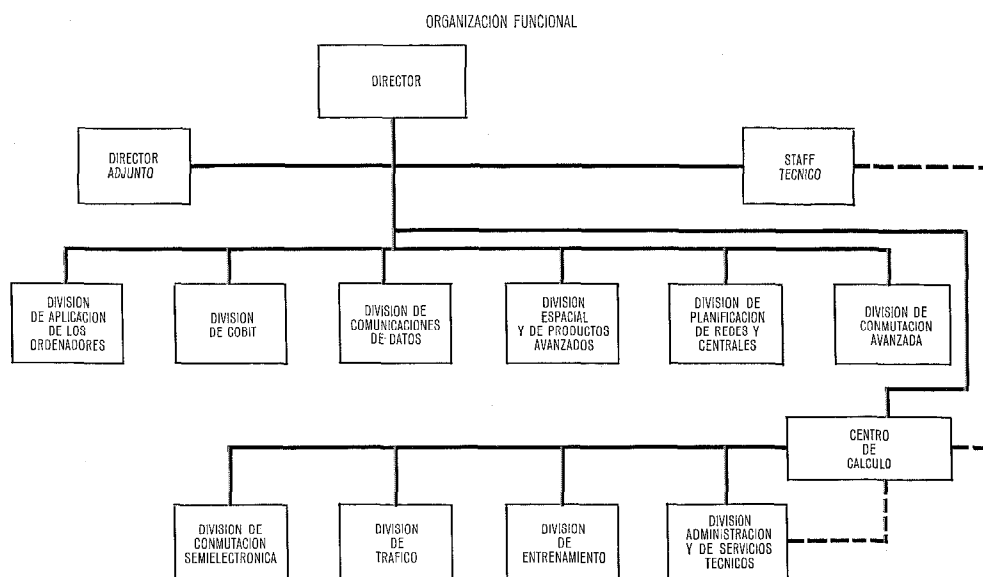


Fig. 1 Diagrama de la organización funcional.

Los primeros pedidos de este sistema, son para la propia Standard Eléctrica de España. También se están fabricando para las compañías INDETEL (México), SESA-RIO (Brasil), CSEA (Argentina), LMT (Francia) y CGCT (Francia), las unidades que han sido solicitadas.

División de aplicaciones de los ordenadores

Son sus principales actividades:

- Desarrollo de un sistema basado en ordenador para prueba en fábrica de cuadros telefónicos (Sistema COBFACT).
- Automatización de los procesos de fabricación o de instalación de equipos, en los trabajos de ingeniería de diseño y de aplicaciones a contratos de clientes.

En esencia, la misión básica es optimizar procedimientos de fabricación, prueba e ingeniería, mediante el uso de ordenadores.

División espacial y de productos avanzados

Esta División tiene dos campos principales de actividad: Sistemas de comunicaciones espaciales y tecnología electrónica avanzada. Se están desarrollando, actualmente, los equipos electrónicos para el primer satélite científico español (INTASAT), que incluye: la unidad procesadora de datos, sistemas de telemetría, transmisión, recepción y fuentes de alimentación.

También, en cooperación con otras compañías europeas, la División Espacial participa en el consorcio MESH, para el desarrollo del nuevo sistema de comunicaciones por satélite ESRO*.

Prácticamente acabado, se encuentra el proyecto de un sistema para toma de fotografías del sol, que a bordo de un globo comporta una cámara de TV en la banda del infrarrojo y equipos de conversión de las señales analógicas en digitales, su sistema de transmisión a tierra y presentación final en un monitor de TV. En

* ESRO = European Satellite Research Organization.

tierra se toma otra vez la fotografía de la imagen con cámara normal.

También se investiga en la aplicación de la tecnología de microelectrónica actual. Por último, hay una dedicación al desarrollo de productos en instrumentación especial.

División de dimensionado, optimización y planificación de redes y centrales de telecomunicación

La División es realmente en sí, una de las mayores concentraciones de expertos en planificación de telecomunicación, de todo el sistema de Compañías ITT.

Las actividades específicas son:

- Desarrollo de tecnologías y sistemas para aplicación de ordenadores en la ayuda de planificación, de cálculo de dimensionado y emplazamiento de centrales; disposición de redes de enlaces entre ellas, en áreas nacionales. Determinación de necesidades de equipo en planta exterior; diseño de redes nacionales; configuración de redes rurales y escalonamiento y programación de planes de inversiones en una red.
- Preparación de guías de planificación en telecomunicación, para uso de las Compañías ITT o de las Administraciones telefónicas explotadoras de servicios.
- Desarrollo de una tecnología basada en ordenador, para determinación de los parámetros fundamentales que definen una futura red de conmutación.
- Creación de modelos de estructuras en redes interurbanas, mediante ordenadores.
- Planificación del servicio de mantenimiento en los sistemas de conmutación electrónica.
- Estudios de planificación para áreas locales.

División de conmutación avanzada

En ella, se desarrollan equipos, productos y sistemas conocidos bajo el nombre genérico de "control dinámico de redes" (en inglés: "Network Operation Man-

agement Systems" — NOMS). Los principales proyectos son:

- Registrador electrónico de tráfico (ETR). ETR es un sistema para medidas de tráfico, para su empleo en las centrales telefónicas. La última versión de este equipo utiliza un ordenador, trabajando en tiempo real para la adquisición de los datos de tráfico, y procesado de los mismos.
- Sistema para mantenimiento de centrales telefónicas mediante ordenador (COBMAIN). COBMAIN, es un sistema dedicado a pruebas para mantenimiento y operación de centrales telefónicas, usando también un ordenador en tiempo real.
- Equipo de medidas automáticas de transmisión (ATME). Es un sistema controlado por ordenador para realizar medidas de características de transmisión, que se puede aplicar bien en redes internacionales, o en interurbanas.

Otras actividades de esta División son:

- Participar con otras compañías del Sistema ITT, en el desarrollo de sistemas de conmutación, usando tecnología digital PCM (pulse code modulation).
- Operación y mantenimiento de un sistema experimental, semielectrónico (tipo 11C) en una oficina terminal.

División de tráfico

La principal ocupación es determinar las capacidades para cursar tráfico de los sistemas de telecomunicación, el comportamiento de las redes de comunicaciones, en fase de diseño o en experimentación, así como investigar para mejor conocimiento básico las peculiaridades del tráfico, mediante modelos matemáticos. La simulación de condiciones del "medio" usando ordenadores, medidas de tráfico real, teoría de "colas" y procesos estocásticos, son herramientas constantemente utilizadas en los estudios de tráfico.

División de comunicaciones de datos

El diseño y desarrollo de sistemas de comunicación de datos y productos en esta temática, es la ocupación principal de la División. Conforme con esto, el esfuerzo mayor de dedicación hasta el presente, se ha conducido al desarrollo de: concentradores de caracteres, concentradores de datos y multiplexores.

Estos proyectos iniciales, han sido desarrollados por personal muy especializado en tales tipos de diseño y con gran experiencia. Los proyectos futuros pretenden cubrir un área extensa de necesidades, en el campo de las comunicaciones de datos en redes síncronas o asíncronas.

División de conmutación semielectrónica

La dedicación fundamental de esta División, es el desarrollo de una central interurbana de gran y media capacidad, dentro de los sistemas de conmutación semielectrónicos de la familia denominada "Metaconta L". Este proyecto es el más importante de los que actualmente se desarrollan en este Centro, donde ya se iniciaron trabajos para proyectos más reducidos en tecnología semielectrónica desde 1964.

División de entrenamiento

Su objetivo es planificar e impartir cursos de instrucción y entrenamiento para titulados superiores o técnicos de grado medio, con fin posterior de ingreso en las plantillas de personal de la Compañía.

Igualmente, cursos para titulados de otras Compañías ITT, o Administraciones, y siempre en disciplinas de telecomunicación, electrónica y aplicaciones de los ordenadores.

Las temáticas con mayor dedicación son: la conmutación y transmisión telefónica; cursos de conmutación semielectrónica; ingeniería de diseño en los nuevos sistemas como Metaconta; tecnología microelectrónica, etc.

Durante los pasados cinco años, pasaron por las aulas de esta División, más de 750 ingenieros y postgraduados.

Además de los titulados españoles, han participado también en los cursos personal procedente de Chile, Argentina, Brasil, Colombia, Puerto Rico, Panamá, Perú, Guatemala y México.

División administrativa y de servicios técnicos

A través de sus Departamentos, se han centralizado servicios como los de Delineación y Reproducciones. Son cometidos típicos también, dentro de la función administrativa, la gestión de compras, contabilidad interior, relaciones laborales, mantenimiento del edificio y otros servicios técnicos.

Los ordenadores y el Centro

El empleo de ordenadores es básico para el trabajo de desarrollo e investigación en este Centro. Los ordenadores utilizados abarcan un margen amplio, desde pequeños procesadores de 12 kilopalabras de 16 bits, hasta el ordenador de 256 kilobyte de capacidad de memoria.

Los ordenadores utilizados para aplicaciones de sistemas son los del tipo ITT-1600, ITT-1650 e ITT-3200. También el Centro emplea un IBM-370, disponible en el centro de cálculo de Standard Eléctrica, que se encuentra emplazado en este mismo edificio, utilizado como teleproceso y para los grandes programas de simulación.

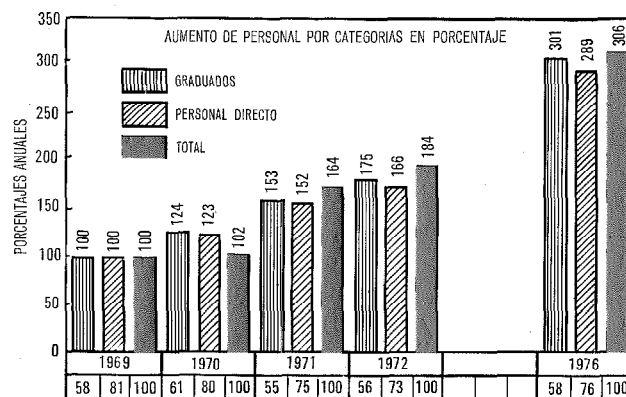


Fig. 2 Aumento del personal.

Esta variedad de ordenadores permite a nuestros técnicos una gran flexibilidad y economía para resolver los complejos problemas de investigación y desarrollo en sistemas de telecomunicación.

Las aplicaciones en "tiempo real" son mucho mayores en número, aunque también existe utilización constante en trabajos de teleproceso.

El personal del Centro

Los planes futuros de investigación y desarrollo en este Centro, determinan un constante crecimiento de las necesidades de personal técnico, con gran especialización. Actualmente, el 65 % del personal español investigador en telecomunicación y electrónica, pertenece al sector privado; y el 50 % de ellos, pertenecen a este Centro (Fig. 2).

El 48 % de nuestros 302 empleados, son titulados; otro 20 % son técnicos con entrenamiento especial. Un desglose de este personal por titulaciones y en el día de hoy, sería: 94 Ingenieros Superiores de Telecomunicación, 2 Ingenieros Superiores Industriales, 48 Licenciados en Físicas o en Exactas y un Licenciado en Económicas.

Al mismo tiempo, se dispone de los servicios de algunos consultores con gran experiencia en cuestiones muy específicas de la explotación de telecomunicación. También existen, en régimen temporal, un grupo de especialistas procedentes de otros Laboratorios de Investigación del Sistema ITT, o de algunas otras Compañías.

En este momento, 39 Ingenieros de 10 países distintos colaboran con nuestro personal en determinados proyectos.

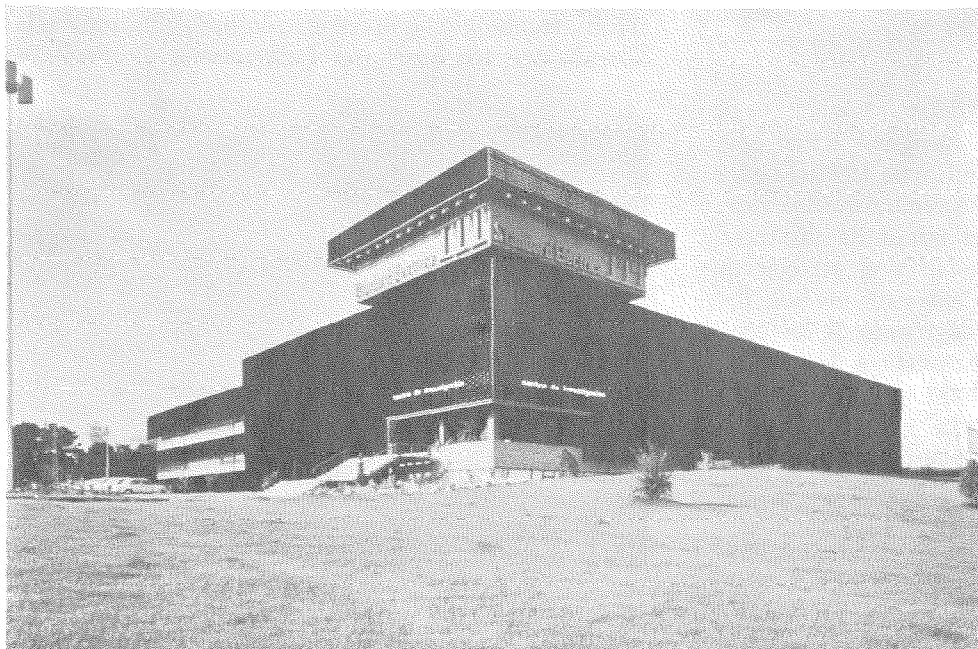


Fig. 3 Nuevo edificio del laboratorio. Entrada principal.



Fig. 4 Nuevo edificio del laboratorio. Vista posterior.

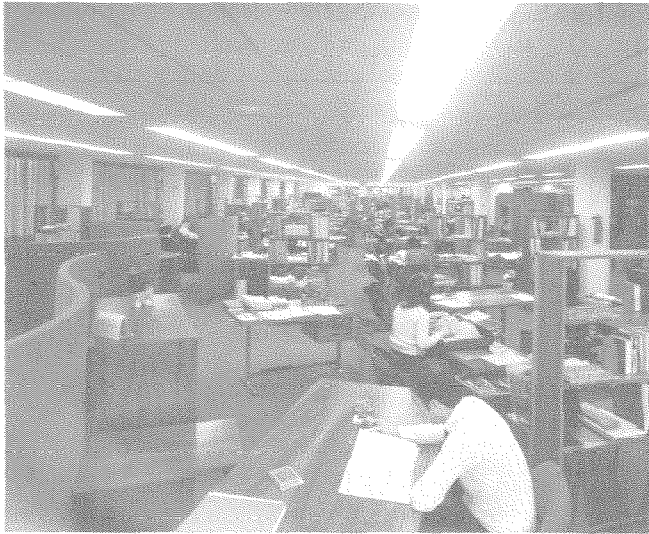


Fig. 5 El concepto de "área abierta".

Posibilidades del Centro de Servicios

Las actividades del Centro en su nuevo actual edificio, se iniciaron el pasado noviembre de 1971. El edificio ocupado, se encuentra en la Avenida de América, km 7,200 aproximadamente a la mitad de distancia entre el centro de Madrid — ciudad y el aeropuerto internacional de Barajas. Incluye entre sus medios, los más modernos y capaces para el desarrollo de los programas de trabajo, presentes y futuros (Figs. 3 y 4).

Las oficinas y puestos de trabajo se han dispuesto dentro del concepto de "área abierta" (Fig. 5). Se utilizan, convenientemente, divisores, mamparas portátiles, conjuntos de macetas con plantas y módulos-muebles, especialmente diseñados para estos fines.

El total se planeó para disponer de un conjunto armónico que permitiera cambios futuros con gran flexibilidad y rapidez, siempre dentro de la idea de que la comunicación entre el personal fuera máxima.

El 80 % de casi 7000 m² de superficie, edificada en cuatro plantas en el edificio, se dedican a "área abierta", para oficinas y laboratorios (Figs. 6 y 7). El resto, está utilizado para salas de conferencias, servicios e instalaciones diversas.



Fig. 6 Zona de laboratorios.

El edificio está preparado acústicamente y dispone de aire acondicionado centralizado. El centro de ordenadores tiene suministro de energía eléctrica y aire acondicionado independientes.

Para trabajos en microelectrónica, existe un área limpia, con instalación de flujo laminar de cien partículas por pie cúbico de contaminación máxima.

Se dispone también de:

- maquetas de sistema Pentaconta para pruebas y ensayos,
- servicio centralizado de calibración de instrumentos,
- taller mecánico para prototipos,
- biblioteca técnica,
- auditorium para conferencias.

Resumen

El Centro de Investigación ITT de Standard Eléctrica, constituye una entidad con dedicación al desarrollo tecnológico e investigación aplicada, muy relacionado con los otros tres Laboratorios existentes en

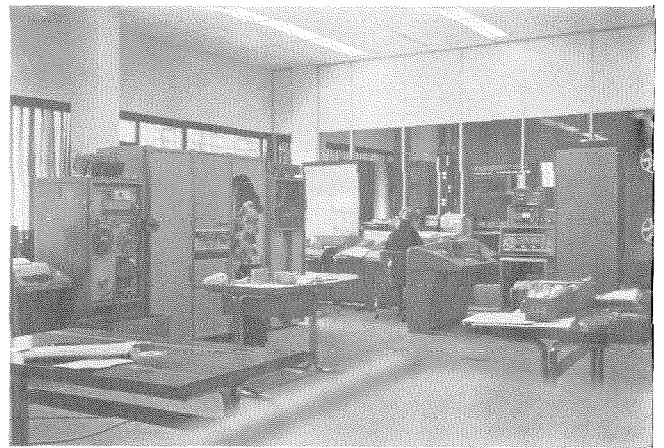


Fig. 7 Centro de cálculo.

Europa: LCT (Francia), STL (Gran Bretaña), SEL (Alemania), así como con otros centros de ingeniería de desarrollo de las compañías de fabricación del Sistema ITT. Existe un constante intercambio entre estos centros de personas, ideas y conocimientos.

En base nacional, el centro proporciona ayuda técnica a la industria de telecomunicación nacional, tratando problemas operacionales y de ingeniería peculiares al país.

Se ha conseguido una gran especialización en técnicas avanzadas de telecomunicación y electrónica, específicamente en aplicaciones de los ordenadores, sistemas de conmutación telefónica, productos electrónicos, planificación y operación en telecomunicación, estudios de tráfico y métodos de técnica avanzada en entrenamiento de personal.

La importancia y profundidad de los trabajos que se desarrollan y las soluciones imaginativas al mismo tiempo que eficaces, que se aplican a los diversos planteamientos para resolución de problemas, y todo ello

unido a los medios materiales disponibles, hacen al Centro, como punto de trabajo, muy atractivo para los científicos españoles o de otros lugares del mundo.

Esta feliz solución material en el planteamiento de un Centro de Investigación, sirve eficazmente a los intereses de España, de Standard Eléctrica y de las Compañías ITT, con dedicación al sugestivo campo de la telecomunicación y la electrónica.

Juán José Ramil y Moral nació en Madrid en 1914. En 1943 obtuvo el título de Ingeniero de Telecomunicación en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, en Madrid, y en 1962 se hizo Doctor Ingeniero.

Tras algunos años en la Dirección General de Correos y Telecomunicación (Telégrafos) se incorporó a Marconi Española, S.A., como jefe de la División de Señalización. Más tarde, entre 1968 y 1970 es Director Técnico de Marconi Española, S. A.

Desde 1971 es Director Adjunto del Centro de Investigaciones ITT de Standard Eléctrica, S. A.

Características de ruido en sintetizadores para transmisores-receptores móviles

Empezando por una ojeada a los diversos tipos de sintetizadores, el artículo contiene un análisis del efecto del ruido, de cuyo análisis se obtienen conclusiones concretas a aplicar a aquellos sintetizadores relacionados con los transmisores-receptores móviles.

J. RIBOUR
Le Matériel Téléphonique, París, Francia

Aplicación de sintetizadores en transmisores-receptores móviles

Generalidades

La mayor parte de los sistemas modernos de comunicación y ayuda a la navegación por radio, trabajan en un gran número de canales radio estipulados, mediante convenios internacionales, de acuerdo con cada clase de servicio en particular. Por ejemplo:

- Los equipos de comunicaciones en HF trabajan normalmente sobre 280.000 canales, espaciados 100 ciclos por igual y que abarcan de 2 a 30 MHz.
- Sistemas de comunicaciones en VHF que trabajan entre 26 y 70 MHz sobre 880 canales, igualmente espaciados 50 kHz.
- Sistemas de comunicaciones en UHF sobre 1750 canales, entre 225 y 400 MHz, separados 100 kHz.

Se exige la estabilización por cristal pero el elevado número de canales impide, por lo general, el empleo de un cristal por canal. La solución primitiva consistió en disponer de cierto número de osciladores a cristal, y mezclar sus salidas. Por ejemplo, 10 cristales mezclados con otros 10 proporcionan 100 canales. Esta solución fué la adoptada en los primeros equipos móviles de radio. Este proceso de mezcla puede considerarse como una síntesis de la frecuencia final, partiendo de frecuencias originarias elementales, de donde procede la denominación "sintetizador" para designar a aquellos dispositivos utilizados para generar dicha pléyade de frecuencias.

Hoy en día, se tiende a obtener las frecuencias a partir de un oscilador único, estribando la ventaja en que este oscilador único puede hacerse muy estable, mucho más de lo que por volumen y peso podría permitirse en caso de multiplicidad de osciladores.

Otro requisito básico es que las frecuencias de canal deben conmutarse rápidamente, incluso electrónicamente, mediante controles sencillos o incluso en forma completamente automática para disponer de lo que ha dado en llamarse "flexibilidad" de frecuencia.

Bajo la denominación de "sintetizador" se entiende un dispositivo capaz de generar un gran número de frecuencias discretas, obtenidas a partir de un oscilador único, de gran estabilidad, pudiendo seleccionarse las frecuencias mediante una maniobra sencilla y rápida.

Introducción

La utilización de un sintetizador de frecuencia en un transmisor-receptor aumenta la flexibilidad de funcionamiento del equipo. Al contrario de lo que sucede

en el caso de canales determinados por cristales, los sintetizadores permiten la utilización de una nueva frecuencia sin problema de suministro de cristal, sin ajuste, y con idéntica precisión en la frecuencia. Un cambio de la frecuencia nominal puede resultar necesario para librarse de una emisión espúrea, especialmente en HF, o por motivos de secreto y seguridad, o para obtener comunicaciones en circuitos repartidos, etc. La elección de un sintetizador resulta más interesante que la solución mediante canales discriminados por cristales independientes, sobre todo cuando el número de canales supera un límite fijado por la estabilidad exigida, por ejemplo, dicho límite será de 20 canales para una estabilidad mejor que 10^{-6} .

No obstante, la presencia del sintetizador en un equipo de transmisión, introduce nuevos problemas, tales como los residuos espúreos debidos al elevado número de frecuencias distintas utilizados en el proceso de síntesis.

Sobre este tema se ha editado numerosa literatura habiéndose diseñado ya numerosos sintetizadores. Las publicaciones citadas en el apéndice han sido precisamente seleccionadas de entre las más idóneas para introducirse en este tema. En lo que sigue, los sintetizadores se tratan únicamente en relación con los problemas del ruido. Al objeto de localizar las fuentes de ruido en los sintetizadores, se repasan los fundamentos básicos de los sintetizadores apoyándose en cinco casos prácticos existentes, cuyos esquemas de bloques simplificados se incluyen. Para definir el tipo de equipo se describen nuevos circuitos característicos utilizados en los bucles de control digital de los sintetizadores. Como final, de entre las diversas condiciones exigibles al equipo y reseñadas en la tabla 1, el presente artículo

Tabla 1

- | |
|---|
| — Estabilidad |
| — Margen de frecuencia e incremento |
| — Nivel de salida |
| — Asociación al equipo |
| — Calidad del espectro — Centelleo de fase y efecto microfonico |
| — Cambio rápido de frecuencia |
| — Sensibilidad ante interferencias externas |
| — Consumo |
| — Volumen |
| — Condiciones ambientales |
| — Precio competitivo |

se centra en el estudio de los problemas relativos a la calidad del espectro.

Sintetizadores utilizados en transmisores-receptores móviles

Los variados esquemas de sintetizadores publicados pueden en general englobarse dentro de cinco principios fundamentales:

- Síntesis pura por conversiones sucesivas, Fig. 1
- Síntesis pura por décadas y por divisiones y conversiones sucesivas, Fig. 2
- Síntesis por doble conversión — Método Waddley o Stabilidyne, Fig. 3
- Síntesis indirecta con análisis por conversión, Fig. 4
- Síntesis indirecta con análisis por división de frecuencia, Fig. 5.

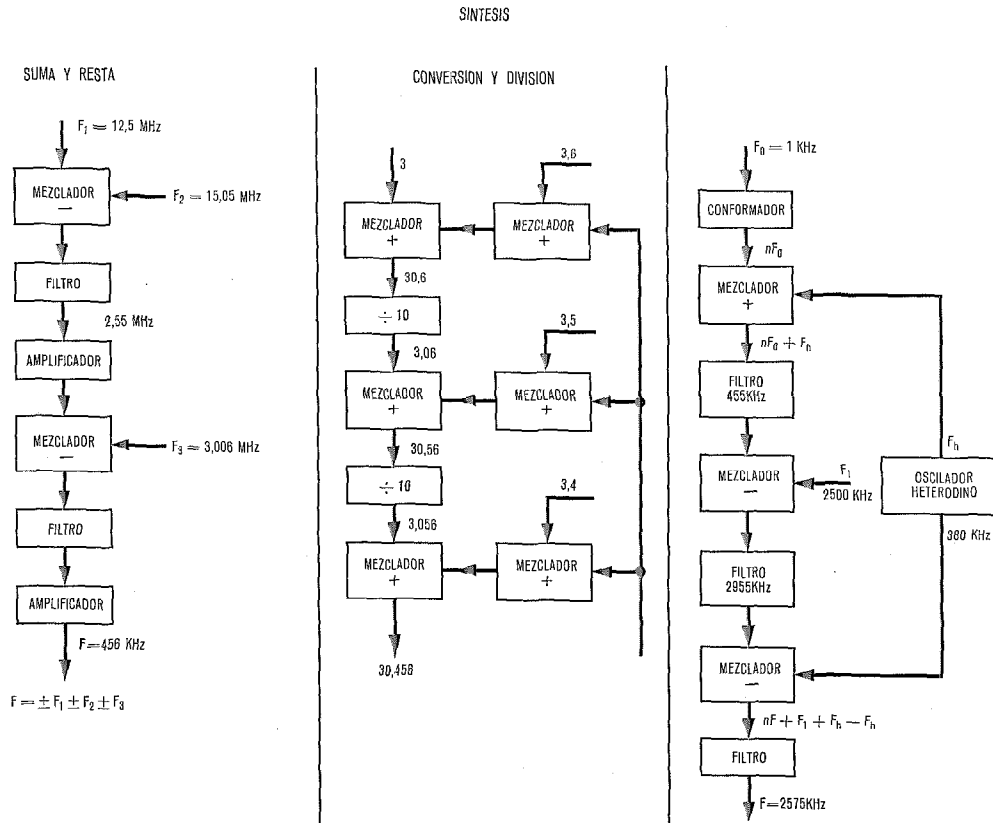


Fig. 1 Esquema de síntesis por conversión mediante suma y diferencia de frecuencia.

Fig. 2 Esquema de síntesis paso a paso mediante conversión y división.

Fig. 3 Síntesis por doble conversión — Método Wadley o Stabilidyne.

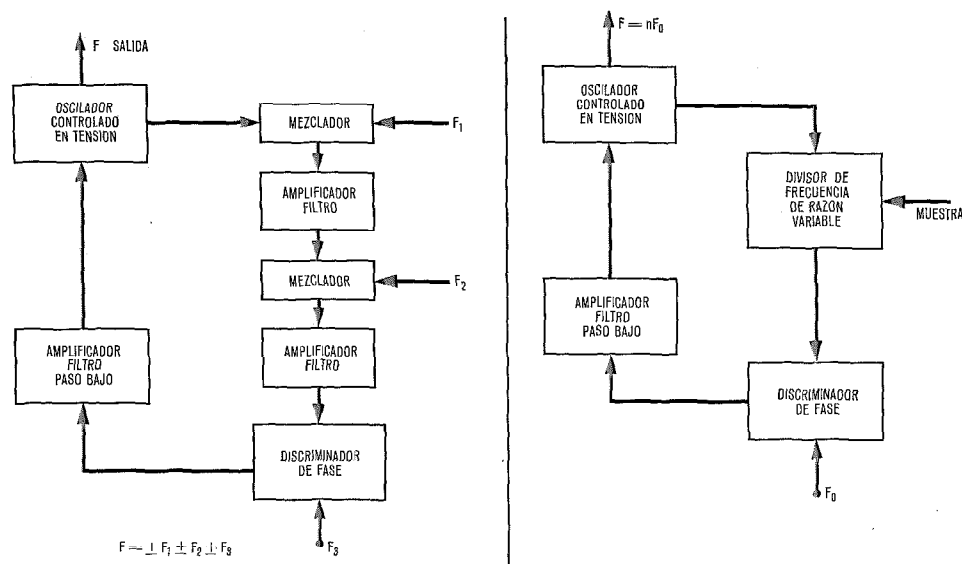


Fig. 4 Síntesis indirecta con análisis mediante conversiones.

Fig. 5 Síntesis indirecta con análisis mediante división de frecuencia.

Características de ruido

Estos cinco fundamentos permiten el establecimiento de 31 categorías de sintetizadores que utilizan uno o varios de dichos fundamentos.

De entre las citadas categorías, se estudiarán los equipos descritos a continuación, cuyos esquemas se representan en las figuras 6 a 10.

a) Sintetizador propiamente dicho por conversiones sucesivas, Fig. 6.

La selección de frecuencias entrantes en cada mezclador evita las combinaciones espúreas sólo hasta el quinto orden (productos 3-2). Las frecuencias laterales utilizadas en cada conversión son producidas por cuatro osciladores independientes, capaz cada uno de ellos de suministrar una frecuencia, de entre diez frecuencias, no servo controlada por un patrón único de frecuencia. En consecuencia, la estabilidad es pobre debiendo utilizarse un interpolador de frecuencia para trabajar en B.L.U.

b) Sintetizador por décadas sucesivas y divisiones sucesivas por 10, tipo ARC-104, Fig. 7.

Este equipo, diseñado para la Armada de los EE.UU. aplica un método de síntesis paso a paso. Cada oscilador a cristal está servo-controlado, en fase, por la frecuencia de referencia.

Los pasos de MHz y 10 MHz se obtienen por síntesis pura. Las frecuencias espúreas producidas por dicha síntesis son filtradas por un oscilador servo-controlado según el método de "bombeo" que actúa a la salida del sintetizador.

c) Síntesis indirecta por servo-control en fase, y análisis por conversión sucesiva, tipo TR-TM-4, Fig. 8.

Los incrementos de MHz, 100 MHz y 10 kHz son analizados en mezcladores sucesivos de la frecuencia del oscilador principal de 3-13 MHz con los armónicos y sub-armónicos del patrón de 1 MHz.

Para la obtención del kHz, se utiliza una doble conversión, a fin de soslayar las dificultades del filtrado en baja frecuencia. El filtrado se realiza de esta suerte a 455 kHz.

d) Síntesis indirecta por servo-control en fase y análisis numérico, tipo SE-57, Fig. 9.

El análisis numérico fué ya ensayado hace mucho tiempo por Le Matériel Téléphonique (LMT), antes de 1960, pero la tecnología de aquellos tiempos no permitía el diseño de un equipo de tipo industrial. La introducción de los circuitos integrados digitales, y luego la gran cadena de circuitos integrados, han contribuido a la divulgación de este tipo de sintetizador.

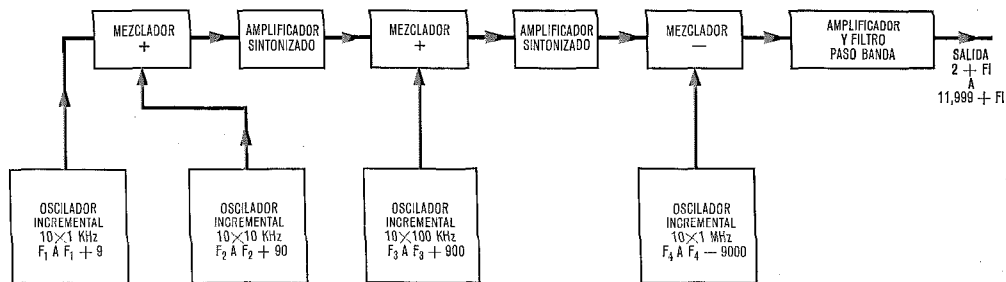


Fig. 6 Esquema de bloques del sintetizador propiamente dicho por conversiones sucesivas.

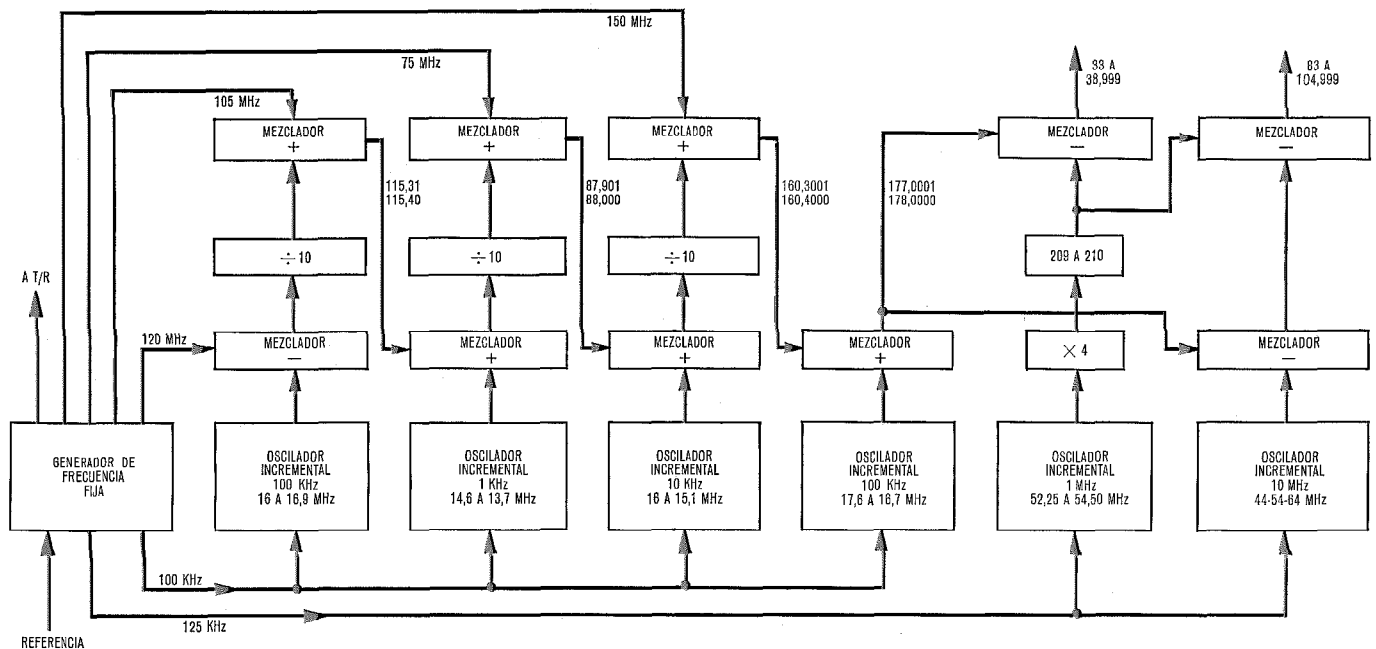


Fig. 7 Esquema de bloques del sintetizador RCA tipo ARC-104 por décadas sucesivas y divisiones sucesivas por 10.

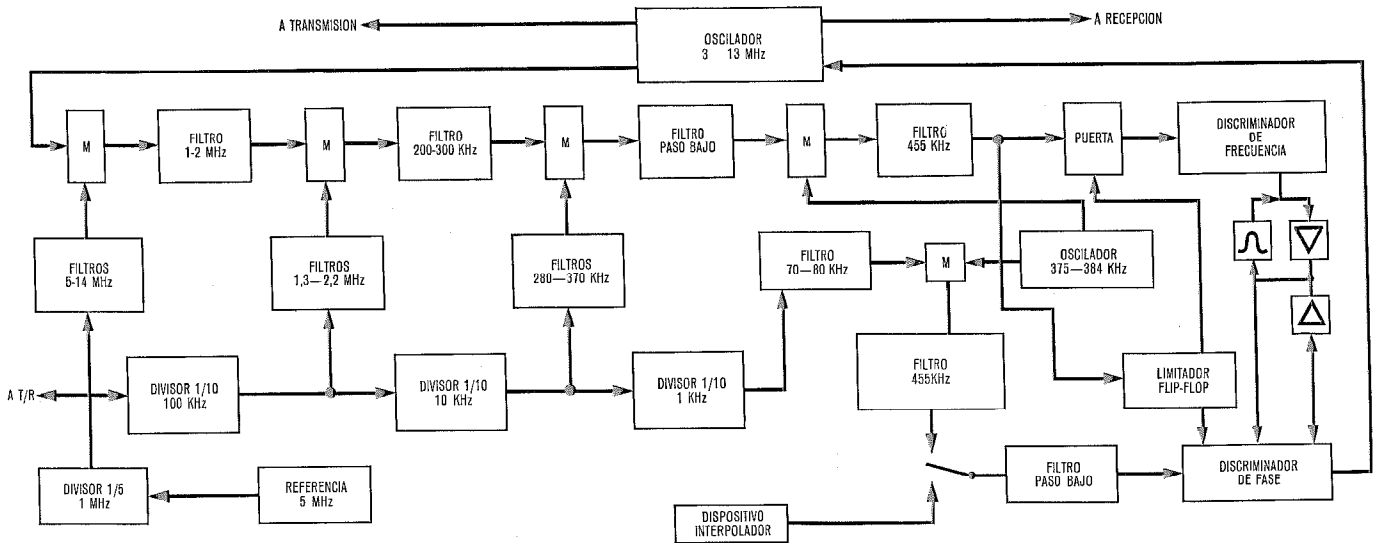


Fig. 8 Esquema de bloques del sintetizador LMT tipo TR-TM-4 con servo control en fase y análisis por conversión subsiguiente.

En especial en la banda de VHF en que el incremento es bastante grande, 25 ó 50 kHz, este método permite el empleo de construcciones directas, con un bucle de control de fase único.

e) Síntesis indirecta con varios bucles numéricos tipo 3451, Fig. 10.

En la banda de HF es difícil obtener un amplio margen de frecuencias, con un incremento reducido, utilizando un bucle de control único. En este caso, es necesaria una relación por cociente muy elevada, así como una comparación de frecuencia a nivel de frecuencia demasiado bajo, (1 kHz por ejemplo), que no permiten obtener la calidad del espectro ni el amplio margen de frecuencia deseados.

En los sintetizadores de análisis numérico se utilizan circuitos adecuados, como los siguientes:

- divisor de frecuencia de razón variable. El ajuste de frecuencia se aplica en este circuito como información DBC procedente de la muestra. Se hace amplio uso de circuitos integrados (ver referencia [7]).
- Comparador de fase por muestreo y memorización (Fig. 11).

Este es un tipo de circuito de retención y muestreo en el que la diferencia entre las dos señales de entrada se convierte en un nivel de tensión: el período del proceso comprende tres intervalos de tiempo:

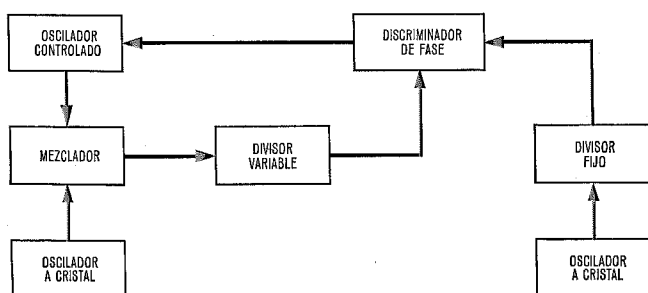


Fig. 9 Esquema de bloques del sintetizador SEL tipo SE-57 de síntesis indirecta mediante servo control en fase y análisis numérico.

- Descarga del condensador C_1 .
 - Carga del condensador C_1 con corriente constante.
 - Transferencia del nivel V_1 al condensador C_2 .
- El tercer intervalo de tiempo resulta útil para aumentar el valor del condensador C_2 y por lo tanto para reducir el nivel de ruido utilizando una impedancia más baja.
- Comparador tipo binario (Fig. 12).

Para cada ajuste de frecuencia, la tensión de salida del comparador de fase se aplica a través de un divisor de tensión resistivo, cuya atenuación varia paso a paso de acuerdo con el estado de un contador binario. El funcionamiento de este circuito fué descrito en nuestro artículo de referencia [7].

Durante el proceso de desarrollo, el diseñador no debe olvidar deben cumplirse las condiciones de estabilidad cuya interpretación está facilitada por el diagrama ganancia-frecuencia. Estas características principales fueron ya descritas en esta revista, Comunicaciones Eléctricas [7].

Como ejemplo, podemos citar el equipo HF BLU tipo LMT 3451 (Fig. 10), que comprende varios bucles realizados mediante juegos de módulos enchufables, a fin de hacer que la conservación resulte especialmente fácil. Cumple las especificaciones de la NATO. La figura 13 reproduce el módulo de sintetizadores del citado equipo LMT 3451. El sintetizador puede realizarse aplicando la micro-tecnología electrónica mediante el empleo de circuitos híbridos, tales como el oscilador controlado en tensión de 110—140 MHz de la figura 14.

Además, el mismo sintetizador puede tenerse en otra versión con componentes industriales y circuitos integrados D.I.P.; en la figura 15 se representa este diseño.

Problemas de ruido

La elección del sintetizador de frecuencia debe realizarse de acuerdo con las condiciones impuestas.

Entre las condiciones citadas en la tabla de la figura 1, el problema del ruido puede parecer secundario.

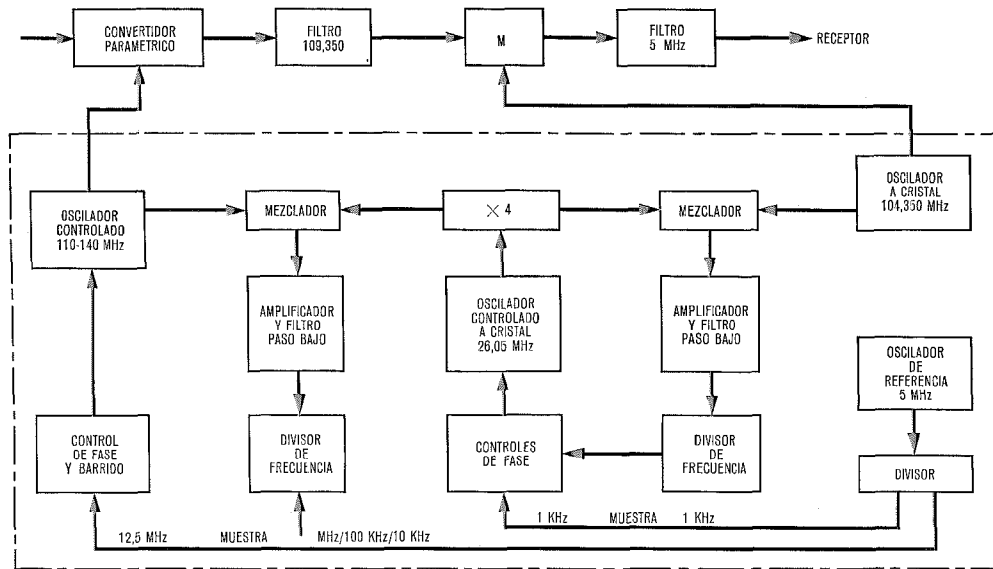


Fig. 10 Esquema de bloques del sintetizador LMT tipo 3451, de síntesis indirecta mediante varios bucles numéricos.

No obstante no es tan sencillo, siendo preciso considerar los efectos del ruido dentro y fuera de la banda de frecuencia del transmisor-receptor.

En la banda de recepción, el espectro de ruido de R.F. del sintetizador se traduce en un aumento de la distorsión de la señal de B.F. recibida, y posiblemente en una degradación de la relación señal a ruido. La pendiente del espectro de ruido es con frecuencia $1/f$, es decir 6 dB por octava dentro de la banda de frecuencia de 300 Hz a 3300 Hz respecto de la portadora. Para evitar aumentar la distorsión total en más del uno por ciento, la densidad de ruido espectral debe aparecer con un nivel máximo de 60 dB/Hz a 300 Hz

y de 70 dB/Hz a 3300 Hz respecto de la portadora con un nivel de referencia de 0 dB para el nivel de portadora.

Fuera de la banda del transmisor-receptor, la selectividad del receptor resulta disminuída cuando se utiliza un sintetizador ruidoso.

Durante la recepción, las pruebas de selectividad se llevan a cabo comprobando el efecto producido por una señal indeseada, exterior a la banda, pero con un nivel elevado, sobre una señal deseada de bajo nivel.

En un receptor convencional, esta prueba demuestra la linealidad del primer mezclador, por un lado, y la selectividad en la cabeza receptora, por otro lado.

A causa de una desafortunada coincidencia, el empleo del sintetizador de frecuencia se generalizó en el preciso momento en que otros progresos tecnológicos pertenecientes al campo de la linealidad y dinámica del primer mezclador llevaron a la disminución e incluso la supresión de los circuitos selectivos en la cabeza receptora. En consecuencia, la selectividad en la entrada de recepción queda así limitada por la calidad del espectro del sintetizador. Es por lo tanto necesario conocer el espectro de radio-frecuencia que representa

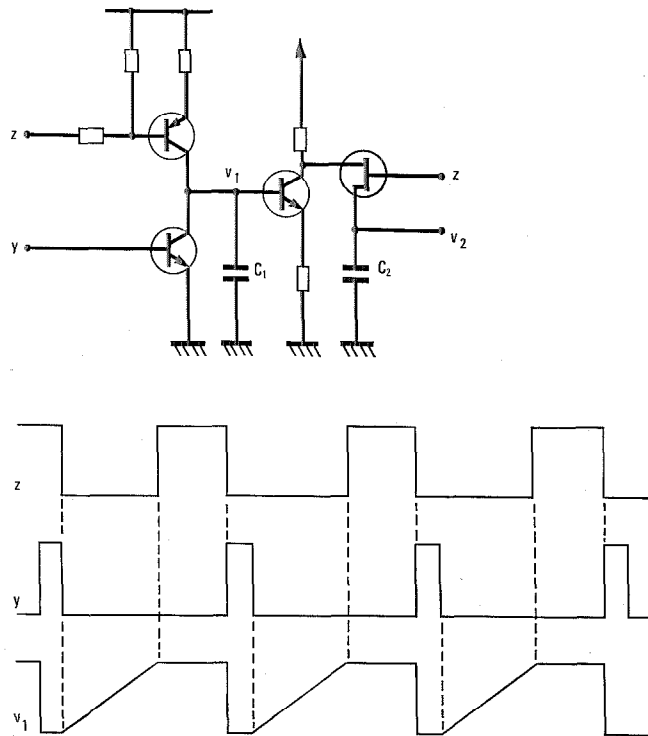


Fig. 11 Discriminador de fase con muestreo y memoria.

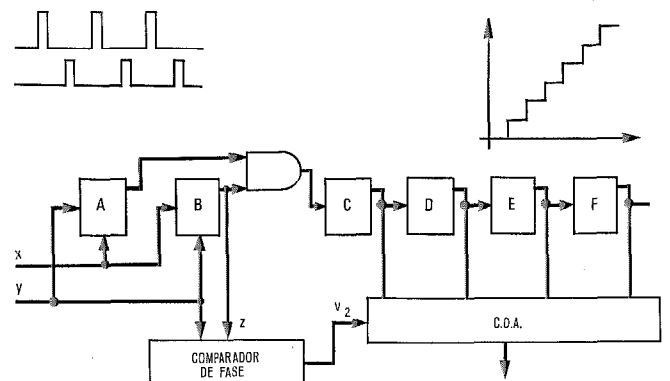


Fig. 12 Comparador de frecuencia tipo binario con convertidor analógico/digital.

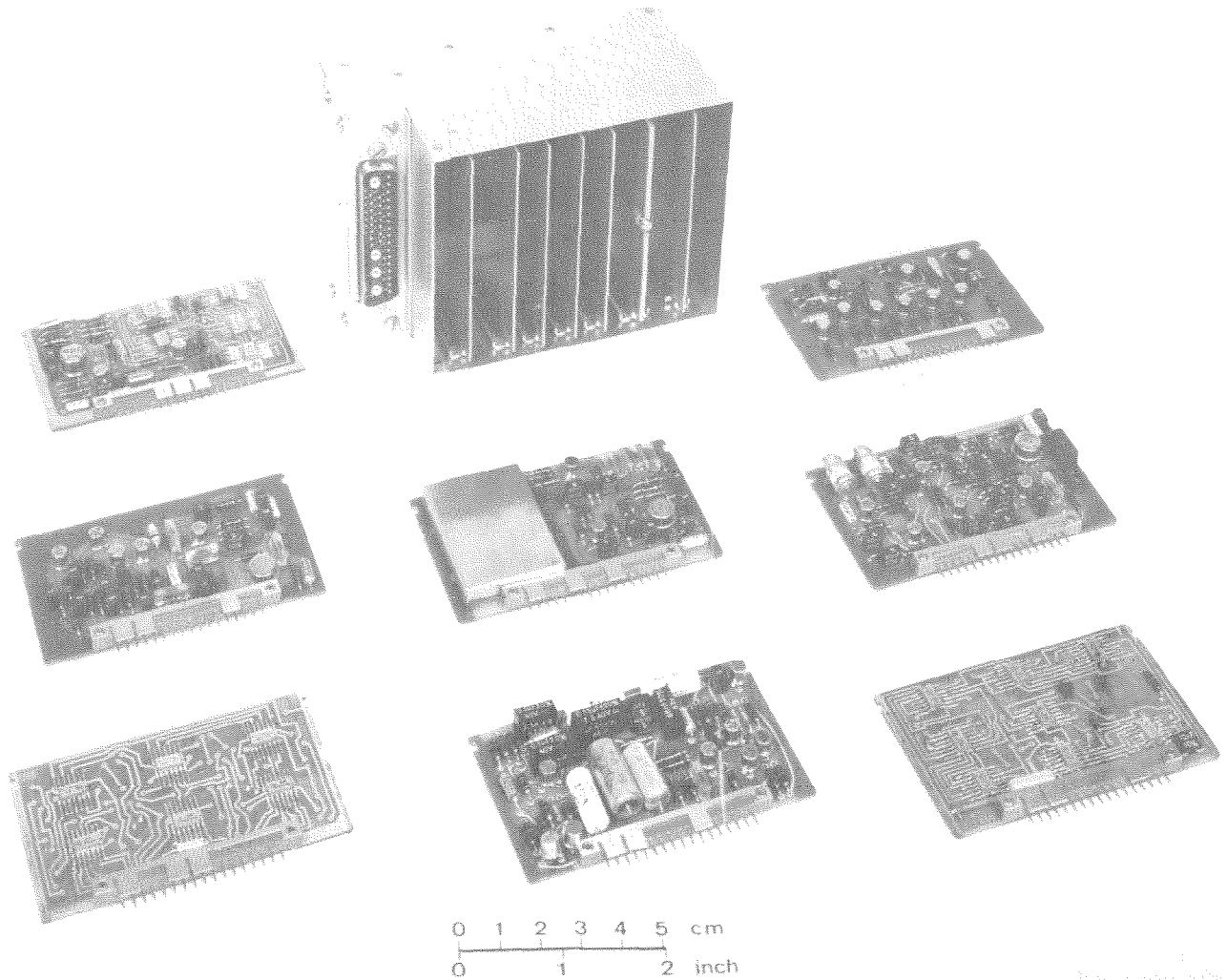


Fig. 13 Módulo sintetizador para equipo de alta frecuencia y banda lateral única de LMT 3451.

el nivel relativo de ruido en el espacio de las frecuencias en dB/Hz.

En el espectro de la señal de R.F. del sintetizador, Fig. 16, es posible representar la señal a recibir a fre-

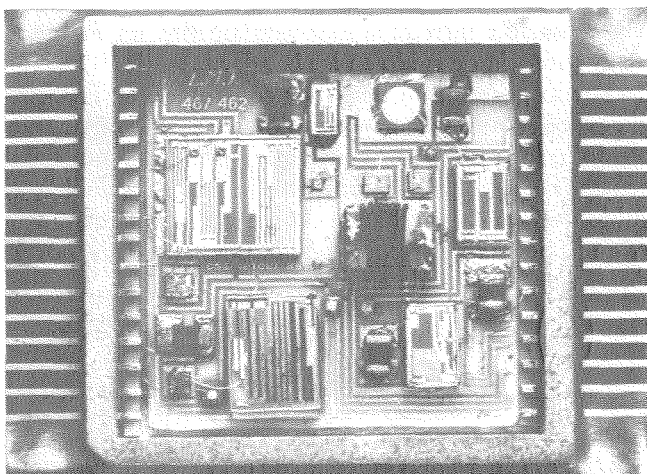


Fig. 14 Oscilador controlado por tensión realizado según la tecnología micro-electrónica.

cuencia f_1 , potencia P_1 , y la señal perturbadora a frecuencia f_2 , potencia $\alpha_2 P_2$, siendo α_2 la atenuación sufrida por la potencia transmitida P_2 . En el caso de un receptor sin selectividad en el frente anterior, dicha atenuación α_2 resulta de la suma de la atenuación de los circuitos de antena y de la atenuación de propagación.

Debe tenerse:

$$\frac{\int_{f_s + \Delta f - \frac{B}{2}}^{f_s + \Delta f + \frac{B}{2}} S_v(f) df}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_v(f) df} < \alpha_1 \alpha_2 \frac{P_1}{P_2}$$

Δf : diferencia de frecuencia entre la frecuencia de la señal deseada y la frecuencia de la señal espúrea.

f_s : frecuencia nominal del sintetizador.

B : anchura de banda del receptor.

$S_v(f)$: densidad espectral de energía de la señal del sintetizador.

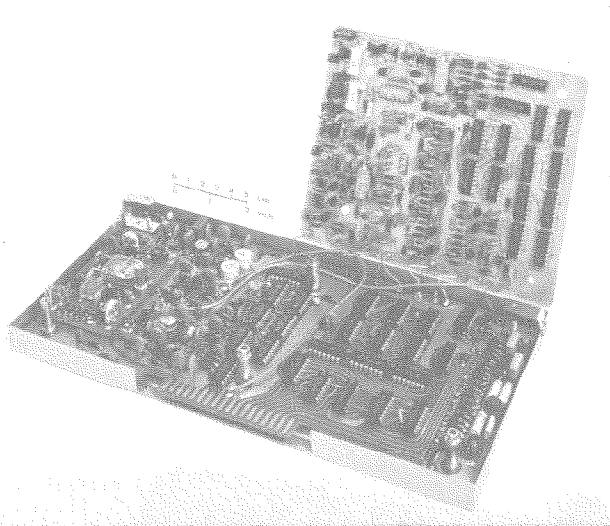


Fig. 15 Sintetizador para equipo LMT 3451 realizado empleando componentes comerciales y circuitos integrados DIP.

Ejemplo:

$$P_1 = 20 \text{ femto-watios } (20 \times 10^{-15})$$

$$\text{o } (1 \mu\text{V} - 50 \text{ ohmios})$$

$$P_2 = 200 \text{ watios}$$

$$10 \log \alpha_1 = -13 \text{ dB}$$

$$10 \log \alpha_2 = 60 \text{ dB lo cual da } \alpha_2 P_2 = \frac{(0,1 \text{ voltios})^2}{50 \text{ ohmios}}$$

$$f_2 - f_1 = 100 \text{ kHz}$$

$$10 \log \alpha_1 \alpha_2 \frac{P_1}{P_2} = -13 + 60 - 160 = -113 \text{ dB para}$$

$$3 \text{ kHz}$$

este es el nivel máximo de ruido del sintetizador, respecto del nivel de la energía total de la señal del sintetizador, en un ancho de banda de 3 kHz a una distancia $f_2 - f_1 = 100 \text{ kHz}$ respecto de la portadora. Esto da un valor de nivel de ruido relativo de 148 decibelios por hertzio a 100 kilohertzio, respecto de la energía total de la señal del sintetizador.

Además, se supone que el transmisor carece también de circuitos selectivos, el ruido espúreo transmitido puede ser recibido directamente en el paso banda del receptor y el cálculo inverso da un resultado idéntico al precedente si el espectro de radio-frecuencia tiene forma simétrica.

La amplificación en potencia de la señal de salida de los sintetizadores puede ser otra fuente de ruido. Hasta ahora hemos supuesto que el nivel de la señal a la entrada de los amplificadores siguientes era lo bastante alta como para asegurar que la pureza de la señal queda salvaguardada después de la amplificación. Por ejemplo una pureza espectral de 160 dB/Hz exige un nivel mínimo de 50 μW , y este valor debe aumentar de acuerdo con el valor del factor de ruido de dichos amplificadores.

Si dos transmisores-receptores semejantes trabajan independientemente en sus respectivas frecuencias nominales, el ruido es radiado por el equipo transmisor en la anchura de banda de frecuencia del equipo receptor; y la señal portadora alimentada por el equipo transmisor da origen a un producto indeseado en el primer

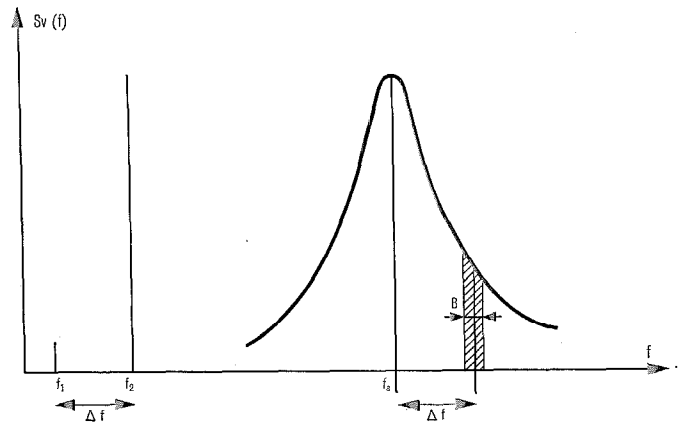


Fig. 16 Influencia de la señal perturbadora en el espectro de radiofrecuencia del sintetizador.

mezclador con el ruido del sintetizador en el equipo receptor.

Como conclusión, resulta que se necesitan unas condiciones muy buenas del espectro para los sintetizadores de dos equipos que trabajan independientemente y colocados uno junto a otro.

Análisis de los problemas relativos al ruido en el oscilador de referencia de los sintetizadores con bucle de control de fase

La misión principal del sintetizador consiste en investir a la señal del oscilador servo-controlado de la calidad del oscilador de referencia. El oscilador servo-controlado puede oscilar en una frecuencia elegida entre un gran número de valores, dentro de un margen determinado, su factor de calidad es bajo, su estabilidad pobre. El oscilador de referencia es de elevada calidad y estabilidad. Por lo general se trata de un oscilador a cristal.

La aplicación de un recinto térmicamente estabilizado aumenta la estabilidad en frecuencia obtenida. En equipos portátiles, este artificio está excluido a causa de la elevada energía exigida a las baterías. Un sistema compensador de temperatura permite alcanzar valores suficientes de estabilidad (aproximadamente una fracción de parte por millón). Ahora bien, el método de compensación introduce sistemáticamente un aumento de la potencia de ruido en las bandas laterales.

Por lo general, un oscilador controlado en frecuencia es gobernado por un generador de tensión según, por ejemplo, la ley "a" Hz/voltio que suministra una señal centrada en f_0 . La relación entre la potencia debida al ruido de fase en una banda $\Delta f = 1 \text{ Hz}$, a una distancia f_1 de la portadora, respecto de la potencia de la portadora, viene expresada en dB por Hz según

$$\left(\frac{N}{S}\right)_{f, \Delta f} = 10 \log \frac{S \Phi_u(f_1) df}{2}$$

$$= 10 \log \frac{S \psi(f_1) df}{2 f_1^2}$$

$S \Phi_u(f_1)$ es la densidad espectral de las variaciones de fase
 $S \psi(f_1)$ es la densidad espectral de potencia de las variaciones de frecuencia.

El valor mínimo de la relación $\frac{N}{S}$ de la figura 17 del oscilador es:

$$\left(\frac{N}{S}\right)_{f_1, df} = 10 \log \frac{a^2(f_1) R kT}{2 f_1^2} df. \quad (1)$$

Ejemplo:

$a_{(f_1)} = 1000 \text{ Hz/voltio}$ para $f_0 = 100 \text{ MHz}$
 $R = 1000 \text{ ohmios}$

$f_1 = 1 \text{ Hz}$ y $df = 1 \text{ Hz}$ se obtiene $\left(\frac{N}{S}\right)_{1 \text{ Hz}/1 \text{ Hz}} = -117 \text{ dB/Hz a } 1 \text{ Hz}.$

De hecho, el peligro de aumentar el nivel de ruido es más importante a causa de los acoplamientos espúreos a través de este control de compensación. En las mismas condiciones anteriores, un nivel perturbador de $1 \mu\text{V}$ puede dar lugar a un nivel espúreo de -25 dB en la banda del oscilador.

Oscilador controlado

Examinemos en primer lugar la calidad del oscilador controlado en ausencia de servo-control. Igual que anteriormente, el hecho de disponer de la posibilidad de controlar el oscilador introduce en el acto un aumento en la potencia de ruido de fase. Si la fórmula anterior (1) se aplica a un oscilador ajustable en frecuencia mediante un control por tensión, se obtiene un nuevo orden de magnitud para el oscilador de salida.

Ejemplo: $\left\{ \begin{array}{l} f_1 = 100 \text{ MHz} \\ a_{(f_1)} = 1 \text{ MHz/voltio en la banda definida} \\ \text{por la selectividad del oscilador} \\ R = 1000 \text{ ohmios} \\ f_1 = 100 \text{ kHz} \end{array} \right.$

$$\left(\frac{N}{S}\right)_{100 \text{ kHz}/1 \text{ Hz}} = 147 \text{ dB/Hz}$$

con una disminución de 20 dB por década limitada por la selectividad del circuito sintonizado oscilador. En consecuencia, se recomienda limitar todo lo posible el valor del coeficiente "a" de la resistencia de la fuente de control y aumentar la selectividad del oscilador dentro de los límites permitidos por las condiciones prácticas exigidas para la construcción del sintetizador.

Por otra parte, la elección del circuito oscilador puede todavía aumentar dicho límite teórico siendo necesario, al realizar el primer prototipo, comprobar la calidad verdadera del oscilador diseñado. Ello se lleva a cabo efectuando medidas de frecuencia no correlacionadas, durante períodos de 1 mseg. ; 10 mseg. ó 100 mseg. espaciadas un segundo, siendo así posible estimar las mejoras introducidas en la construcción del

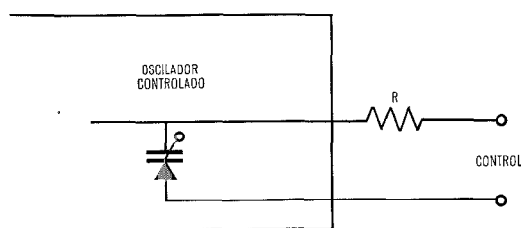


Fig. 17 Control de tensión del oscilador.

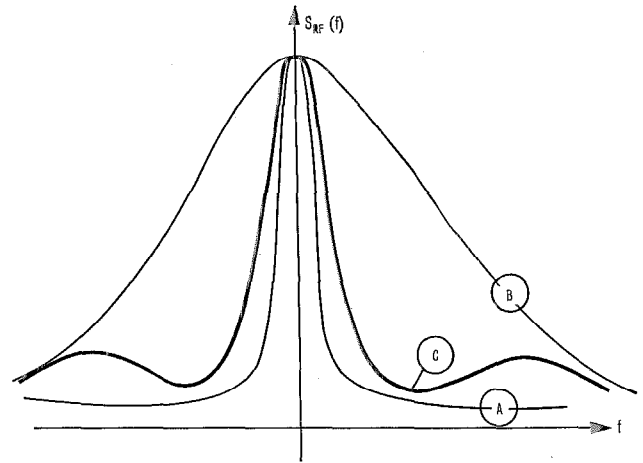


Fig. 18 Espectro de radiofrecuencia.

- Curva A - oscilador de referencia.
- Curva B - oscilador controlado en ausencia de servo control.
- Curva C - oscilador controlado con servo control.

oscilador registrando cada vez la relación $I(\tau)$ de inestabilidad de la desviación típica σ , respecto del valor medio de la frecuencia f_0 , midiéndola en instantes τ durante el intervalo τ .

Unas pocas mediciones no correlacionadas son suficientes para determinar dicha inestabilidad. Mediante estas medidas, la variancia Hadamard permitirá determinar en caso necesario la densidad espectral de las variaciones de fase.

Estudio de los efectos del servo control

El sintetizador ideal permitiría el paso del espectro de radio frecuencia desde el oscilador de referencia al espectro de radiofrecuencia de la señal de salida mediante una simple multiplicación aritmética de la escala de frecuencia.

En la figura 18, la curva "A" representa el espectro de radiofrecuencia del oscilador de referencia. La escala de la banda de la oscilación de referencia ha sido ensanchada para su presentación en la figura.

La curva "B" representa el espectro de R.F. del oscilador controlado en ausencia de servo-control.

La curva "C" representa el espectro de R.F. obtenido con servo-control.

La función transferencia del servo-control en bucle abierto, Fig. 19, puede escribirse:

$$W(p) = \frac{V_s(p)}{V_c(p)} = \frac{1}{p} \cdot \frac{1}{n} \cdot abc W_1(p) W_2(p). \quad (2)$$

- a se expresa en Hz por voltio,
- b se expresa en voltios por radian,
- c se expresa en voltios por voltio.
- n es la relación del divisor de frecuencia en el bucle.

El argumento y fase de estas funciones de transferencia puede calcularse para cada valor de la frecuencia f_1 .

Supongamos que:

$V_0(f_1)$ representa las tensiones de ruido del oscilador de referencia,

$V_1(f_1)$ la tensión de ruido del oscilador controlado en ausencia de servo-control y $V(f_1)$ la tensión de ruido del oscilador controlado.

$v(f_1)$ la tensión de ruido del oscilador servocontrolado.

$$V(f_1) = \frac{n}{n_0} \cdot V_0(f_1) + \frac{V_1(f_1)}{W(f_1)} \quad (3)$$

n_0 es la relación del divisor de frecuencia correspondiente a la señal de referencia.

En la expresión (3) el ruido del oscilador de referencia aparece al nivel de la frecuencia de salida y la acción del servo-control de ganancia $W(f_1)$ es evidente.

Estudieemos el caso especial en que los filtros quedan eliminados del bucle. La ganancia de bucle puede expresarse:

$$W(f_1) = \frac{abc}{2\pi f_1 n} \text{ para } f_1 < f_c$$

f_c es la frecuencia para quien es uno la ganancia del bucle.

y el ruido debido al oscilador servocontrolado se hace:

$$(N/S)_{f_1} = 10 \log \frac{a^2 R k T \Delta f}{2 f_1^2} \cdot \frac{4 \pi^2 f_1^2 n^2}{a^2 b^2 c^2}$$

Parece como si el ruido, en este caso, no dependiese del valor de a . Por otra parte es posible hacer $\frac{n^2}{C^2}$ constante.

El mejor resultado, en la banda de paso del bucle, será pues obtenido aumentando el valor de $\frac{bc}{n}$ dentro de los límites consentidos por las condiciones de estabilidad del servocontrol.

A mayor abundamiento, la utilización de filtros $F_1(p)$ y $F_2(p)$ permiten aumentar la ganancia de bucle hasta que tienda hacia el límite de la pendiente $-\frac{5}{3}$ correspondiente a un margen de fase de 30° , Fig. 20.

Los resultados anteriores se mantienen válidos para el estudio de perturbaciones dentro del bucle.

Estudieemos seguidamente qué sucede más allá de la frecuencia de corte del servocontrol.

En este caso, la obtención de la máxima ganancia deja de ser efectiva, el ruido obtenido tiende hacia el ruido propio del oscilador controlado siendo entonces interesante reducir el valor del coeficiente "a" según se mostró en la primera expresión citada.

En las proximidades de la frecuencia de corte es preciso realizar un análisis más detallado [17].

Si los filtros son tales que el bucle es de segundo orden, designando por ξ el coeficiente de amortiguamiento, la banda de paso de ruido de bucle se hace:

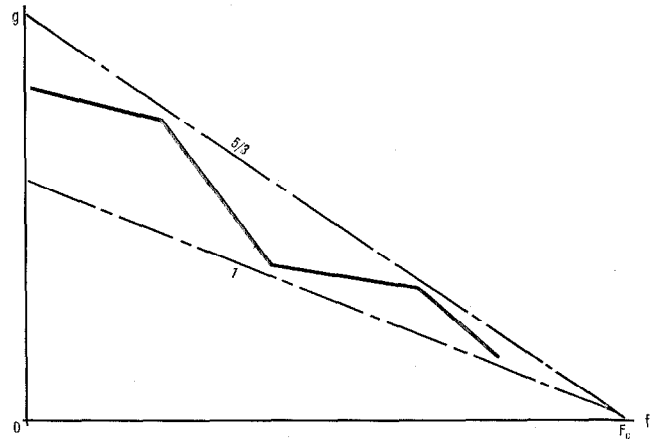


Fig. 20 Ganancia del bucle de servo control.

$$B_n = \frac{2\pi f_i}{2} \left(\xi + \frac{1}{4\xi} \right)$$

en que

ξ es el coeficiente de amortiguamiento,

f_i es el ancho de banda del filtro paso banda (forma rectangular),

alcanzando su valor mínimo $\frac{f_n}{2}$ para $\xi = 0,5$

$$\text{con } f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{a \cdot b \cdot c}{\tau_1 + \tau_2}}$$

siendo τ_1 y τ_2 constantes de tiempo del filtro del bucle.

El valor obtenido es casi exactamente el mismo cuando el coeficiente de amortiguamiento es igual a $\frac{\sqrt{2}}{2}$, valor corrientemente adoptado.

Debe destacarse que el filtrado así realizado por el bucle de control de fase puede utilizarse para hacer pura la señal de salida de un sintetizador. Por ello se denomina con frecuencia "oscilador límpio".

Caso especial del bucle de control numérico

Hay dos posibilidades en el caso de control numérico:

- conversión analógico/digital antes del divisor de frecuencia,
- interrupción del servocontrol durante cada período de cuenta.

En el primer caso:

$$\text{Sea una señal } v(t) = [A_0 + a(t)] \cos [\omega_0 t + \Phi(t)].$$

El paso a señal digital se efectúa detectando el paso a nivel umbral W_0 (Fig. 21), de forma que

$$\cos \left(2\pi \frac{t}{T_0} + \Phi(t) \right) = \frac{W_0}{A_0 + a(t)}$$

donde

$a(t)$ es la amplitud del ruido

$\Phi(t)$ el nivel de ruido de fase

$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$ la pulsación, y

A_0 la amplitud de la señal

y si

$$2\pi \frac{t}{T_0} = 2\pi n + \Psi_n(t)$$

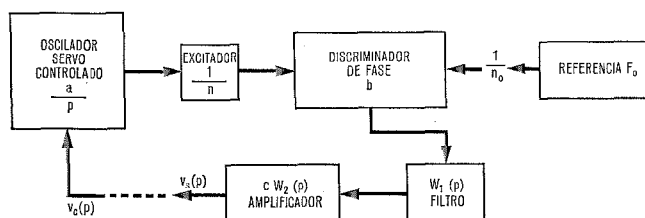


Fig. 19 Control del oscilador mediante bucle de servo control.

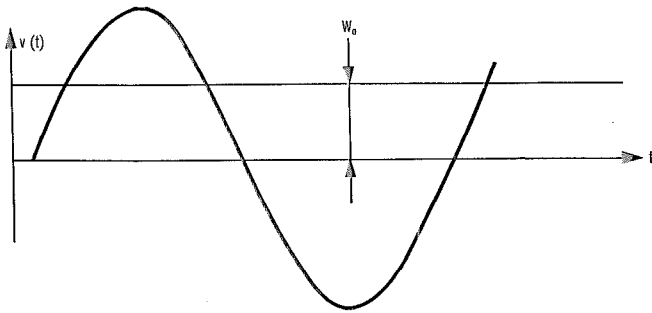


Fig. 21 Conversión analógico/digital.

$$\Psi_n(t) = \arccos \frac{W_0}{A_0 + a(t)} - \arccos \frac{W_0}{A_0}$$

siendo n la relación del divisor de frecuencia y puesto que $a(t)$ es pequeño frente a A_0 , siendo también pequeño $\frac{W_0}{A_0}$:

$$\Psi_n(t) = \frac{W_0 a(t)}{A_0 A_0}$$

El ruido de amplitud se convierte en parpadeo de fase cuyo efecto es pequeño.

Un buen detector de paso de cero constituye también un filtro activo.

En el segundo método el bucle de control de fase está abierto durante un ciclo de referencia. Es, por tanto, peligroso efectuar la comparación de fase a frecuencias de referencia demasiado bajas. Esto tiene también la ventaja de la selectividad (a mayores frecuencias de referencia) y demuestra la necesidad de varios bucles cuando los pasos del sintonizador son pequeños.

Conclusiones

Para disminuir el ruido en un bucle de servocontrol de fase, es bueno aumentar la ganancia en la banda de paso, es decir, obtener una frecuencia de corte más bien alta. Respecto del ruido más allá de la frecuencia de corte, es necesario seleccionar un coeficiente " a " Hz/voltio de control de frecuencia del oscilador tan bajo como lo permita el diseño del conjunto del sintetizador.

Cuando se utiliza un bucle secundario el coeficiente " a " es lo suficientemente bajo y permite que el paso de ajuste de frecuencia se tome como frecuencia de comparación en el discriminador de fase.

En el caso de un bucle primario, una buena solución consiste quizás en incorporar condensadores direc-

tamente en los dispositivos de aproximación por barrido o paso a paso, y disminuir así el coeficiente " a ", cubriendo al mismo tiempo el margen de frecuencia deseado.

Por último, se deduce que la supresión de los circuitos selectivos a la entrada del receptor y en la salida de la transmisión deben estudiarse de acuerdo con las posibilidades del sintetizador utilizado. No será suficiente la simple consideración de la linealidad del mezclador y del margen dinámico.

Bibliografías

- [1] Spurious chart for mixer design, Electronics, abril 1951, pág. 132.
- [2] Hewlett Packard frequency synthesizer, Electronics, 18 mayo 1964, pág. 71.
- [3] W. J. Evanzea: (AN/ARC 104), Finally the Armed Forces get solid state communications, Electronics, 3 mayo 1965, págs. 65-67.
- [4] I. P. Magasiny: (AN/ARC 104), Airborne Military Transceiver finds room in crowded spectrum, Electronics, 15 abril 1968, págs. 133-138.
- [5] H. F. Transceiver for USAF F 111 A (AN/ARC 123), Aviation Week and Space Technology, 20 diciembre 1965, pág. 71.
- [6] W. Kloepfer, G. Sidow y P. Bamberg: Mobile Radio Equipment SEM 25, Electrical Communication, Vol. 42 (1967) N° 1, págs. 62-72.
- [7] J. Lisimaque y J. Ribour: Microminiaturización en transmisores-receptores de onda corta, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 42 (1967), N° 3, págs. 63-69.
- [8] W. Kloepfer: Tendencias y aplicaciones de las nuevas técnicas en el campo de los equipos de radio móviles, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 45 (1970), N° 1, págs. 4-16.
- [9] J. J. Muller y J. Lisimaque: Equipo portátil de HF de banda lateral única, tipo TR-TM 4, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43 (1968), N° 4, págs. 350-359.
- [10] Alan B. Grebene: The Monolithic Phase Locked Loop, A versatile building block, IEEE Spectrum, marzo 1971.
- [11] Considerations for the short-term stability of frequency multipliers, IEEE Transactions on Aerospace and electronic systems, Vol. AES-2-N° 1, págs. 36-47.
- [12] Hewlett Packard Journal, noviembre 1971, págs. 9-14.
- [13] A Digital Frequency Synthesizer, IEE, Vol. AU 19, N° 1, marzo 1971, págs. 48-56.
- [14] Jacques Rutman: Relations générale entre instabilité de fréquence et pureté spectrale, (Thèse Doctorat, 23 junio 1970).
- [15] Short-term frequency stability: Characterization, theory, and Measurement, Proceeding of the IEEE, julio 1965, págs. 704-722.
- [16] The Short-term frequency stability of sine wave generators, NTZ-1968, Heft, págs. 489-494.
- [17] Floyd M. Gardner, John Wiley and Sons, Inc., Phaselock Techniques.
- [18] J. Noordams: Frequency Synthesizers — A Survey of Techniques, IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. Com. 17, N° 2, abril 1969, págs. 257-270.
- [19] R. Klinger: Vielkanaloszillatoren hoher Frequenzkonstanz für Funkverbindungen, Frequenz 25 (1971), págs. 30-36.
- [20] R. Klinger: Phasensynchronisierte Vielkanaloszillatoren, SEL-Nachrichten 16 (1968) H2, págs. 56-69.

J. L. Ribour nació en Laon en 1932. Cursó sus estudios en la "Ecole des Arts et Métiers" de Lille y después de París y obtuvo el diploma de Ingeniería en 1955. A continuación se especializó en la "Ecole Supérieure d'Electricité", Sección de Radio y obtuvo el diploma de ingeniero en 1958.

Hizo su servicio militar como Oficial de Radar en la Marina Francesa, entrando en 1961 en "Le Matériel Téléphonique", Boulogne. Participó en el desarrollo de un equipo móvil de banda lateral única en la banda de HF. Actualmente está especializado en el estudio de sintetizadores de frecuencia en las bandas HF y VHF.

Sistemas de transmisión y de conmutación integrado PCM de exploración para redes locales

Descripción de los principios de organización de un sistema integrado de transmisión y conmutación PCM de exploración diseñado para servir una parte importante del área de una red local.

Se dan con cierto detalle los principios de mantenimiento y de localización de la función de control.

S. R. TREVES

Fabbrica Apparecchiature per Comunicazioni Elettriche Standard, Milán, Italia

J. G. DUPIEUX

M. A. HENRION

Laboratoire Central de Télécommunications, París, Francia

Introducción

Es de esperar que los sistemas integrados de transmisión y conmutación PCM* tengan un gran impacto en los métodos futuros de comunicaciones tanto en el aspecto técnico como en el económico.

El primer desarrollo en ITT de un sistema público de conmutación PCM se realizó para las pruebas de campo de la central tandem de Londres [1]; el segundo, un sistema integrado de transmisión y conmutación (IST) de exploración, se ha desarrollado conjuntamente por LCT y FACE. Este sistema es una solución híbrida que utiliza división en espacio para la concentración de líneas y división en tiempo para la selección de grupo; en cuanto al equipo, se utilizan puntos de cruce a base de multiconmutadores miniatura [2] para la concentración de los Elementos de Selección de Líneas (ESL) y conmutación PCM para los Elementos de Selección de Grupo (ESG).

Los objetivos principales de este desarrollo fueron los siguientes:

a) Demostrar que las técnicas de división en espacio y en tiempo son compatibles y que las etapas de con-

mutación por división en tiempo y en espacio se pueden controlar con una *unidad de control central* (UCC) sencilla.

b) Investigar las posibilidades de las técnicas de control remoto en toda la red PCM.

c) Demostrar la viabilidad técnica de una red local PCM con una capacidad de 20.000 a 30.000 abonados; esta red comprende centrales pequeñas y medianas dispersas en un área geográfica amplia y conectadas a una central principal PCM mediante líneas de transmisión PCM.

Características principales

Estructura de la red

Los diversos módulos de la red de conmutación se han desarrollado para formar una red dispersa.

Cualquier parte de la red de conmutación puede estar localizada a distancia de la unidad de control central que la controla.

La unidad de control central, situada en la central principal, cursa el tráfico de una determinada área (Fig. 1).

Una central principal PCM se compone de:

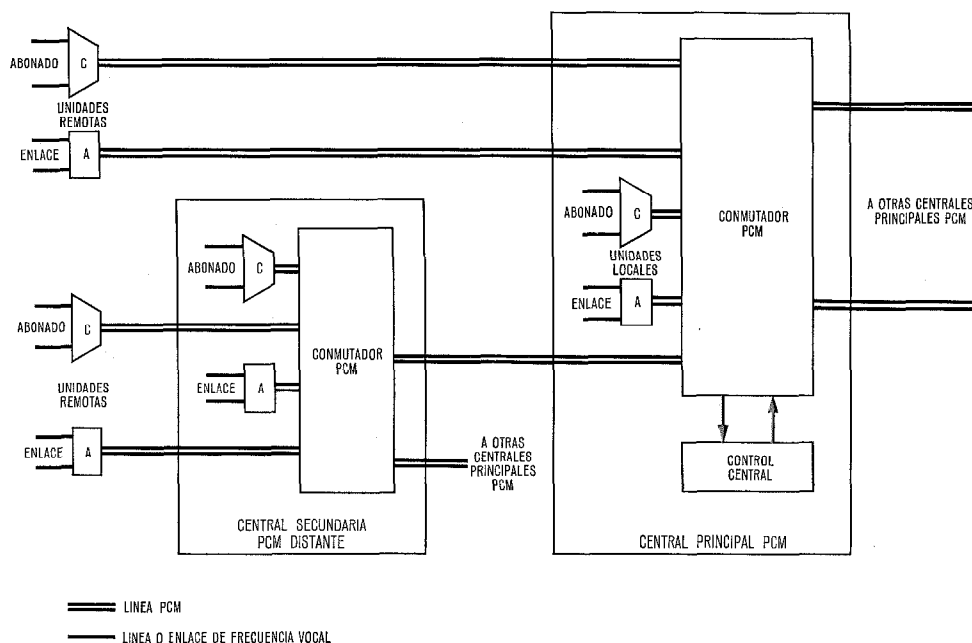


Fig. 1 Red integrada local PCM.

C = concentrador de abonados AB = abonado
A = adaptador E = enlace

- una unidad de control central (UCC);
- accesos periféricos (para exploradores, distribuidores o excitadores y marcadores) que realizan la transferencia de información de control entre la UCC y la red de conmutación;
- una red de conmutación, compuesta por un conmutador PCM, concentradores y adaptadores locales o remotos. Los adaptadores proporcionan la interconexión con las centrales por división en espacio. Una central satélite PCM se compone de:
 - un conmutador PCM;
 - concentradores locales o remotos,
 - adaptadores locales o remotos.

En este caso no se dispone de unidad de control central ni de sus accesos periféricos y todas las funciones de decisión se centralizan en la central principal.

Las funciones de control de los concentradores y adaptadores se hacen tan sencillas como sea posible para reducir el coste del equipo, aumentar la fiabilidad y simplificar el mantenimiento. La alta capacidad de transmisión de los canales PCM se aprovecha plenamente mediante el uso del modo de funcionamiento principal-condicionado. El mismo concentrador o adaptador puede utilizarse como local o distante.

Intercambio de información de control entre unidad de control central y la red

En las centrales de control por programa almacenado y división en espacio, el intercambio de información de control entre la red de conmutación y sus circuitos terminales de la red (CTR) y la UCC se realiza

mediante los dispositivos de acceso a la red (DAM) y sistemas periféricos ómnibus (Fig. 2a); todos las DAM están localizadas dentro de la central.

Cuando se consideran redes diseminadas y, en particular, redes PCM, las redes de conmutación y los CTR están generalmente dispersos y, por consiguiente, los DAM están distribuidos en diferentes localidades geográficas dentro de la red (Fig. 2b).

Resulta, pues, necesario distinguir entre la función DAM misma y los medios de transmisión de la UCC a los DAM; esta función de transferencia por canales PCM se realiza en modo condicionado entre un controlador (señalador localizado en el equipo centralizado de la central principal) y una unidad controlada en la parte dispersa de la red.

Control central

El sistema de transmisión y conmutación de exploración es un sistema de control por programa almacenado.

Para aumentar la fiabilidad, y también para facilitar el mantenimiento y las ampliaciones la unidad de control central se compone de dos unidades de proceso central (UPC) idénticas que trabajan en reparto de carga. Cada UPC está formada por un procesador, con sus bloques de memoria y unidades periféricas. Se trata de un ordenador de la familia ITT 3200 [3], ordenador de la tercera generación diseñado especialmente para conmutación.

Las transferencias entrada/salida entre programa y equipos (periféricos telefónicos) se realiza, mediante

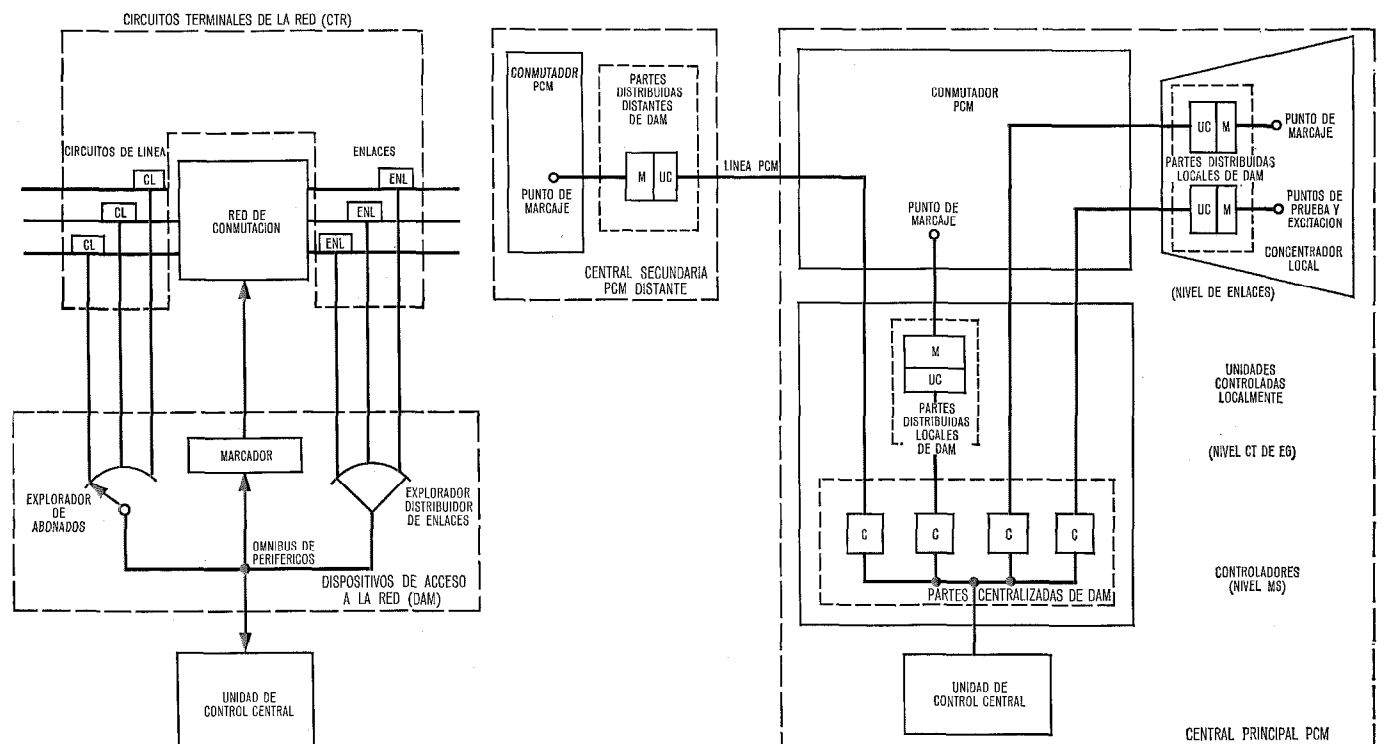


Fig. 2 Dispositivos de acceso a la red en centrales de división en espacio y de división en tiempo.

- a) central de división en espacio
- b) central PCM de división en tiempo

C = controlador M = marcador CTR = circuito terminal de red
 UC = unidad de control E/D = explorador/distribuidor DAM = dispositivos de acceso a la red

acceso directo a la memoria, a través de una unidad de lógica cableada denominada unidad de proceso de entrada/salida (UPES), que actúa de forma autónoma (es decir, sin ningún control de programa de la UPC). Las transferencias de datos en la memoria se procesan a través de dispositivos de entrada/salida que proporcionan programa/equipo.

En comparación con el método convencional de ómnibus entrada/salida, esta solución conduce a una utilización muy eficaz del tiempo de ordenador, debido a los ahorros siguientes de tiempo de proceso:

- Las transferencias de datos se realizan siempre automáticamente bajo el control de los circuitos de la UPES.
- Se utiliza "sustracción de ciclo de memoria".
- La UPES accede a un bloque de memoria mientras el ordenador asociado está trabajando generalmente con otro bloque de memoria.
- La disponibilidad de NAD está controlada por el equipo únicamente; los programas tienen solamente que esperar su requisición por los dispositivos de entrada/salida.
- Las funciones repetitivas que consumen tiempo, tales como la exploración cíclica y la detección de falta de acoplamiento, se pueden ejecutar automáticamente en el equipo aunque los estados anteriores de los puntos de prueba de los enlaces estén almacenados en la memoria de la unidad de proceso central.

Localización de la función de control

La filosofía general de control utilizada se basa en los principios siguientes:

- las decisiones se toman por los programas de la unidad de proceso central,
- la transmisión de las órdenes se maneja mediante unidades cableadas centralizadas,
- los mensajes de órdenes se transmiten a través de la red PCM,
- la ejecución tiene lugar en unidades cableadas distribuidas que trabajan en el modo condicionado.

Algunas funciones críticas de tiempo real se realizan mejor a nivel de equipo centralizado:

- detección de desacoplo entre los estados anterior y nuevo de los puntos de prueba de los enlaces (en la UPES),
- análisis y generación de señales cortas, tales como impulsos (en los transmisores-receptores digitales MSR).

En cuanto a los programas se ha dado una consideración especial a la definición de un programa de interrelación normal de eventos telefónicos, para separar claramente las funciones de señalización, relacionadas con los eventos telefónicos generales, de las de control y señalización específicas de la red que dependen de cada aplicación en particular.

Esta interrelación de eventos proporciona las siguientes facilidades potenciales:

- Se pueden aplicar varios tipos de señalización mediante los actuadores de señalización apropiados, cuyos eventos correspondientes comunicarán con los

programas de proceso de llamadas a través de su circuito de interconexión común.

- Los programas de proceso de llamada pueden escribirse fácilmente en un lenguaje telefónico general, ignorando los tipos de señalización de cada aplicación; así, en el futuro, se puede contemplar la viabilidad de un programa de proceso de llamadas de aplicación general adaptable a cualquier sistema telefónico (por división en tiempo o espacio) de control por programa almacenado).

Actuadores de señalización

Esta sección se limita a los tipos asociados de señalización; en el caso de mensajes de señalización de canal común se comunicaría directamente al circuito de interconexión de eventos.

La señalización entre los enlaces y la UCC se basa en:

- Mensajes de control arranque-parada de canal común para las señales de línea.
- Canal individual (utilizado después para conversión) para las señales de registrador.

Las secuencias básicas de las funciones implicadas son:

- a) Para la recepción de las señales de línea:
 - Exploración de enlaces iniciada por MSD (ver "Funciones de los multiseñaladores tipo "D"),
 - Los posibles desacoplos se detectan en la UPES,
 - Los análisis de desacoplos (enmascaramiento, persistencia, tiempo, preparación del evento) son tareas a desarrollar por programa ("nivel de reloj").
- b) Para la transmisión de las señales de línea:
 - Orden preparada por programa,
 - Mensaje transmitido hasta los DAM distribuidos,
 - Las temporizaciones cortas (si existen) y las órdenes de ejecución se realizan en el enlace.
- c) Para las señales de registrador:
 - Se establece una conexión que utiliza canales PCM individuales entre el enlace y un transmisor-receptor digital centralizado,
 - La detección y persistencia de cambio de señal (solamente para las señales recibidas), temporización del cambio y cómputo de impulsos son realizadas por receptores-transmisores digitales centralizados (MSR),
 - Para cada dígito recibido (o para enviar) se produce un intercambio entre el MSR y la UPC que se está haciendo cargo de la llamada.

Encaminamiento de las llamadas

Tanto en los ESL por división en espacio como en los ESG de PCM, la búsqueda e identificación de caminos se realiza mediante programas que utilizan memorias de red y de caminos. Las funciones de búsqueda e identificación de caminos tienen lugar entre una decisión de proceso telefónico en el programa (petición de identificación y traducción de ruta) y una operación de

marcaje en la red de conmutación (conexión y desconexión).

Marcaje de caminos

Los mensajes de control local o remoto de arranque-parada por canal común se utilizan para transmitir órdenes de marcaje de la UCC a las unidades distribuídas, tales como:

- ESL,
- Unidad de conversión analógica/digital,
- Conmutador PCM (conmutadores de tiempo, equipos de grupo).

Señalización

Señalización entre una central PCM y una central de división en espacio

Se proporciona la intercomunicación con los sistemas de señalización existentes siguiente (o por lo menos está prevista):

- Señalización en corriente continua,
- Señalización en corriente alterna,
- Señalización multifrecuencia MF,
- Señalización de transmisión PCM CEPT*.

Se pueden distinguir dos casos diferentes:

- A) se puede aplicar un sistema de señalización optimizado;
 - B) existe o se ha adoptado la señalización de transmisión PCM CEPT.
- A) Sistema de señalización optimizado para redes PCM:

Este caso implica enlaces simplificados cuando se utiliza:

- a) para señales de línea, mensajes con direccionamiento por canal común;
- b) para señales de registrador, canal individual (el último utilizado para voz).

Las ventajas principales de a) son:

- los mensajes de direccionamiento se acoplan directamente al lenguaje de las UCC y restricciones de tiempo a nivel del enlace; actúan como las órdenes de exploración en la mayoría de los sistemas semi-electrónicos, es decir, medida directa de los puntos de prueba del enlace desde la UCC;
- capacidad de direccionamiento abierta, lo que proporciona una amplia flexibilidad para señales adicionales, tales como órdenes de prueba o control.

El principio básico de b) es el siguiente:

Durante la fase del registrador, se utiliza cada canal individual con la siguiente distribución de bits (ver párrafo "Unidad de conversión analógica/digital"):

- bits 1 a 7 (información a través del codec**) transmitiendo posibles señales de multifrecuencia (MF);
- bit 8 (información que evita el codec) transmitiendo la información del estado del bucle (o de los hilos E

* Nota: Multitrama de direccionamiento de tiempo asociada con el canal 16.

** codec = codificador/decodificador.

y M) en el caso de señalización por corriente continua (o alterna).

La ventaja principal de esta solución es que la red integrada PCM puede trabajar siempre de la misma forma con cualquier tipo de señalización de "equipo asociado" utilizada en la conmutación por división en espacio. Como consecuencia, se pueden destacar dos simplificadores importantes en la organización del control:

- En el caso de señalización MF, la condición del estado de continua a alterna se puede supervisar simultáneamente en el mismo dispositivo en lugar de en dos diferentes.
- En el caso de la transmisión de impulsos, debido a las restricciones de tiempo real en la generación de impulsos de disco, sería muy difícil transferir las informaciones de cierre/apertura mediante mensajes de direccionamiento por el canal común (lo que entrañaría retrasos posibles en la ejecución de las órdenes y, por consiguiente, distorsión de señal).

B) Señalización múltiple para transmisión PCM

En este caso, las señales de línea y registrador (no multifrecuencia) se transmiten por los 16 canales utilizando asociación de dirección en tiempo (estructura multitrama). La adaptación al lenguaje de UCC y las restricciones de tiempo se realizan a nivel de equipo de grupo (ver párrafo "Interconexión con la transmisión — Equipos de grupo"); esto implica un proceso adicional de señalización multitrama y una memoria intermedia para almacenar la información de estado estacionario que representa la imagen de los puntos de prueba de los enlaces.

Señalización entre una central principal PCM y concentradores PCM

Las señales de línea y registradores se manejan como en el caso de los sistemas de señalización optimizados para redes PCM (párrafo "Sistema de señalización optimizado para redes PCM"). Las órdenes de control remoto de los ESL (unidades de selección de línea) se integran con las señales de línea en el canal común.

La señalización de registradores por canal individual es aplicable a las señales de registrador de abonado con las siguientes posibilidades adicionales:

- los abonados que tienen en paralelo un aparato de disco y otro de teclas pueden ser atendidos por un solo receptor de teclas (capaz de recibir ambos tipos de señales);
- podrían utilizarse aparatos de abonado de teclas con señalización en corriente continua (indicando emisión de señal multifrecuencia).

Señalización entre centrales principales PCM

Con el desarrollo de sistemas de conmutación PCM controlados por programas almacenados, existe una tendencia natural hacia la señalización por canal común que es la extensión normal del lenguaje y procedimiento de ordenador a la red telefónica; en el caso del PCM,

la señalización por canal común significa mensajes con dirección que utilizan el mismo canal PCM sobre una base de reparto de tiempo.

La señalización por canal común es, sin duda, conveniente para las señales de línea, mientras que en el caso de las señales de registrador se podría utilizar bien el canal común, bien canales individuales (mismo formato de mensaje utilizado para señales de línea y de registrador); se puede conseguir uniformidad completa en el último caso con todos los demás tipos de señalización (apartados "Señalización entre una central PCM y una central de división en espacio" y "Señalización entre una central principal PCM y concentradores PCM").

Tamaño de las unidades del sistema

El tamaño de las unidades principales utilizadas en el sistema de exploración es:

- concentradores: 512 ó 1024 abonados que utilizan la unidad de selección de línea Metaconta L normalizada;
- conmutador PCM: Configuración STS (Espacio-tiempo-espacio); tamaño máximo de 64×32 con operación de transferencia en ambos sentidos en paralelo a un ritmo interno de 2048 kbits/s (256 intervalos de tiempo/trama);
- tamaño del área de la red: 32×1024 ó $64 \times 512 = 32.768$ abonados distribuidos sobre una central principal y de 0 a 7 centrales secundarias.

Descripción general del sistema

La figura 3 muestra las partes y unidades principales desarrolladas en el sistema de exploración; integrado de transmisión y conmutación.

- La unidad de control central (UCC) está formada principalmente por dos unidades de proceso centra-

les (UPC) del tipo ITT 3210 una unidad de proceso frontal de cableado lógico (UPES) va asociada a cada UPC.

- Los multiseñalizadores (MS) incluyen las partes centralizadas de los dispositivos de acceso de la red y los transmisores-receptores de las señales de registrador.
- El conmutador PCM con su matriz de conmutación en espacio y en tiempo.
- Los equipos de grupo (EG) que constituyen la interconexión entre transmisión y conmutación.
- Los concentradores y adaptadores para interconexión con los terminales VF (frecuencia vocal), utilizando ambos el mismo módulo de aplicación general designado unidad de conversión analógico/digital (A/D).

Unidad de proceso de entrada/salida (UPES)

La conexión entre la UCC y los multiseñalizadores se muestra en la figura 4.

La UPES maneja las transferencias de información entre un módulo de memoria de núcleos de ferrita, perteneciente a su UPC, y los multiseñalizadores.

Para enviar una requisición de la UCC a un multiseñalizador, la UPES explora periódicamente el acumulador de carga localizado en la memoria de ferrita y realiza después la transferencia a un multiseñalizador especificado.

Los multiseñalizadores interrumpen la UPES cuando hay que enviar resultados; existen dos tipos de resultados:

- Resultados de exploración (estados actuales de los puntos de prueba); la exploración cíclica de los enlaces se inicia según secuencia de reloj en los multiseñalizadores. Los resultados se dan alternativamente a cada UPES, que detecta si existe por lo me-

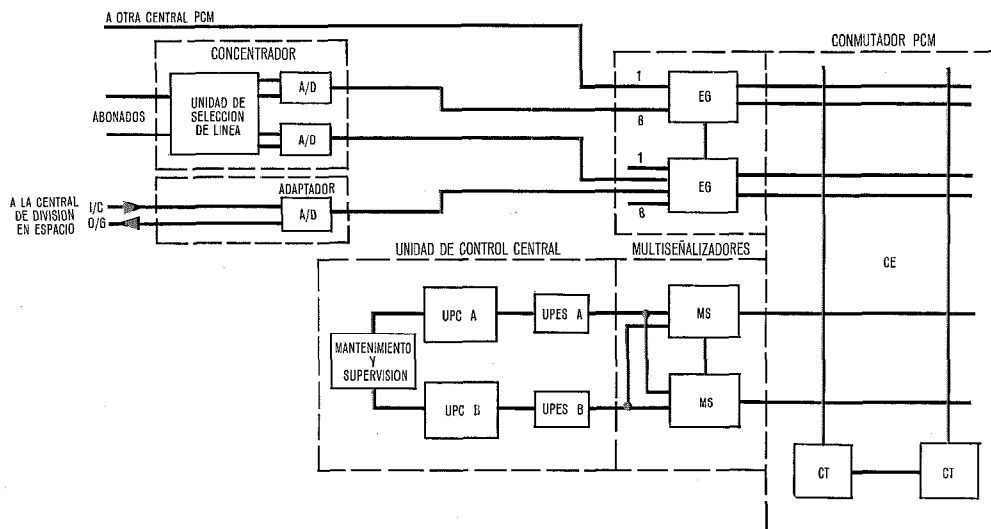


Fig. 3 Diagrama de bloques general.

- | | |
|--|--|
| UPC = unidad de proceso central | CE = conmutador en espacio |
| UPES = unidad de proceso de entrada/salida | EG = equipo de grupo |
| MS = multiseñalizador | A/D = unidad de conversión analógico/digital |
| CT = conmutador en tiempo | ESL = unidad de selección de línea |

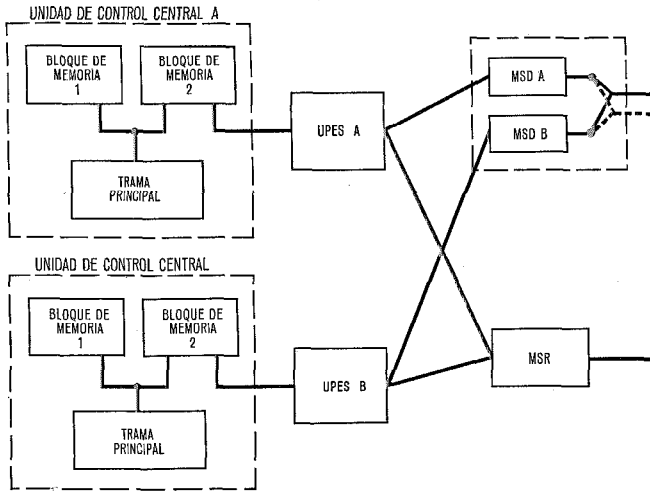


Fig. 4 Interconexión entre la UCC y los MS mediante UPES.

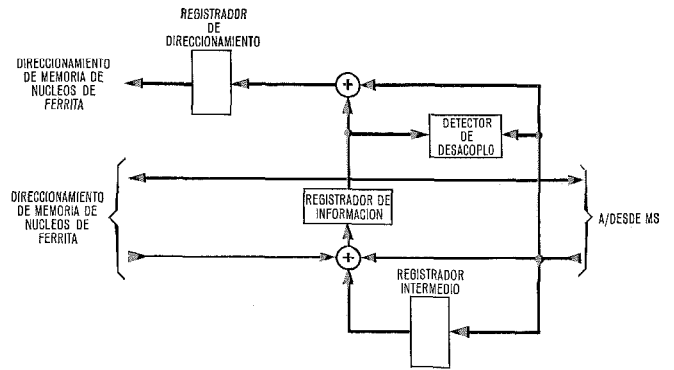


Fig. 5 Organización de las UPES.

nos una desadaptación entre el estado actual y el anterior de los puntos de prueba. Los resultados de la exploración se almacenan en la memoria de ferrita solamente en el caso de desadaptación.

— Resultados de operaciones, se dan a la UPES que carga la operación; el resultado se almacena en el acumulador de resultados de operaciones (memoria de ferrita).

La figura 5 da un diagrama simplificado de la organización de la UPES.

Desde el punto de vista de seguridad, la UPES es parte de la UPC a la que está asociada, lo que se ha tomado en consideración al calcular el tiempo medio entre fallos (MTBF) global para la UCC.

Cada UPES tiene un medio interno de detección de faltas, similar al de los ordenadores, que consta de:

- comprobaciones de paridad,
- temporización de la operación,
- protección del direccionamiento de memoria,
- detección de sobrecargas en el acumulador de resultados.

La UPES interrumpe el funcionamiento de su UPC asociada en caso de fallo.

Existen, además, comprobaciones sistemáticas en el procedimiento de transferencia de la información de control (tal como reconocimiento de carga de operación) entre la memoria de ferrita y las memorias de los multiseñalizadores.

Multiseñalizadores

Se trata de emisores-receptores multifuncionales conectados a entradas de la red de conmutación PCM (128 entradas de canal).

Cada multiseñalizador está constituido por 128 señalizadores (cada uno asociado con un intervalo de tiempo en la entrada de la red de conmutación) que trabajan por división en tiempo.

En la figura 6 se dan las partes principales.

- Una memoria de acceso aleatorio de 40 bits, 128 filas; cada fila corresponde a un señalizador, en la que se almacenan datos como códigos de instrucciones, posiciones del secuenciador e identidad y datos de la UPC.
- Un dispositivo de acceso a la memoria que introduce la información de la operación en la memoria del MS e inversamente devuelve resultados; se utiliza técnica de reconocimiento para comprobar las transferencias de información (ver párrafo "Unidad de proceso en entrada/salida UPES).
- Un dispositivo multifuncional cíclico, que trabaja en una base de intervalos de tiempo, controla los intercambios de información en ambos sentidos con dispositivos controlados a través del conmutador PCM.

Se han desarrollado dos tipos de multiseñalizador (MSD y MSR), cuyas principales diferencias son las siguientes:

Los multiseñalizadores tipo D (D de duplicado) manejan canales de señalización común; cada señalizador se conecta a una entidad controlada (conmutadores de tiempo, concentradores o adaptadores) en base semi-

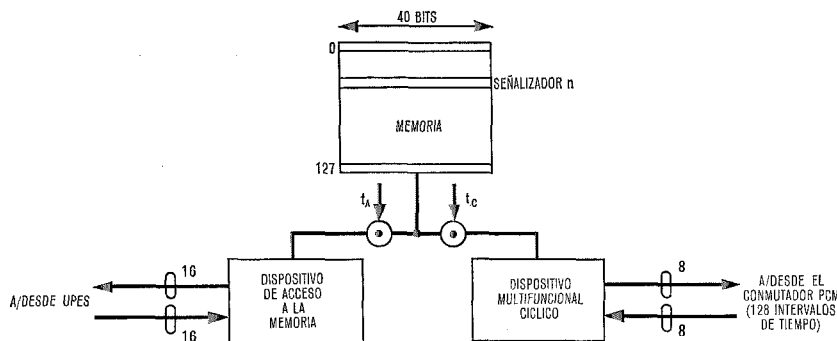


Fig. 6 Multiseñalizador.

permanente para realizar la transmisión de órdenes de control, prueba y señales de línea.

Los multiseñalizadores MSD se equipan en parejas (MSD y MSDB), trabajan en paralelo, en la misma entrada del conmutador A, con exclusión mutua por división en tiempo. Cada MS de una pareja está asociada a la UPC correspondiente (Fig. 4).

Esta organización se adoptó para evitar tener que reconfigurar 128 enlaces de control en caso de fallo de un MSD; en este caso, se produce una conmutación de sistema y la UCC entonces trabaja en simplex.

Sin embargo, se proporciona la posibilidad de conmutación automática a una entrada de reserva al conmutador en el caso de fallo de la sección horizontal utilizada de la matriz de conmutación en espacio.

Los multiseñalizadores tipo R (R de registrador) se asignan por requisición, es decir, como emisor o receptor para la señalización de registradores.

La seguridad se consigue por el principio de $N + 1$ (ver párrafo "Seguridad").

Funciones de los multiseñalizadores tipo D

Los multiseñalizadores tipo D se conectan a las siguientes unidades para controlar las funciones que se mencionan a continuación.

- concentradores: explorador de marcador de línea, explorador-distribuidor de enlace, marcador de unidad analógica/digital;
- adaptadores: explorador de llamada entrante, explorador-distribuidor de enlace, marcador de unidad analógica/digital;
- conmutadores de tiempo: marcador;
- otras centrales PCM; señalización por canal común.

Funciones de los multiseñalizadores tipo R

En el caso de señalización por c.c. ó c.a. se utiliza una primera versión de multiseñalizador tipo R; para cada señalizador, las funciones principales son las siguientes:

- como receptor, la detección y cómputo de los impulsos de disco;
- como emisor, la generación de los impulsos de disco.

Se prevé una segunda versión para señalización MF en la que se añaden emisores-receptores de frecuencias.

Conmutación PCM

El conmutador PCM realizado es similar substancialmente al descrito en [5] por lo que los detalles que se mencionan se refieren solamente a las nuevas características.

El conmutador PCM tiene una estructura doblada espacio-tiempo-espacio (STS), (Fig. 3), con toda disponibilidad y trabaja en paralelo a un ritmo de transferencia de 2,048 Mbit/s.

La máxima dimensión previsible es de 64×32 , es decir, 8192 canales de llegada, de salida o bidireccionales, en la proporción deseada) lo que significa una capacidad aproximada de 2500 erlangs de tráfico de llamadas (cada entrada al conmutador PCM consta de 128 canales).

Interconexión con la transmisión — Equipos de grupo (RG)

El equipo de grupo proporciona una interconexión entre la transmisión (transferencia serie según secuencia de reloj del enlace) y la conmutación (transferencia paralelo según secuencia de reloj de la central).

Por motivos de prueba, se proporciona la facilidad de realizar un bucle con cualquier canal sin perturbación en los demás. La conexión del bucle se establece y repone por la UCC.

Conmutador en espacio

Ambas direcciones de transmisión se controlan por el mismo código de cierre.

La memoria de selección de espacio para cada sección vertical de la matriz está colocada en el conmutador en tiempo asociado con ella (Fig. 3).

Conmutador en tiempo

El conmutador en tiempo funciona en base cíclica-cíclica (128 intervalos de tiempo cíclicos y 128 intervalos de tiempo no cíclicos).

Todas las memorias (memoria de conversación, memorias de selección de tiempo y espacio) son memorias de acceso aleatorio y se agrupan en un bloque único por conmutador en tiempo.

Cada conmutador en tiempo se controla, a través del conmutador, desde un señalizador MSD para el establecimiento o la reposición de la conexión; de esta forma, la organización del conmutador en tiempo es la misma tanto para una central principal como para una secundaria remota.

Se puede utilizar para control cualquier intervalo de tiempo; se inicia cuando el conmutador en tiempo se pone en servicio por primera vez o se repone en él.

Se ha incluido la facilidad de comprobación de continuidad en el conmutador en tiempo junto con la facilidad de bucle al nivel de equipo de grupo. Si se ha de establecer una conexión entre el intervalo de tiempo t_x de EG y el t_y de EG_j, la UCC ordena la realización del bucle de los dos intervalos de tiempo y establece la conexión $t_x - t_y$ en un estado de comprobación de continuidad. En ambos lados de la conexión se emiten y

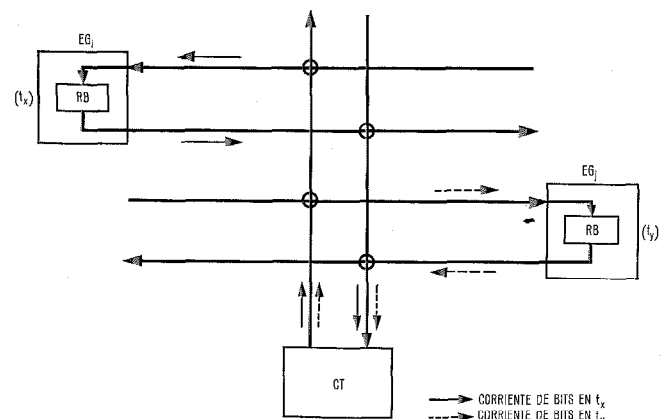


Fig. 7 Comprobación de continuidad en el conmutador PCM (cuando se establece la conexión $t_x - t_y$).

comprueban a la recepción unos patrones digitales (Fig. 7). Cuando ambas comprobaciones de transmisión son correctas, el conmutador de tiempo establece automáticamente la conexión normal. En el caso opuesto, establece el estado de fallo, recogiendo posteriormente esta información en la UCC.

Unidades para la interconexión con los terminales de frecuencia vocal

Estas unidades incluyen concentradores de línea de abonado y adaptadores a las centrales de división en espacio.

Ambas utilizan un módulo de aplicación general conocido como unidad de conversión analógico/digital (A/D).

Unidad de conversión analógico/digital

Esta unidad (Fig. 8) se obtiene del múltiplex PCM de ITT con 32 intervalos de tiempo, del cual conserva funciones tales como multiplexado, codificación, sincronización y supervisión.

Se le han añadido, además, las siguientes posibilidades:

- Una etapa de conmutación que permite el acceso de cualquier circuito terminal de la red a cualquier intervalo de tiempo de la unión PCM. Con este propósito, las puertas de muestreo se controlan por códigos almacenados en una memoria de lectura cíclica (memoria de canal). Esta etapa de conmutación proporciona un grado de concentración atractivo en el caso de circuitos terminales de una red de baja eficacia (es decir, pequeñas rutas desde y hacia centrales de división en espacio, enlaces de prueba).
- Recepción de órdenes de control enviadas por la UCC al conmutador, el explorador-distribuidor o una unidad asociada tal como un explorador de un marcador de línea (EML). Las órdenes de control se transmiten por el canal común.
- Control de acceso a los bits: El acceso a la corriente de bits se controla por una característica de conexión, almacenada en una memoria por canal, asociada con la memoria de canal (Fig. 8). Se puede acceder a cualquier intervalo de tiempo de canal de las siguientes maneras, correspondientes a tres tipos diferentes de conexiones:
 - Conexión analógica: el codec tiene acceso a los 8 bits del canal en ambas direcciones de transmisión.
 - Conexión de fase del registrador: el codec tiene acceso a 7 bits del canal en ambas direcciones de transmisión. El octavo bit transmite la información del bucle o de los hilos E y M para la señalización en c.c. y c.a., respectivamente.
 - Conexión digital: la capacidad total del canal, 8 bits, disponibles para la transmisión de datos.
 - Un explorador-distribuidor de enlaces (parte distribuida de DAM) gobernado por órdenes de direccionamiento.

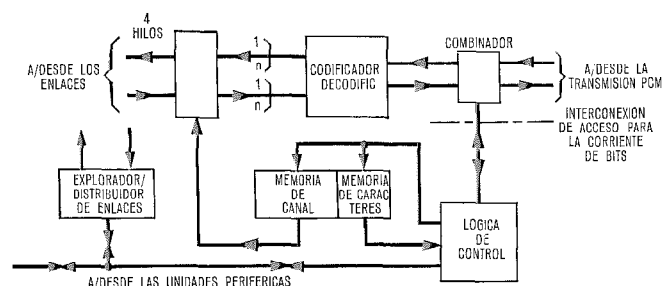


Fig. 8 Unidad de conversión analógico/digital.

Adaptadores

Los adaptadores realizan la interconexión de las uniones de la central de división en espacio y la red integrada PCM.

Constan básicamente de una unidad de conversión analógico/digital y diversos enlaces, dependiendo del tipo de señalización con la que tiene que intercomunicarse la red PCM.

Concentradores

En la figura 9 se muestra el diagrama de enlaces de un concentrador de 1024 abonados totalmente equipado, con un tráfico de 0,1 E/abonado. Un explorador de marcador de línea duplicado controla dos unidades de selección de línea Metaconta de 512 abonados. El número de unidades de conversión analógico/digital con sus enlaces (enlaces alimentadores de línea) y circuitos auxiliares (tales como generador de llamada y enlaces de prueba) dependen del número de abonados y de su tráfico medio; es decir, se necesitan 4 unidades A/D para un tráfico de 0,1 E/abonado y 6 unidades A/D para un tráfico de 0,16 E/abonado.

Principio del tratamiento de llamadas

Para una mejor comprensión se toma como ejemplo una llamada local, que se divide en cuatro fases: registrador, llamada, conversación y supervisión.

Fase de registrador (Fig. 10.a)

El explorador de abonado del ESL detecta una nueva llamada, este hecho se traslada a la UPC para que realice el interrogatorio.

Esta UPC traslada las categorías de línea correspondientes (lado que llama), comprueba que el abonado está autorizado a originar llamadas y conecta un acumulador de llamadas programado, que busca un camino libre entre el circuito de la línea del abonado que llama y un receptor de cifras libre (del tipo adecuado a la categoría correspondiente a través de las etapas de selección de línea y de grupo (camino determinado en memoria).

Las órdenes de conexión se envían a las etapas de selección de línea y de grupo, las órdenes de excitación al enlace de alimentación de línea (AL) y una orden de

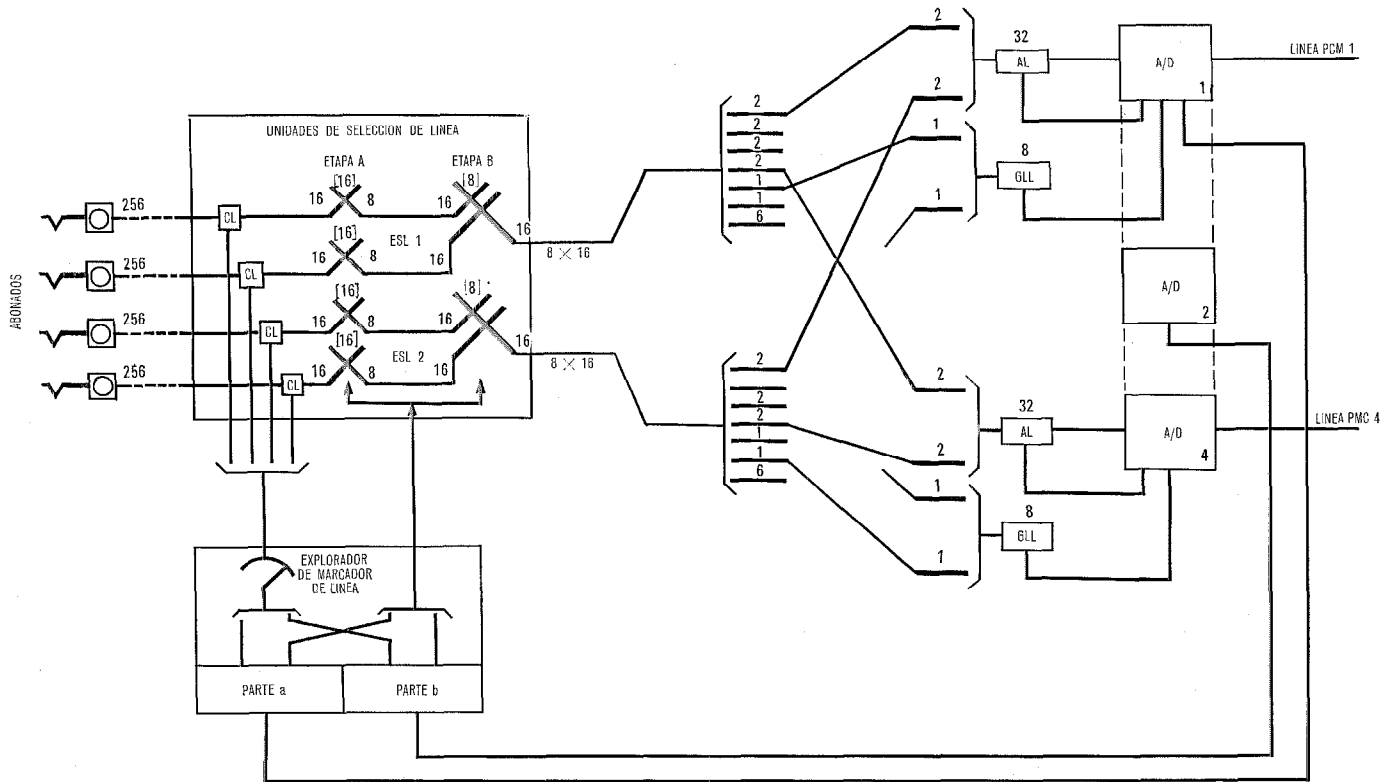


Fig. 9 Concentrador (1000 abonados - 0.1 E).

CL = circuitos de línea
 EML a-b = explorador de marcador de línea a-b
 ESL 1-2 = unidades de selección de línea 1-2
 AL = enlace de alimentador de línea
 G.L. = generador de llamada
 A/D = unidades de conversión analógico/digital

asignación al señalizador seleccionado en un MSR (dispuesto para actuar como receptor de cifras).

El receptor transmite cada dígito recibido a la UPC encargada de la llamada; los dígitos se almacenan en el acumulador programado de llamada y la UPC determina la identidad del abonado llamado para completar la selección (o identificación de ruta para una llamada saliente) por traducción del prefijo.

En caso de llamada local se traduce el número de guía del abonado llamado, obteniéndose el número de equipo correspondiente (varios en el caso de un grupo PABX) y la categoría del abonado llamado, y comprobándose después la condición de libre u ocupado:

- si el abonado llamado está ocupado, se reponen las conexiones y el abonado que llama recibe el tono de ocupado desde su circuito de línea (posición de falta);
- si el abonado llamado está libre, la UPC busca un camino libre entre su circuito de línea y un generador de llamada libre, y un camino libre entre ambos abonados.

En este último caso, el generador de llamada se conecta al abonado llamado y el conmutador de tiempo del ESG recibe instrucciones para enviar la señal de llamada al abonado que llama.

Fase de llamada (Fig. 10.b)

Cuando el abonado llamado descuelga su microteléfono, se corta automáticamente la corriente de llamada

desde el generador de llamada, indicándose este hecho a la UPC por la función de exploración cíclica de enlaces. La UPC entonces:

- pide la reposición del generador de llamada y de su conexión,
- requiere la supresión de la señal de llamada en el conmutador de tiempo,
- requiere el establecimiento de una conexión entre ambos abonados,
- empieza el cómputo de la llamada y repone el acumulador de llamada por programa.

Fase de conversación (Fig. 10.c)

Ambos bucles de abonado están supervisados en sus lados respectivos del AL por la función de exploración de enlaces.

Fase de supervisión

Si cualquiera de los dos abonados cuelga, el hecho correspondiente queda detectado por la función de exploración cíclica de enlaces y el programa de análisis del resultado de la exploración en nivel de reloj; esto produce la unión, por programa, de un acumulador de

llamada para supervisión.

Si cuelga primero el abonado llamado, el acumulador programado de llamadas comienza un ciclo largo de desconexión. Si el abonado llamado no descuelga nuevamente y continúa la conversación, la conexión se

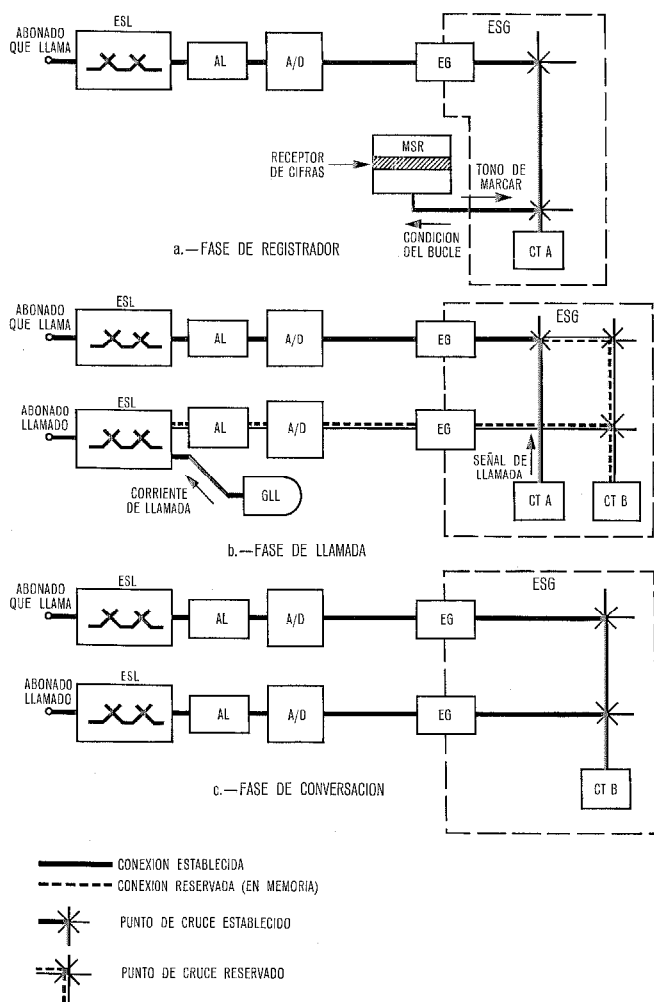


Fig. 10 Principio de tratamiento de una llamada.

ESL = unidad de selección de línea
 AL = enlace de alimentador de línea
 A/D = unidad analógico/digital
 EG = equipo de grupo
 CT = conmutador de tiempo
 MSR = multiseñalizador tipo R
 ESG = unidad de selección de grupo
 GLL = generador de llamada

interrumpe cuando el ciclo de desconexión termina y el abonado que llama pasa a la posición de falta.

Si no se ha verificado lo anterior, la conexión se interrumpe y el abonado llamado se pasa a la posición de falta cuando el abonado que llama cuelga.

Seguridad

Por motivos de seguridad se han incorporado las siguientes redundancias:

- La unidad de control central trabaja en reparto de carga.
- Los multiseñalizadores tipo D (MSD) están duplicados, estando asociado cada parte a una UPC. Los multiseñalizadores tipo R (MSR), por otra parte, están en un grupo común para todo el sistema; existen $(N + 1)$ MSR, siendo N el número requerido para cursar el tráfico total.
- En la red de conversación PCM, la redundancia está proporcionada por la multiplicidad de cami-

nos; debe tenerse cuidado de que cada ruta (concentrador de abonado o ruta de enlaces) esté servida por lo menos por dos líneas PCM diferentes de 32 canales conectadas a dos equipos de grupo diferentes.

- En el ESL, cada abonado tiene acceso a cualquier circuito terminal de la red (enlace alimentador de línea o generador de llamada) de cualquier unidad de conversión A/D (de las que existen por lo menos dos); además, el explorador de marcador de línea está duplicado en cada concentrador.

Deben mencionarse también las siguientes características importantes de diseño:

- Cuando se produce una falta en una operación de control, se hace un segundo intento siempre que sea posible (con vistas a aumentar la posibilidad de completar satisfactoriamente la operación),
- Aunque se toman precauciones para limitar la posibilidad de tener "rupturas" (partes de conexiones repuestas incorrectamente y sin supervisión posterior) en la red, se proporcionan diversas formas de detectar las "rupturas":
 - comprobaciones entre equipo y programación según rutinas,
 - pruebas de continuidad, realizadas cada vez que se establece una conexión; esto permite detectar cualquier establecimiento de conexiones incorrectas, incluso el caso de conexiones múltiples.
- El análisis y la protección de averías (ver apartado "Mantenimiento") están orientados respectivamente hacia la identificación y enmascaramiento de las "unidades de seguridad".*
- Se toman precauciones para asegurar que el tráfico se distribuye uniformemente aunque el sistema esté parcialmente degradado (unidades inutilizadas).
- Para poner en funcionamiento (o reiniciar) una unidad, se deben realizar pruebas de aceptación directamente desde la UCC sin perturbar el tráfico existente.
- Básicamente, las ampliaciones del sistema:
 - se realizan de una en una unidad,
 - llevan consigo solamente la modificación de las tablas de programas mediante comunicaciones hombre-máquina,
 - requieren solamente la adición de equipo (sin modificación del cableado).
- Ninguna falta simple da lugar a la inutilización total del sistema.

Mantenimiento

El diagrama de la figura 11 muestra los diversos pasos incluidos en la estrategia de mantenimiento aplicada al sistema de exploración. Las diversas pruebas se pueden clasificar en tres equipos principales:

* Nota: Se define la "unidad de seguridad" como el conjunto de circuitos (distribuido posiblemente entre varios módulos) en el que cualquier avería o fallo da lugar a la perturbación de una parte dada del sistema con aproximadamente el mismo grado de degradación.

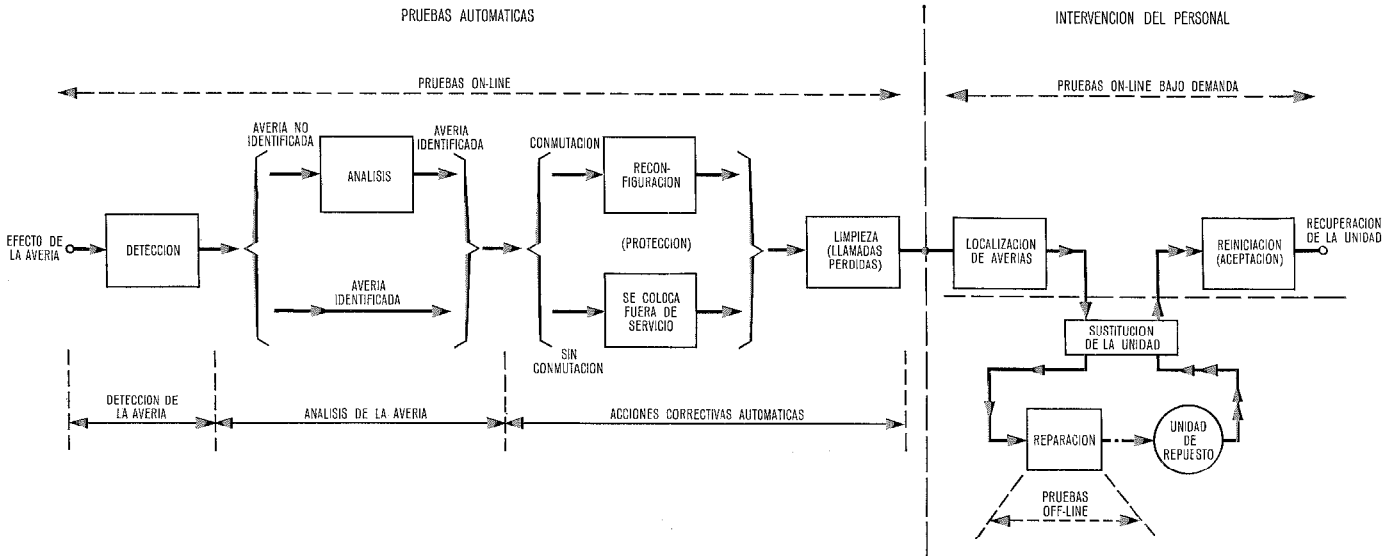


Fig. 11 Estrategia de mantenimiento.

Pruebas On-Line (pruebas automáticas)

- Detección de averías
- Análisis de averías (cuando sea necesario)
- Acción correctiva automática.

Pruebas On-Line (pruebas automáticas)

- Localización de averías (dentro de la unidad de seguridad inutilizada),
- Pruebas de aceptación,
- Estadística para evaluar la calidad técnica del servicio.

Pruebas Off-Line

- Seguimiento de la avería (generalmente fuera del sistema) para su reparación,
- Prueba de la UPC.

Pruebas On-Line

Incluyen todas las operaciones de prueba usuales requeridas para asegurarse de que el sistema siempre (casi) permanece por encima del nivel requerido de calidad del servicio.

Detección de averías

Como regla general, resulta necesario utilizar los dos métodos complementarios siguientes para detectar todo tipo de avería.

a) Supervisión

Consiste en realizar pruebas tomando como base una llamada (u operación de control) resultando así:

- la cantidad de pruebas por llamada es independiente de la intensidad del tráfico,
- confianza creciente en que progrese correctamente la llamada.

Como ejemplos típicos se pueden mencionar:

- pruebas sobre el intercambio de información de control entre la UCC y las unidades periféricas,

— pruebas de continuidad sobre la base del establecimiento de una conexión.

Obviamente, no se puede comprobar en detalle cada operación y hay que llegar a un compromiso para mantenerse dentro de los límites de un aumento aceptable del coste del método.

b) Rutinas

Estas pruebas se realizan regularmente (requisición de reloj) para complementar a la supervisión. Las pruebas rutinarias pueden también realizarse a petición (cuando el operador lo desee). Hay dos tipos de rutinas:

— Rutina activa, que contiene un cierto número de secuencias funcionales (operaciones artificiales o llamadas sobre unidades libres) y pruebas de su ejecución correcta, por ejemplo:

- pruebas de receptores-emisores de cifras conectándolas en bucle,
- comprobación de los enlaces individuales conectándolos a un dispositivo de prueba de control remoto que simula el resto de los órganos,
- supervisión del funcionamiento de las líneas de transmisión PCM en cuanto a parámetros tales como:

- la proporción de errores,
- la frecuencia de pérdida de sincronismo, mediante la recogida de los resultados de las alarmas detectadas en las unidades EG y A/D.

— Rutinas de auditoría, que realiza pruebas de consistencia sobre el estado de la red, tales como:

- auditoría del equipo respecto del programa con relación a la información de camino y red;
- auditoría de programa respecto a programa sobre la misma información.

Análisis de averías

Los objetivos del análisis de averías son los de determinar la unidad de seguridad que se ha de poner fuera

de servicio (acción de protección). Puesto que este problema surge únicamente cuando existen varias unidades implicadas, los resultados de la detección de la avería no pueden llevar directamente a la identificación de la unidad averiada; se requiere, pues, un análisis posterior. Un ejemplo típico se da cuando la prueba de continuidad en el conmutador PCM indica una avería en el establecimiento de un circuito, ya que tanto las secciones horizontales y verticales como los puntos de cruce de la matriz de conmutación en espacio, pueden ser sospechosas; la falta puede estar también producida por la interferencia debida a una conexión defectuosa (es decir, otro vertical conectado incorrectamente al mismo horizontal).

Para resolver este problema se dispone de dos métodos:

— El método del seguimiento de la avería, basado en el análisis deductivo, exige un número elevado de secuencias lógicas asociadas con pruebas de diagnóstico activas que deben realizarse automáticamente, sin perturbar el tráfico real tan pronto como se detecte la avería.

— El método del "muestreo de averías, utilizado en el sistema de exploración, es una solución mucho más conservadora cuyos principios básicos están ya presentes, en forma limitada, en los sistemas convencionales de conmutación.

Consiste en la comprobación del funcionamiento global del sistema (en función del grado de servicio técnico) mediante la supervisión de cada unidad de seguridad sobre una base estadística para medir su relación de averías (número de operaciones defectuosas frente a número total de operaciones). Se necesita la actualización constante de un pequeño "acumulador estadístico" (un contador de intentos defectuosos más un contador de intentos totales), asociado con cada unidad de seguridad, cada vez que esta unidad está involucrada en una operación de comprobación.

En la tabla 1 se muestra una comparación entre los dos sistemas. El método de muestreo se aplica al modelo de exploración debido a la efectiva capacidad de proceso resultante de un control por programa almacenado centralizado y a la existencia de número suficiente de pruebas por llamada (supervisión).

Acción correctiva automática

Es el objetivo final de las fases de detección de averías y de análisis y tiende a eliminar las consecuencias de la avería mediante:

a) Acción de protección

El sistema está protegido:

- la unidad de seguridad averiada se coloca fuera de servicio en el programa,
- la unidad de seguridad averiada se aísla en el equipo (cuando sea necesario),
- se realiza la reconfiguración de la función correspondiente (si es posible); se pasan las pruebas de

Tabla 1 - Comparación entre los métodos de seguimiento y de muestreo de averías.

Características	Método de seguimiento de averías	Método de muestreo de averías
Característica principal	Tiempo de respuesta más corto	Sencillez y flexibilidad
Tiempo de proceso en ausencia de averías	Ninguno	Pequeño (actualización del registro de supervisión)
Tiempo de proceso durante la presencia de averías	Considerable	Pequeño (no aumenta)
Ocupación de memoria	Cantidad considerable de programas de diagnóstico	Registro de supervisión pequeño por unidad de seguridad; la ocupación de memoria varía con el tamaño del sistema
Velocidad de respuesta	Tiempo de respuesta generalmente corto	La velocidad varía directamente con la intensidad de tráfico, considerando siempre un número constante de llamadas perdidas
Limitaciones inherentes	Solamente pueden encontrarse averías lógicas estables y simples; de lo contrario, no existe respuesta o se obtiene una respuesta equivocada	Ninguno
Interacción con el tráfico real	Dificultades con las pruebas en activo en el área averiada, que debe "congelarse" sin perturbar el tráfico existente	Ninguno
Prioridades de diagnóstico	Difícil discriminación entre: — efectos múltiples de avería única — varias faltas tienen diferentes grados hipotéticos de importancia	Sin problemas (método pasivo)
Ajuste de sensibilidad de reacción	Difícil de introducir	Puede variarse a voluntad el nivel de relación de averías inaceptable por control del operador para cada tipo de unidad

aceptación y se vuelve la función a colocar en servicio.

b) Acción de limpieza

Consiste en la reposición forzada de cualquier llamada perturbada y en la actualización global del sistema.

Pruebas On-Line bajo demanda

Se utilizan estas pruebas para localizar de forma precisa la parte (una o más tarjetas) de la unidad de seguridad defectuosa que ha de ser sustituida y enviada al centro de mantenimiento. Para realizarlo, el personal de mantenimiento pasa los programas de diagnóstico. Después de la sustitución, se ponen nuevamente en servicio las unidades de seguridad después de pasar satisfactoriamente las pruebas de aceptación.

Para evaluar el grado de servicio del sistema, se realizan algunas medidas estadísticas tales como:

- Lista de enlaces fuera de servicio,
- Lista de abonados en falta,
- Se puede pedir también un informe detallado del número de intentos de llamadas sin completar.

Pruebas Off-Line

Esta categoría cubre los aspectos siguientes:

a) Seguimiento de la avería en la unidad, realizado mediante pruebas off-line realizadas en cada unidad sospechosa, en el centro de mantenimiento (pruebas de banco).

b) Pruebas de la UPC, realizadas obviamente off-line ya que el procesador mismo está defectuoso.

Indicación de averías y alarma

Se obtienen informes automáticos de averías sobre un teletipo en circunstancias tales como:

- fallo de la unidad de seguridad y acción de protección correspondiente,
- llamadas perdidas,
- operación marginal detectada de forma estadística,
- sobrecarga del sistema en varios niveles.

Se han previsto diversos tipos de alarma (tanto acústicos como visuales) con diversos grados de urgencia de acuerdo con la importancia de la avería.

Tecnología

Componentes

Se han utilizado micrológicas TTL en todas las partes del equipo diseñadas para el sistema de exploración.

Se han empleado puertas lógicas de tipo convencional así como dispositivos MSI.

Las memorias para voz y de selección de espacio y de tiempo se han realizado con dispositivos de acceso aleatorio bipolar de 64 bits. En los enlaces se han utilizado relés planos miniatura de STK.

Práctica de equipos

Se ha adoptado la práctica de equipos UNISWEP para las partes del equipo diseñadas para el sistema de exploración.

Se utilizan tarjetas de circuito impreso por ambas caras (del tamaño de 87×100 módulos) con taladros plateados para conexiones entre ambas caras.

Se utilizan conectores Cannon G 07 para conexiones arrolladas miniatura seleccionadas como norma UNISWEP.

Las demás partes del equipo tienen su propia práctica de equipos; la unidad de conversión analógico/digital, que es una versión modificada del múltiplex PCM de ITT con 32 intervalos de tiempo utiliza equipos ISEP.

Configuración del modelo

La configuración actual del modelo es la que se muestra en la figura 12; nótese que el esfuerzo principal está dirigido a las partes específicas del sistema PCM; por consiguiente; se ha aplicado una configuración símplex para la UCC, ya que la operación en dúplex ha sido ya demostrada en otros sistemas de ITT.

Conclusión

Se han explicado las características y organización de un sistema integrado PCM de conmutación y transmisión.

Los resultados principales de este desarrollo, en cuanto a concepto de sistema, se pueden resumir en los siguientes:

- Se ha implantado un concepto original para el control local y remoto de la red de conmutación, y la alta capacidad digital ofrecida por el PCM se ha utilizado extensamente para las transferencias de información de señalización y control;
- Se ha demostrado la viabilidad del empleo de técnicas de división en espacio y en tiempo interrelacionadas para las etapas de conmutación;
- Se ha aplicado un nuevo método estadístico para el análisis de averías on-line, que presenta importantes ventajas sobre el método deductivo;
- Se ha estudiado la utilización de acceso directo a la memoria desde una unidad de proceso frontal de equipo y se han evaluado sus méritos;
- Se ha investigado ampliamente la racionalización de la interrelación tanto entre la transmisión PCM y la conmutación PCM como entre circuito y programa.

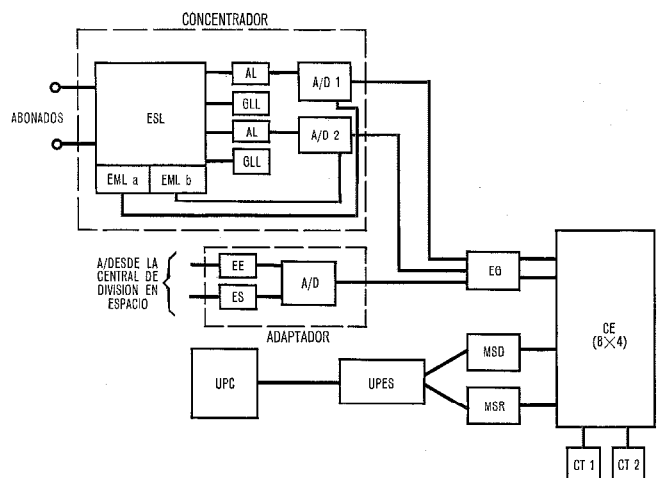


Fig. 12 Configuración del modelo.

EE = enlaces de entrada
ES = enlaces de salida

Referencias

- [1] J. G. Dupieux, J. R. Munford y G. W. Wells: "Una central tandem PCM experimental", *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 44 (1969) N° 2, págs. 100—107.
- [2] C. Vázquez y G. Dufresnoy: "Multiconmutador miniatura", *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 44 (1969) N° 4, págs. 329—333.
- [3] G. Yelloz, T. Cagnac, A. P. Le Gall y C. J. Fruchard: "El ordenador ITT-3200", *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 46 (1971) N° 1, págs. 38—46.
- [4] S. Kobus, J. A. de Miguel y A. Regnier: "Metaconta L — Control por programa en memoria de matrices con puntos de cruce provistos de autorretención", *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 46 (1971) N° 4, págs. 236—247.
- [5] J. Le Corre y A. Pirotte: "Aplicación de la conmutación de impulsos en código (PCM) a una red militar totalmente automática", *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 42 (1967) N° 3, págs. 80—87.
- [6] D. J. Rose: "Modelo de central tandem PCM para pruebas de campo", *Comunicaciones Eléctricas*, Vol. 46 (1971) N° 4, págs. 248—254.
- [7] P. Mornet, A. Chatelon y J. Le Corre: "Application of Pulse-code-modulation to an integrated Telephone network", *Electrical Communication*, Vol. 38 (1962) N° 1, págs. 23—55.
- [8] J. Le Corre: "Organization of a PCM Exchange", ponencia presentada al Colloque International de Commutation Electronique, París, 28 de marzo a 1 de abril 1966.
- [9] S. R. Treves: "Centrali telefoniche a divisione di tempo di tipo PCM", International Communication Institute, Génova, octubre 1965.
- [10] K. Hanawa, S. Yoshida y J. Yamato: "An exploratory PCM switching system DEX-T₁", *Reviews of Electrical Communication Laboratories*, Vol. 16, N° 3—4, 1968.

Sergio R. Treves nació en Turín, Italia, en 1936 y se graduó en el Politécnico de Turín en 1960. Este mismo año se incorporó a ITT y trabajó en ITTFL Nutley, USA, en 1961, en un proyecto de conmutación militar, en CGCT, París, en 1962—63, en registro y cómputo de llamadas y posteriormente en FACE, Milán, en transmisión PCM, conmutación electrónica y el Sistema n° 6. Ac-

tualmente es el jefe de proyecto del sistema de conmutación PCM de exploración que se ha descrito.

Desde 1967 es profesor de redes integradas de transmisión en el Istituto Superiore PT de Roma. En 1968 se le nombró Profesor de Comunicaciones Eléctricas y desde 1969 ha enseñado conmutación telefónica y tráfico en el Politécnico de Turín.

El Profesor Treves es miembro del IEEE y autor del libro "Digital Techniques in Electrical Communication".

Jacques Georges Dupieux nació en París el 14 de junio de 1928. Se graduó como ingeniero en la Ecole Supérieure de Physique et de Chimie Industrielles de París en 1954.

Se incorporó al Laboratoire Central de Télécommunication en 1959 donde ha venido trabajando desde entonces en conmutación PCM.

En 1970 se le nombró jefe de la sección de comunicaciones públicas. Es también jefe del Grupo de Planificación de Conmutación PCM de ITT.

Michel André Henrion nació en Cauroy-les-Hermenonville (Francia) en enero de 1940. Se graduó como ingeniero en la Ecole Supérieure d'Electricité (Sección Electrónica-Radio-Electricidad) en 1962.

Se incorporó al Laboratoire Central de Télécommunications en 1964 y ha trabajado desde entonces en sistemas de conmutación PCM.

En 1970 se le nombró jefe del departamento de aplicaciones públicas de PCM.

Modelo de ruleta para la simulación de sistemas de pérdida y espera

El empleo del modelo de ruleta para la simulación de los sistemas de pérdidas puede adaptarse para simular sistemas de pérdida y espera y puede tener ventajas sobre la simulación de tiempo real por reducción del tiempo de programa.

A. RODRIGUEZ RODRIGUEZ

Standard Eléctrica, S. A., Madrid, España

J. R. DE LOS MOZOS

Laboratorios ITT de Standard Eléctrica, S. A., Madrid, España

Introducción

En telefonía, las técnicas de simulación de tráfico están siendo aplicadas cada vez más intensamente en el estudio de sistemas complejos de conmutación. Tres áreas básicas para la aplicación de la simulación en la investigación de la capacidad de tráfico son:

a) Unidades de control. Están caracterizadas normalmente por sistemas de colas de complejos parámetros estocásticos y un número muy pequeño de órganos.

b) Unidades de conmutación. Operando en pérdida y espera caracterizadas por parámetros estocásticos simples (generalmente definidos por leyes exponenciales negativas) y un número muy grande de órganos.

c) Unidades en las que conmutación y control están integradas.

Muchas veces se hace uso extensivo de la simulación para estudio del comportamiento del tráfico en sistemas complejos de conmutación. Bajo estas circunstancias pueden hacerse economías si el tiempo de ejecución de los programas puede reducirse.

Dos modelos de simulación principales se están aplicando actualmente en tráfico telefónico: de tiempo real y de ruleta. En el modelo tiempo real, (ref. [1]) las llamadas se ofrecen al sistema con tiempo entre llegadas y duraciones definidos estocásticamente por funciones de densidad de probabilidad apropiadas. Este modelo se aplica a cualquiera de los casos antes mencionados, si bien su aplicación está normalmente restringida a sistemas de pérdida.

Por el contrario, el modelo de ruleta (ref. [2, 3, 4 y 5]) ha sido aplicado principalmente a sistemas de pérdida (en ref. [6 y 7] se consideran también sistemas de demora) con un número muy restringido de leyes de aparición de llamadas y duración de las mismas. La aplicación usual de este modelo ha sido el caso b) para sistemas de pérdida.

En este artículo se presenta un método para medir el tiempo en un modelo de simulación de ruleta. El modelo que puede ser usado para simular sistemas de pérdida y espera, es económicamente ventajoso en muchas aplicaciones, cuando se compara con el tiempo real. Un ejemplo típico de ello sería la simulación de una central completa con demora en preselección.

Modelos de simulación de tráfico

El modelo de ruleta para simulaciones de tráfico en redes de conversación es bien conocido; su descrip-

ción puede encontrarse en muchas publicaciones (refs. [2, 3, 4 y 5]). Consecuentemente, se dará aquí sólo un breve resumen para permitir al lector seguir los aspectos específicos en el artículo.

Los procesos estocásticos son los modelos matemáticos generalmente usados para la representación de comportamiento de los sistemas telefónicos desde el punto de vista de tráfico. Muchos de aquellos procesos son Markovianos, es decir, toda la historia del proceso hasta el instante t está contenida en el estado del sistema en ese instante; además son usualmente procesos de nacimiento y muerte, es decir procesos Markovianos en los cuales los cambios sólo pueden ocurrir de un estado a los adyacentes. Estos procesos pueden ser definidos por funciones de distribución, unas representando leyes de llegada y otras leyes de duración de las llamadas.

Algunas de estas distribuciones (como la de Poisson y la exponencial negativa, frecuentemente empleadas para representar la ley de aparición y la ley de duración de las llamadas respectivamente) pueden ser obtenidas considerando que la probabilidad de generación o reposición de una llamada en un intervalo de tiempo $(t, t + dt)$ es una función de la longitud del intervalo, dt , y del estado del sistema en el instante t y no depende del instante t elegido.

Así por ejemplo, si la probabilidad de que aparezca una llamada en un período de tiempo suficientemente pequeño dt , es independiente del estado del sistema e igual λdt y la probabilidad de que aparezca más de una llamada en el intervalo de tiempo dt es despreciable respecto a dt , se obtiene la distribución de llegadas de Poisson, es decir, la probabilidad de que lleguen i llamadas durante un tiempo τ está dada por la conocida fórmula:

$$p(i, \lambda, \tau) = e^{-\lambda\tau} \frac{(\lambda\tau)^i}{i!} \quad (1)$$

Análogamente, si la probabilidad de que una llamada reponga en un intervalo de tiempo infinitamente pequeño dt , es dt/T (T tiempo medio de duración de las llamadas), la función de distribución complementaria de la duración de la llamada, $q(> \tau)$, probabilidad de que una llamada tuviera una duración mayor que τ es la función exponencial negativa con media T , es decir,

$$q(> \tau) = e^{-\frac{\tau}{T}} \quad (2)$$

En los ejemplos anteriores las probabilidades de aparición y reposición en un intervalo de tiempo in-

finitamente pequeño dt son proporcionales a dt , y los coeficientes de proporcionalidad, en general llamados coeficientes de nacimiento y muerte, son independientes del tiempo y del estado del sistema. En otros muchos procesos de nacimiento y muerte estos coeficientes son funciones del estado del sistema, dando lugar a funciones de distribución que difieren de las anteriores. Esta situación ocurre, por ejemplo, en el caso de un grupo de abonados idénticos y estocásticamente independientes que generan tráfico de Poisson mientras están libres. Si α es el número medio de llamadas por unidad de tiempo generadas por abonado cuando está libre y existen i abonados libres, en el instante dado, el coeficiente de nacimiento relativo al grupo de abonados es $i\alpha$.

Los citados ejemplos muestran dos maneras diferentes de definir un mismo proceso de nacimiento y muerte: uno por medio de las funciones de distribución para las llegadas y reposiciones de las llamadas; y el otro por medio de los coeficientes de nacimiento y muerte. Estos dos planteamientos sugieren dos modelos distintos de simulación:

- De tiempo real, en el cual se determinan aleatoriamente la separación entre dos llamadas consecutivas y la duración de cada llamada, de acuerdo con las funciones de distribución complementarias $p(>\tau)$ y $q(>\tau)$ respectivamente. En el caso particular de tráfico de Poisson y duración de llamadas exponencial negativa, $p(>\tau)$ puede obtenerse haciendo $i=0$ en la ecuación (1), es decir, $p(>\tau) = p(0, \lambda, \tau)$ y $q(>\tau)$ viene dada por la ecuación (2).
- De ruleta, en la cual se asigna una llamada, una reposición o ningún suceso a cada número aleatorio generado, de acuerdo con probabilidades determinadas que son proporcionales a los coeficientes de nacimiento y muerte del proceso, como se mostrará más adelante en la fórmula (3).

Para permitir una mejor comprensión del modelo de simulación propuesto más adelante, se dará un breve resumen de los principios del modelo de ruleta. El generador de sucesos de una ruleta consiste en un generador de números aleatorios y un intervalo semiabierto $(0,1]$ conveniente subdividido en intervalos parciales (asociados a generación y reposición de llamada) cuyas longitudes dependen de los coeficientes de nacimiento y muerte del proceso real en estudio. La simulación de un proceso de nacimiento y muerte con coeficiente λ_j y μ_j cuando el sistema está en el estado j , puede ser efectuado asignando longitudes x_j e y_j respectivamente a los intervalos de generación y reposición que satisfagan las condiciones:

$$\frac{x_0}{\lambda_0} = \frac{x_1}{\lambda_1} = \frac{x_2}{\lambda_2} \dots = \frac{y_2}{\mu_2} = \frac{y_1}{\mu_1} \quad (3)$$

para obtener coincidencia entre las probabilidades de estado para el proceso definido por la ruleta y el proceso en estudio. De esta manera cada vez que se genera un número aleatorio se determina si pertenece a un intervalo de generación, a uno de reposición o a ninguno de los dos; cuando pertenezca al de generación se simu-

lará la generación de llamada que será perdida, aceptada o demorada, dependiendo del estado y del sistema reproducido en el computador. Análogamente, si pertenece a un intervalo de reposición, una de las llamadas, seleccionada al azar entre el conjunto apropiado, repone. En la práctica como la ley de duración es usualmente exponencial negativa, la probabilidad de reposición para una determinada en un intervalo de duración dt es constante e igual a μdt y la probabilidad de que una llamada, habiendo j llamadas en conversación reponga es $j dt$. Por esta razón para satisfacer las condiciones (3) será suficiente asignar a cada órgano, dentro de un grupo particular utilizado por todas las llamadas con la misma duración media, un intervalo de longitud y , de forma que cada vez que un número aleatorio pertenece a dicho intervalo, la llamada (si hay alguna) repone; de acuerdo con eso, se j es el número instantáneo de llamadas presentes en un sistema de n órganos, el intervalo de reposición es jy en el instante considerado.

El tiempo en simulaciones de ruleta

En la sección anterior se ha demostrado cómo, en un modelo de simulación de ruleta, las funciones de distribución para la generación y la reposición son sustituidas por sus probabilidades instantáneas equivalentes en el proceso real. Las dos clases de sucesos ocurren en instantes que, en principio, no tienen relación con el tiempo del proceso real. Sólo las secuencias de número aleatorios y no el tiempo de separación entre ellos, pueden ser observados en la simulación. Por esta razón, a menos que se hagan las modificaciones apropiadas en la ruleta convencional, sólo puede ser aplicada a simular sistemas de pérdida, en los cuales sólo son de interés las probabilidades de estado, así como también simular sistemas de demora si sólo son obtenidas las probabilidades de demora, $P(>0)$, y el tiempo medio de demora t_w . Sin embargo, no se puede afirmar categóricamente que el modelo de simulación de ruleta carezca completamente de relación con el concepto de tiempo. En efecto, supóngase que se simula un sistema, en el que la duración de la llamada está distribuida según la ley exponencial negativa con media T . Como se mencionó en "Modelos de simulación de tráfico", se asigna para la reposición de cada llamada un intervalo de longitud y . Evidentemente, cuanto más pequeña es la longitud y , mayor es el número de números aleatorios que debe ser generado para la reposición de cada llamada. Por otra parte, el número de números aleatorios necesarios para la reposición de una llamada es una variable aleatoria con media $1/y$ cuya función de distribución complementaria (probabilidad de que sean necesarios para la reposición de una cierta llamada más de k números aleatorios) es:

$$q'(>k) = (1-y)^k \quad (4)$$

El valor medio de la correspondiente función de distribución, esto es, el número de números aleatorios requeridos para la reposición de una llamada es $1/y$. Puede demostrarse que en el límite (2) y (4) coinciden:

$$\lim_{y \rightarrow 0} (1-y)^k = e^{-\frac{\tau}{T}} \tag{5}$$

$$ky \rightarrow \frac{\tau}{T}.$$

Cuando las condiciones de límite se imponen en la fórmula (5) se asigna implícitamente un tiempo constante de duración a la generación de un número aleatorio, de lo que se deduce que el número medio de números aleatorios $1/y$ requerido para reponer una llamada en la ruleta corresponde al tiempo $\frac{1}{y} t_e = T$ en el proceso real.

Análogamente, en el caso de simulación con una distribución de Poisson para la aparición de llamadas, un coeficiente de nacimiento constante define el proceso y consecuentemente un intervalo de longitud constante x debe ser asignado a la generación de llamadas. En estas condiciones la probabilidad de que i entre k números aleatorios corresponden a generaciones de llamada está dada por la fórmula binomial:

$$p'(i, x, k) = \binom{k}{i} x^i (1-x)^{k-i} \quad (i \leq k). \tag{6}$$

Como en el ejemplo anterior (1) y (6) coinciden en el límite, esto es:

$$\lim_{\substack{x \rightarrow 0 \\ kx \rightarrow \lambda\tau}} \binom{k}{i} x^i (1-x)^{k-i} = e^{-\lambda\tau} \frac{(\lambda\tau)^i}{i!} \tag{7}$$

Una interpretación similar a la de la fórmula (5) puede darse a la fórmula (7).

Resumiendo las consideraciones anteriores, en el modelo estudiado, si se suponen en intervalos suficientemente pequeños para generación y reposición de llamadas, se asigna un tiempo constante $t_e = yT$ a la separación entre la generación de dos números aleatorios en el caso de que los tiempos de duración estén distribuidos con la ley exponencial negativa. Para otras distribuciones de tiempo, el intervalo de tiempo t_e puede ser obtenido de la fórmula $y_i = \mu_i t_e$, donde μ_i e y son el coeficiente de muerte y la longitud del intervalo de reposición respectivamente, cuando el sistema está en el estado i . La fórmula particular para una distribución de tiempos de duración exponencial negativa, puede obtenerse fácilmente sustituyendo y_i y μ_i por sus valores correspondientes, iy e $\frac{i}{T}$ respectivamente, en la fórmula anterior.

La medida de los intervalos de tiempo entre dos sucesos en una simulación de ruleta puede hacerse contando el número de aleatorios generados, y asignando el tiempo de separación apropiado entre ellos. Los resultados de este procedimiento de medida no son exactos sino únicamente aproximados, como se mostrará en el apartado siguiente.

Aproximación de los resultados y determinación de las longitudes de intervalos apropiados

El modelo presentado no da un procedimiento exacto, sino aproximado, de medida de tiempo. De hecho la

hipótesis de suponer un tiempo elemental constante, t_e , entre dos números aleatorios es una aproximación lineal; aproximación únicamente correcta en el caso de ser t_e infinitamente pequeño, debido a que sólo en aquel caso la hipótesis de que "no más de un suceso puede ocurrir durante ese tiempo" es correcta. Debido a esta razón, si bien se conservan las probabilidades de estado, pérdida y espera en la simulación (como se mencionó en "Modelos de simulación de tráfico"), el tiempo de separación entre números aleatorios no es exactamente constante, y la adición de los correspondientes intervalos de tiempo elemental, t_e , es sólo una aproximación lineal. Es entonces necesario tener un método para determinar el error inherente a los resultados de simulación.

A continuación se analizarán las principales fuentes de error en el procedimiento de medida del tiempo. Supóngase, por ejemplo, que se simula un proceso de Erlang (llegada de Poisson y duración exponencial negativa), por motivos de sencillez, con tráfico A ofrecido a N órganos. Se definen en la ruleta dos intervalos: x asociado a la generación de llamadas, e y asociado a la reposición de cada llamada; esto significa que, si j llamadas están presentes en el sistema en un instante t , la probabilidad instantánea para la generación y reposición de una llamada son x y xy respectivamente. En estas condiciones el número medio de aleatorios necesarios para una reposición particular es $1/y$ y el tiempo elemental, t_e , asociado a la generación de cada número aleatorio, está dado por $t_e = yT$, si T es la duración media de la llamada cursada. Como ya se ha mencionado, en los procesos discretos definidos por el generador de sucesos de la ruleta, puede producirse como máximo un suceso, con probabilidad dada por una distribución binomial. Por el contrario hay una probabilidad

$$\frac{\left(\frac{At_e}{T}\right)^i e^{-\frac{At_e}{T}}}{i!}$$

de i apariciones de llamada durante el mismo tiempo t_e en el proceso real. El mismo fenómeno ocurre con las reposiciones pero con formulación más complicada.

Una demora será debida a diversas secuencias particulares de sucesos. Debido al hecho de que hay un cierto error en la probabilidad de aparición de un suceso durante el tiempo t_e , el error introducido al medir una demora de duración rt_e , será acumulado a lo largo de los r lanzamientos de números aleatorios requeridos para medir esta demora. Puede decirse que el error aumenta con la demora que se desea medir.

El cálculo de estos efectos puede hacerse por métodos aproximados. Si se simula un sistema de mallas, puede hacerse teniendo en cuenta que la contribución al histograma de tiempos de espera de cada etapa es diferente en cada parte del histograma. Más aún, el error introducido por cada etapa es también diferente y depende de la demora que se quiera medir, del número de órganos de la etapa, tiempo de ocupación de los órganos, disciplina de colas, etc. Las proporciones anteriores pueden verificarse fácilmente en los sistemas de mallas normalmente utilizados en sistemas de barras

cruzadas durante la fase de preselección. Por ejemplo, la etapa de abonado tiene normalmente una contribución importante en todos los márgenes de demora debido al pequeño número de mallas al que tiene acceso cada abonado. Por el contrario, órganos como los receptores de dígitos sólo influyen en valores bajos de demora en el histograma de tiempos de espera debido a los pequeños tiempos de servicio y al gran número de ellos, normalmente equipado en las grandes centrales. Etapas intermedias entre la de abonado y recepción de dígitos pueden también tener influencia en las demoras.

La estimación del error en la medida de la demora puede hacerse calculando el error introducido por cada una de las etapas que influyen en la demora. No se puede dar una fórmula general para el cálculo del error introducido en cada etapa de selección, debido a la dependencia entre etapas y el efecto sobre la demora del bloqueo interno producido por falta de correspondencia entre los órganos libres de las etapas. Sin embargo, puede obtenerse una primera aproximación suponiendo distribución de Erlang C en los órganos de cada etapa. Como se sabe, la distribución de Erlang C está basada en las siguientes hipótesis:

- El tiempo de servicio está distribuido según una función exponencial negativa.
- El tráfico generado por las fuentes es de Poisson.
- Cualquier llamada tiene acceso a cualquier órgano libre.
- Si la llamada no puede ser cursada inmediatamente es demorada hasta el instante en que pueda serlo.
- Las llamadas en cola son servidas en el orden de llegada.

La primera hipótesis no se considerará debido al hecho de que es una condición básica para la aplicación del modelo de ruleta.

La segunda se acepta frecuentemente excepto en la etapa de abonado para la cual el modelo Erlang C da resultados pesimistas.

La tercera hipótesis es aceptable cuando las demoras debidas a las condiciones de falta de correspondencia son despreciables.

La cuarta hipótesis no se cumple, por lo general, debido a que muchos sistemas actúan simultáneamente como sistemas de pérdida y de espera. Sin embargo, la aproximación de la distribución Erlang C es buena en los valores usuales de probabilidad de demora.

Finalmente, para el caso de disciplina de cola aleatoria, la ordenada es una buena aproximación en las demoras de interés.

Determinación del error en el caso de una distribución de Erlang C

Este error puede obtenerse por comparación de la probabilidad de demora mayor que τ , $P(> \tau)$ de la fórmula de Erlang C con el mismo valor $P'(> \tau)$ obtenido del modelo de simulación propuesto.

El valor $p(> \tau)$ del modelo Erlang C está dado por la conocida fórmula

$$P(> \tau) = P(> 0) e^{-(n-A)\frac{\tau}{T}}$$

donde

$P(> 0)$ es la probabilidad de demora.

n es el número de órganos.

A es el tráfico ofrecido expresado en Erlangs.

T es el tiempo medio de duración de las llamadas cursadas.

Si el mismo proceso es simulado con una ruleta, deben utilizarse los siguientes intervalos:

x - longitud del intervalo para generación de llamadas.

y - longitud del intervalo para la reposición de una llamada particular.

ry - longitud del intervalo para la reposición de cualquier llamada cursada. Si hay z llamadas en el sistema (cursadas o demoradas) $r = z$ si $z \leq n$, $r = n$ si $z > n$

con las condiciones:

$$x + y \leq 1 \tag{8}$$

$$\frac{x}{y} = A. \tag{9}$$

De acuerdo con el método de medición de tiempos explicado en "El tiempo en simulaciones de ruleta", el tiempo r correspondería a la generación de $k = \frac{\tau}{Ty}$ números aleatorios. La probabilidad $P'(> \tau)$ de demora mayor que τ sería entonces medida como la probabilidad $Q(> k)$ de generación de más de k números aleatorios entre la generación de la llamada y el instante en que es cursada.

Esta probabilidad $Q(> k)$ puede ser expresada como sigue:

$$Q(> k) = \sum_{m=k+1}^{\infty} Pr \{b = m\} \tag{10}$$

donde:

$Pr \{b = m\}$ es la probabilidad de que el número b de números aleatorios generados, desde la generación de la llamada hasta que es aceptada, sea exactamente m . Esta probabilidad puede ser obtenida de la siguiente fórmula:

$$Pr \{b = m\} = \sum_{j=0}^{m-1} P_{n+j} \cdot Pr \{b = m/j\} \tag{11}$$

donde:

$Pr \{b = m/j\}$ es la probabilidad condicional de que la llamada sea aceptada después de la generación de m números aleatorios, suponiendo que $n + j$ llamadas estaban presentes en el sistema cuando llegó la nueva llamada.

P_{n+j} es la probabilidad de que en el sistema se encuentren $n + j$ llamadas cuando llega la llamada considerada.

La probabilidad $Pr \{b = m/j\}$ puede obtenerse muy sencillamente teniendo en cuenta que $m - 1$ aleatorios producirán j reposiciones, y el último aleatorio repondría una llamada. La fórmula correspondiente es:

$$Pr \{b = m/j\} = \binom{m-1}{j} (ny)^{j+1} (1-ny)^{m-j-1}. \tag{12}$$

La probabilidad P_{n+j} es la probabilidad de estado, es decir:

$$P_{n+j} = \frac{\frac{A^n \left(\frac{A}{n}\right)^j}{n!}}{\sum_{s=0}^{n-1} \frac{A^s}{s!} + \frac{A^n}{n!} \frac{1}{1 - \frac{A}{n}}} \quad (13)$$

Sustituyendo (12) y (13) en (11) se obtiene el siguiente valor:

$$P'(> \tau) = Q(> k) = P(> 0) [1 - y(n-A)]^{\frac{\tau}{yT}} \quad (14)$$

donde

$$P(> 0) = \frac{\frac{A^n}{n!} \frac{1}{1 - \frac{A}{n}}}{\sum_{s=0}^{n-1} \frac{A^s}{s!} + \frac{A^n}{n!} \frac{1}{1 - \frac{A}{n}}} \quad (15)$$

el error relativo puede estimarse con la fórmula siguiente:

$$\varepsilon = 1 - \left[\frac{1 - y(n-A)}{e^{-(n-A)}} \right]^{\frac{\tau}{yT}} \quad (16)$$

Como puede observarse ε aumenta al aumentar los valores de $\frac{\tau}{T}$. Un ejemplo de aplicación del método anterior se da en "Comparación entre resultados obtenidos por simulación de ruleta y de tiempo real".

Eficiencia del modelo

El modelo propuesto tiene las ventajas y desventajas inherentes al modelo de ruleta así como sus limitaciones. Comparado con el modelo de tiempo real permite una reducción considerable en la memoria del computador y, normalmente, una economía en el tiempo de simulación. En lo que respecta al tamaño de memoria, la ventaja es debida a la cantidad de información por llamada que debe ser almacenada en simulación en tiempo real. En el caso más sencillo es necesario almacenar para cada órgano el instante de reposición correspondiente a la última llamada cursada. En una simulación de ruleta sólo es necesario almacenar el estado de ocupación. Como es fácilmente comprensible esta simplificación afecta también al tiempo de la búsqueda de camino, a causa de que el programa de simulación de ruleta puede escribirse usando instrucciones binarias. Por otra parte el número de números aleatorios perdidos (aquéllos que no producen cambio de estado) en la simulación de ruleta aumenta cuando la longitud de los intervalos de generación y reposición disminuye. Estos dos efectos en el tiempo de ejecución son opuestos. Aunque las economías en el tiempo de ejecución serán generalmente favorables al modelo de ruleta, no existe regla general.

La situación llega a ser diferente cuando se simulan procesos más complejos como los de preselección, recepción de dígitos, emisión y conversación en un mismo programa [4]. En el modelo de tiempo real, cuando se considera un único proceso cada vez que se genera una llamada, el instante de aparición de la nueva llamada está determinado, y no puede ser ocupado ningún otro órgano entre la generación de dos llama-

das. En un caso más complejo como el mencionado previamente es posible que, en el intervalo de tiempo transcurrido entre dos llamadas consecutivas, comience la fase de emisión de otra llamada, en un instante predeterminado. En ese caso es necesario almacenar el instante correspondiente al comienzo de cada una de las fases intermedias; esto se efectúa, generalmente, en una cadena de sucesos futuros, que se consulta cada nueva generación. En el modelo de ruleta es sólo necesario establecer las longitudes de los intervalos en la forma usual, de acuerdo con el tiempo de duración de cada fase y la secuencia lógica y dependencia de las distintas fases. Las economías en la memoria y tiempo de ejecución son obvias en este caso.

Por supuesto el precio que se paga por esta simplificación es la limitación de la generalidad; mientras que con el modelo de ruleta sólo es posible la simulación de procesos de Markov, el modelo de tiempo real no tiene esta limitación.

A continuación se analiza la desventaja del modelo de ruleta en cuanto al tiempo de ejecución, debida a los números aleatorios que no producen cambio de estado. Evidentemente la eficiencia del generador de números aleatorios decrece cuando las longitudes de los intervalos de generación y reposición disminuyen. Por otra parte, los intervalos de pequeña longitud, en el modelo propuesto sólo son necesarios para medida de demoras; sin embargo, debido al pequeño porcentaje de llamadas demoradas, la mayor parte de los números aleatorios perdidos es generada durante períodos de congestión. Esta circunstancia sugiere una forma de obviar parcialmente la desventaja mediante la utilización de dos ruletas dependiendo de que haya o no llamadas en cola en el sistema.

Los intervalos de generación y reposición de la ruleta usada cuando hay llamadas esperando pueden ser estimados de acuerdo con el método explicado en "Aproximación de los resultados y determinación de las longitudes de intervalos apropiados"; los correspondientes a la otra ruleta se calcularán de forma que sea cubierto el intervalo (0,1]. La comprobación de la posibilidad de usar dos ruletas no es sencilla para procesos complejos, como los que normalmente aparecen en telefonía. La validez de este método puede verse comprobada para un caso sencillo en [8].

El modelo de simulación propuesto es considerablemente mejorado por el uso de dos ruletas, y puede aplicarse a una gran variedad de sistemas normalmente empleados en telefonía.

Comparación entre resultados obtenidos por simulación de ruleta y de tiempo real

Se han efectuado algunas simulaciones para comparación entre los modelos de ruleta y de tiempo real, para un caso típico de elemento de selección de línea representado en la figura 1. Los programas de simulación se escribieron en los lenguajes ENSAMBLADOR y GPSS respectivamente. En orden a simplificar la simulación en tiempo real se supuso que los abonados generaban llamadas pero no recibían.

Tabla 1 - Resultados de simulación.

	Simulación de tiempo real	Simulación de ruleta	
		$\gamma = 0,00881$	$\gamma = 0,00494$
Tiempo medio de espera (seg.)	0,087 ± 0,007	0,084 ± 0,003	0,089 ± 0,003
Pr (> 0)	0,0045 ± 0,0017	0,0043 ± 0,0007	0,0048 ± 0,0007
Pr (> 6 seg.)	0,0027 ± 0,0008	0,0027 ± 0,0006	0,0032 ± 0,0006
Pr (> 12 seg.)	0,0017 ± 0,0005	0,0018 ± 0,0004	0,0023 ± 0,0005
Pr (> 18 seg.)	0,0011 ± 0,0003	0,0014 ± 0,0003	0,0016 ± 0,0004
Nº de llamadas simuladas	60,000	95,000	105,000

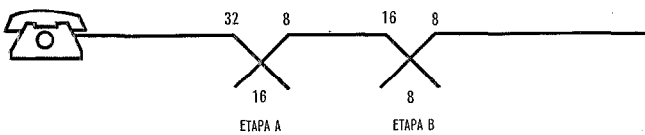


Fig. 1 Elemento de selección de línea empleado para efectuar simulaciones comparativas entre los modelos de ruleta y de tiempo real.

Los resultados que se muestran en la tabla 1, corresponden a un tráfico de 0,08 Erlangs/abonado. Incluyen el tiempo medio de espera y las probabilidades de esperar más de 0, 6, 12 y 18 segundos, con sus correspondientes intervalos de confianza para un nivel de significancia del 95%. El tiempo medio de servicio para una llamada cursada es de 120 segundos, y los abonados generan tráfico de Poisson cuando están libres. Las colas son tratadas con disciplina ordenada. Se incluyen resultados para dos valores de la longitud y del intervalo de reposición de cada llamada individual. El valor $\gamma = 0,00881$ corresponde a la longitud de 0,912 para generaciones y reposiciones de llamadas. La longitud restante hasta la unidad fue empleada para obtener muestreos aleatorios del estado del sistema. En este caso se utiliza una sola ruleta independientemente de que existan o no llamadas en cola. El segundo valor de $\gamma = 0,00494$ corresponde a una longitud total de 0,457 para generaciones y reposiciones de llamadas, y se utiliza cuando existen llamadas en cola. Cuando no las hay se utiliza una ruleta con intervalo de reposición individual $\gamma = 0,00881$.

Como se observa en la tabla 1, la concordancia entre los resultados es buena para ambas simulaciones de ruleta en los márgenes considerados. Todas las discrepancias pueden ser explicadas por solapamiento de los intervalos de confianza. La estimación del error se hizo de acuerdo con el método explicado a continuación; en él se tiene en cuenta que las demoras son producidas por las siguientes situaciones:

- Congestión total de la etapa A.
- Congestión total en las salidas del elemento (etapa B).
- Congestión debida a la falta de correspondencia entre órganos libres de dos etapas.

Ahora la estimación del error se hará para cada una de las demoras anteriores.

Etapa A

De acuerdo con la sección "Aproximación de los resultados y determinación de las longitudes de intervalos apropiados", el modelo Erlang C puede aplicarse a este caso. Se efectúan simplificaciones en el siguiente sentido:

- El número finito de abonados no ofrece exactamente tráfico de Poisson a los 8 órganos de la etapa.
- La congestión interna es distinta de cero.

La aproximación al modelo Erlang C puede hacerse suponiendo accesibilidad completa a los 8 órganos y un tráfico constante y de Poisson A, igual al tráfico medio ofrecido por los 32 abonados, es decir:

$$A = 32 \times 0,08 = 2,56.$$

Para los casos $\gamma = 0,00881$ e $\gamma = 0,00494$, se han obtenido los valores para el error dados en la tabla 2, de acuerdo con la fórmula (16).

Etapa B

En este caso el modelo Erlang C es una buena aproximación debido al hecho de que la accesibilidad a los 64 órganos es grande y el número de fuentes, 512, es grande respecto a los 64 órganos de la unidad. El tráfico en este caso es:

$$A = 512 \times 0,08 = 40,96$$

y el número de órganos es $n = 64$.

Aplicando la fórmula (16) se obtienen los valores de la tabla 3.

Como puede verse en las tablas 2 y 3, los errores introducidos por la etapa B son mayores que los de la

Tabla 2 - Error relativo en la etapa de abonado.

$\frac{\tau}{T}$	0	0,05	0,10	0,15
$\gamma = 0,00881$	0	0,007	0,013	0,019
$\gamma = 0,00494$	0	0,004	0,008	0,012

Tabla 3 - Error relativo en la etapa secundaria.

$\frac{\tau}{T}$	0	0,05	0,10	0,15
$\gamma = 0,00881$	0	0,12	0,22	0,31
$\gamma = 0,00494$	0	0,07	0,15	0,21

etapa A. Sin embargo, la probabilidad de demora debida a la congestión en la etapa B es muy pequeña (0,0004) cuando se compara con la de la etapa A (0,0025). Sin embargo, la probabilidad de demora mayor que τ es una función decreciente, siendo mayor la tasa de decrecimiento de la etapa B debido al gran número de órganos. Por tanto, para demoras que exceden un cierto valor, el error absoluto introducido por la etapa B es menor que el introducido por la etapa A.

Puede observarse que el error relativo aumenta con el número de órganos de la etapa. Esta conclusión puede aplicarse para estimar la influencia de la condición de falta de correspondencia entre etapas. De hecho, si un abonado encuentra bloqueo cuando hay i mallas A-B libres, el progreso de la llamada requiere la reposición de al menos $8-i$ llamadas en la matriz A o bien $8i$ de la etapa B correspondientes a las i mallas A-B libres. Como la probabilidad de este suceso crece cuando decrece i , el error será parecido al introducido por la etapa A en el que intervienen pocos órganos.

De acuerdo con las consideraciones anteriores el error total en la probabilidad de demora mayor que τ puede esperarse que sea del orden de 2% y 4% para los casos de $\gamma = 0,00494$ e $\gamma = 0,00881$ respectivamente. Esta aproximación es suficiente desde el punto de vista de la ingeniería, en correspondencia también con el solapamiento de intervalos de confianza normales.

Conclusiones

En el artículo se ha presentado un modelo de ruleta para la simulación de sistemas de pérdida y espera.

Conviene resaltar tres aspectos principales en este modelo de simulación:

- Uno es el método para la medida del tiempo. Para determinar la demora de una llamada se cuenta el número de aleatorios generados desde el instante de generación de la llamada hasta que es servida. Se asigna, entonces, un tiempo constante a la generación de cada aleatorio; la demora se obtiene multiplicando ese tiempo por el número de aleatorios generados.
- En orden a minimizar el efecto anteriormente mencionado es necesario disminuir los intervalos de reposición de la ruleta. Con estos intervalos peque-

ños hay muchos números aleatorios que no generan ningún suceso, alargando así innecesariamente la duración de la simulación. Este efecto se minimiza mediante el empleo de dos ruletas, dependiendo de que haya o no cola en el sistema.

- Como se muestra en el ejemplo del apartado "Eficiencia del modelo" pueden obtenerse resultados fiables, adecuados desde un punto de vista de ingeniería, con las ventajas económicas de las simulaciones de ruleta.

Referencias

- [1] A. Wagner: Traffic Simulation According to the Time-True Model, Methods and Results, 4th I. T. C., Londres 1964.
- [2] L. Kosten: Simulation in Traffic Theory, 6th I. T. C., Munich 1970.
- [3] G. Dietrich y H. Wagner: Traffic Simulation and its Application in Telephony, Electrical Communication, Vol. 38 (1963), Nº 4.
- [4] J. P. Dartois: Sur un Problème de Simulation de Traffic du Réseau de Commutation d'un Central Urbain à Commande Centralisée, Commutation & Electronique, Nº 30, julio 1970.
- [5] G. Dietrich: Modelo de tráfico para la simulación de centrales completas, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 46 (1971), Nº 2, págs. 138-142.
- [6] E. Gambe, T. Suzuki y M. Itoh: Artificial Traffic Studies on a Two-Stage Link System with Waiting, 5th I. T. C., Nueva York 1967.
- [7] W. Wagner: On Combined Delay and Loss Systems with non Pre-Emptive Priority Service, 5th I. T. C., Nueva York 1967.
- [8] A. Rodríguez y J. R. de los Mozos: A Roulette Model for Simulation of Delay-Loss Systems, 6th I. T. C., Munich 1970.

A. Rodríguez Rodríguez nació en Madrid, España, en 1935. Se graduó como Ingeniero de Telecomunicación en 1962 en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de Madrid, comenzando a trabajar en Standard Eléctrica, S.A., el mismo año.

En 1967 fué nombrado jefe de la División de Estudios de Tráfico de los Laboratorios ITT de Standard Eléctrica, S.A., división de esta Compañía, donde fué responsable del dimensionado de varios sistemas de conmutación ITT. Fué nombrado Adjunto al Director General de Standard Eléctrica en junio de 1970.

El Dr. Rodríguez Rodríguez es Profesor Encargado de Cátedra de Matemáticas, Estadística y Probabilidades en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de Madrid y tiene el título de Doctor Ingeniero de Telecomunicación.

José R. de los Mozos nació en Salamanca, España, en 1941. En 1965 se graduó como Ingeniero de Telecomunicación en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de Madrid.

Ingresó en los Laboratorios ITT de Standard Eléctrica en 1966, donde ha participado en estudios de ingeniería de tráfico de los sistemas Pentaconta* y Metaconta*.

El Sr. de los Mozos es actualmente Subjefe de la División de Estudios de Tráfico.

* Marca registrada del sistema ITT.

Nueva generación de sistemas DME

Los equipos de medida de distancias se han ido completando con los años como resultado de la mayor experiencia del usuario más los últimos avances en la tecnología. Equipo modular de estado sólido de menor potencia, que emplea muchas técnicas de circuitos nuevos puede ser la próxima generación de los DME para navegación y aterrizaje en el aeropuerto.

D. GRAZIANI
FACE-Standard, Milán, Italia

Sistema DME, mod. FSD-2

La actividad en el campo de los sistemas DME comenzó en FACE en el año 1956, simultáneamente con los trabajos en el sistema TACAN. En 1964 FACE inició en Milán el desarrollo de un sistema DME completamente nuevo de técnica muy avanzada basada en nuevas técnicas desarrolladas a partir del extendido uso de semiconductores.

Este radiofaro de tierra DME, modelo FSD-2, despertó enorme interés en el mercado y su uso se ha extendido ampliamente por todo el mundo. Su éxito se basa principalmente en el extensivo uso de dispositivos de estado sólido, en la adopción de una nueva circuitería lógica y en su incrementada fiabilidad.

El sistema DME, mod. FSD-2, tiene una potencia de pico de 7 kW y es capaz de radiar una potencia efectiva de pico por encima de 42 dBW, permitiendo cubrir una distancia superior a 200 millas náuticas.

Para generar, amplificar y modular esta potencia en la banda L (960 a 1215 MHz) es todavía necesario utilizar tubos de potencia y un tipo particular de klystron.

Existen dos alternativas para la generación de altas potencias de pico en la banda L. Una es usar muchos triodos en paralelo y otra la utilización de un klystron. Aunque el klystron es un dispositivo más caro y complicado, hay todavía muchas razones válidas para preferirlo, ya que constituye un solo elemento de alta ganancia (20 a 30 dB), es posible utilizarlo como un dispositivo de 50 ohmios de impedancia de entrada y salida y la sintonía es relativamente sencilla.

Las desventajas del klystron son su elevado coste, las altas tensiones aplicadas (12—15 kV), la baja eficiencia global, las dimensiones relativamente grandes y la pequeña anchura de banda instantánea.

El equipo mod. FSD-2 utiliza el klystron mod. SAL-89 y otros tubos. Aunque no totalmente transistorizado, por las razones dichas anteriormente, puede considerarse como un equipo muy moderno y competitivo.

Sistema DME, mod. FSD-5

La distancia cubierta por el sistema FSD-2, es superior a 200 millas náuticas, pero en áreas de elevada densidad de tráfico o en áreas terminales, donde las distancias requeridas son mucho menores, resulta ventajoso y más práctico utilizar un radiofaro terrestre con una potencia máxima de 250 a 1000 vatios.

Otras ventajas derivadas de la baja potencia, son la eliminación del klystron, el incremento de la tasa MTBF (tiempo medio entre fallos) y el reducido mantenimiento. La decisión de algunas administraciones de

adoptar un sistema DME de baja potencia, además de los de alta potencia, condujo a FACE a decidir el desarrollo de un nuevo radiofaro terrestre, el modelo FSD-5. Este es un equipo de 1,3 kW de potencia de pico capaz de radiar una potencia efectiva de pico de 39 dBW y que cubre distancias de 150 millas náuticas. Esta distancia es considerada suficiente por muchas administraciones, de manera que este equipo está llamado a continuar y quizás a mejorar incluso el interés despertado por el FSD-2.

Son de interés en este equipo un cierto número de características particulares que se describen a continuación. Entre éstas, la técnica avanzada utilizada en el receptor, el amplificador de potencia de toda la banda y la técnica de construcción particular utilizada en el sistema FSD-5.

Control de ganancia automática por impulsos (Fig. 1)

Uno de los problemas que afectan al sistema DME de tierra es la necesidad de recibir todas las señales que llegan simultáneamente de muchos aviones diferentes, sin introducir errores significativos de tiempo y pérdidas en la respuesta. Las características del receptor han de permitir recibir señales muy débiles solo unos pocos microsegundos después de que se hayan recibido señales muy fuertes y viceversa. La sensibilidad total del receptor terrestre debe, pues, reactivarse des-

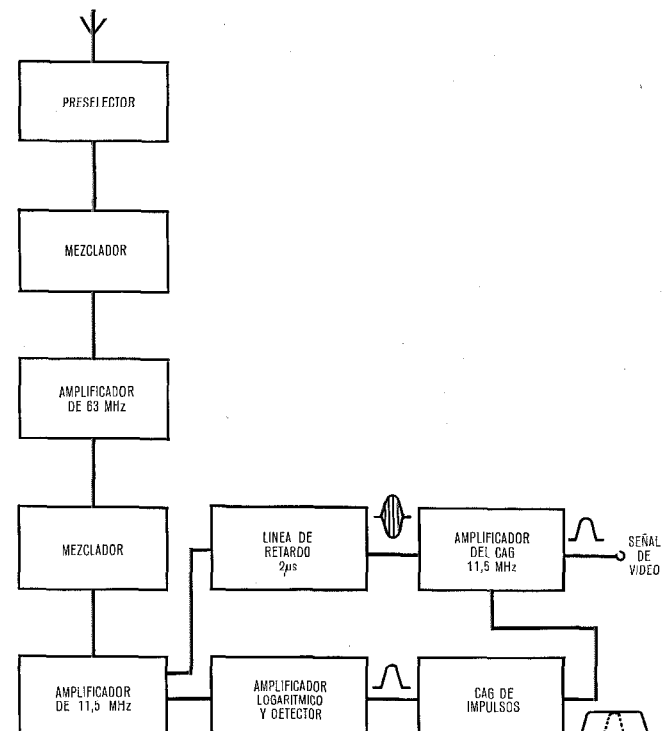


Fig. 1 DME mod. FSD-5. Circuito receptor.

pués de unos pocos microsegundos de la recepción de una señal fuerte. La relación entre las señales máxima y mínima recibidas en un radiofaro terrestre es del orden de 60 dB, por tanto es necesario utilizar un intenso control de ganancia automático instantáneo en el amplificador de frecuencia intermedia para reducir la ganancia en, por lo menos, 60 dB.

Este C.A.G. debe ser prácticamente instantáneo y debe coincidir con la señal, cuya duración es del orden de unos pocos microsegundos.

Debido al inevitable retardo introducido por los circuitos, resulta obvio que la única manera de obtener la coincidencia es separando las dos funciones, la de control y la del amplificador de FI, comenzando desde las etapas de bajo nivel e introduciendo un retardo en el amplificador de FI. En la figura 1 se representa un diagrama de bloques de este circuito para una mejor comprensión del principio de funcionamiento. La señal procedente de la antena se convierte a la frecuencia intermedia de 11,5 MHz y se aplica a dos cadenas de FI diferentes. Una de éstas es el amplificador logarítmico de 11,5 MHz seguido por el CAG de impulsos que realiza la función de generar, en coincidencia con cada señal de llegada, un impulso de control automático de ganancia, cuya amplitud es proporcional al logaritmo de la señal de llegada y exactamente plano durante, al menos, 5—6 microsegundos. La otra cadena incluye una línea de retardo de dos microsegundos y un amplificador de FI lineal de 11,5 MHz, que proporciona el retardo necesario para permitir la correcta coincidencia entre la señal amplificada y el impulso de CAG. Puesto que la acción del control del impulso del CAG en la amplificación del amplificador lineal sigue una ley logarítmica, el resultado es que se obtiene un preciso efecto lineal de manera que la salida de FI es constante e independiente de la variación de la entrada en un margen de, al menos 60 dB. La velocidad y la correcta temporización del CAG permiten una recepción correcta de cualquier señal de llegada comprendida dentro de unos pocos microsegundos, manteniendo mínima la distorsión de tiempo y máxima la eficiencia de respuesta. Aumentando la duración del impulso de CAG, a través de un circuito particular adicional, es también posible obtener un circuito anti-eco que reduce las pérdidas en la precisión y en la eficiencia de respuesta debida a los efectos de los ecos, que se deben a la presencia de obstáculos que reflejan las señales de manera que a la entrada del receptor existe la señal directa y una o más señales reflejadas y retardadas; estas últimas son ordinariamente algo más débiles y si se mantiene la acción del CAG a lo largo de un cierto tiempo (de 25 a 45 μ s) la correspondiente salida de video, procedente del receptor, es mucho más baja y no se detectan estos ecos, no afectando a la eficiencia de respuesta del radiofaro ni perturbando sensiblemente la señal de llegada.

Amplificador de potencia de banda completa (Fig. 2)

Otra parte interesante del radiofaro terrestre DME modelo FSD-5 es el amplificador de potencia de banda

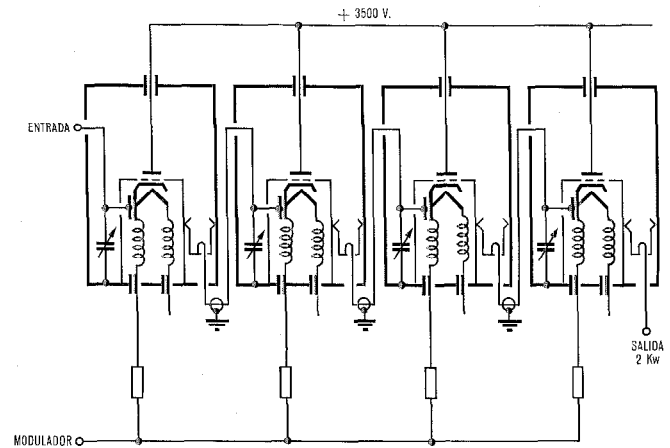


Fig. 2 DME mod. FSD-5. Amplificador de potencia del transmisor.

completa. Se trata de un módulo único y compacto que utiliza cuatro tubos en cascada y capaz de suministrar una potencia de salida de pico de más de 2 kW. Cubre la banda completa de 960 a 1215 MHz con una anchura de banda instantánea de 10—20 MHz, lográndose la sintonía de las etapas con cuatro condensadores variables de pistón y cuatro cavidades variables.

Consta de un modulador de estado sólido que utiliza tres etapas y un transistor de potencia que modula el cátodo de los cuatro tubos. Cada tubo está contenido en una cavidad variable apropiada que puede sintonizarse de 960 a 1215 MHz; la señal de entrada de cada tubo se aplica al cátodo a través de un circuito de adaptación sintonizado en la misma banda; la rejilla del tubo está a potencial de tierra. Cada etapa se conecta a la siguiente a través de un corto cable coaxial flexible de manera que la entrada y salida de cada etapa pueden sintonizarse y probarse independientemente. La figura 2 representa el esquema de bloques de este amplificador y muestra los circuitos de entrada y salida adoptados. El tubo utilizado es el 3CP X A 5 en una versión especial pero corriente para voltajes de placa más elevados. La disipación de potencia no llega al 70 por ciento en las etapas finales y es muy inferior en las precedentes. La eficacia de la etapa final es del 30 al 35 por ciento, y el ciclo de trabajo el 2 por ciento. Las cuatro etapas están moduladas en impulsos y la emisión de RF entre impulsos está más de 80 dB por debajo. El impulso es de configuración gaussiana y el espectro de frecuencia del impulso emitido es tal que no se necesita filtro de salida, incluso para alcanzar la característica de tipo "N" (estrecha).

Construcción modular

A pesar de la elevada potencia implicada en algunos circuitos, el sistema DME, mod. FSD-5 utiliza una construcción modular cien por cien. De aquí resulta una gran simplificación de la inspección y mantenimiento. Los módulos pueden intercambiarse (instalación dual) o sustituirse fácilmente. Cada transmisor, receptor y monitor está alojado en una armazón deslizante independiente, de modo que cualquiera de ellos pueda intercambiarse con otros; se alcanzan así altos

niveles de mantenibilidad y se reduce considerablemente el personal especializado.

Equipo totalmente transistorizado (Fig. 3)

Continuando en el campo de los sistemas DME, FACE acometió la tarea de mejorar la precisión en la medida de distancias y otras características para aumentar la seguridad durante la fase de aterrizaje de los aviones. La precisión que puede obtenerse del equipo existente, de tierra y de a bordo, es de 300 a 500 metros y no se considera suficiente para fines de aterrizaje; esto exige un cambio en la especificación. La distancia máxima a cubrir es ahora sólo de 30 millas náuticas y la potencia efectiva radiada puede reducirse a +28 dBW. Utilizando una antena normal DME (9 dB de ganancia), la potencia de salida necesaria del transmisor es aproximadamente, 100 vatios (suponiendo que 2 ó 3 dB se pierden en el cableado, etc.). Este nivel puede obtenerse en la actualidad con transistores.

La figura 3 muestra un amplificador transistorizado FACE que utiliza cuatro transistores en cascada. La potencia de pico de salida es de 100 vatios, cubre la banda de 960 a 1215 MHz y la anchura de banda instantánea es de 10—20 MHz. La modulación de impulsos se obtiene actuando sobre los cuatro colectores simultáneamente y la potencia de salida entre impulsos está a más de 70 dB por debajo. El dispositivo es muy compacto y la eficiencia total es del orden del 30 por ciento.

Nuevas configuraciones de los impulsos

La nueva especificación exige cambiar la configuración de los impulsos emitidos ya que la precisión depende casi linealmente del tiempo de establecimiento o elevación de los impulsos emitidos. Para la precisión exigida de 10 metros, la forma de los impulsos debe modificarse profundamente. Los impulsos deben hacerse cuadrados, aumentando en consecuencia la anchura de banda sustancialmente. Esto a su vez afectará a las especificaciones del sistema DME existente, tales como a la sensibilidad, canales, etc. El tiempo de elevación propuesto para los nuevos impulsos es de 0,1 micro-

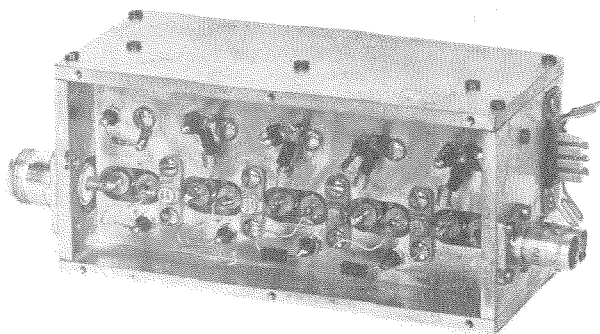


Fig. 3 Amplificador de potencia transistorizado para DME.

segundos, es decir, 20 o 30 veces menor que el impulso gaussiano utilizado en el DME convencional; es, pues, posible aumentar la precisión consecuentemente.

Control automático de tiempo

La precisión total depende también de la estabilidad de los retardos internos de los circuitos con respecto a la temperatura y envejecimiento. Por este motivo, FACE ha desarrollado un circuito que utiliza un control automático de tiempo (CAT) que se ha patentado. Este circuito se ilustra en la figura 4. El retardo total introducido por el equipo terrestre, normalmente 50 microsegundos, se controla continuamente con objeto de mantener las tolerancias dentro de los valores prescritos (de 20 a 50 nanosegundos, por ejemplo), esto se realiza por la acción de un voltaje de control que se obtiene de los circuitos de control automático de tiempo y que se aplica a un circuito de retardo variable. El retardo varía al variar el voltaje y en sentido opuesto a los efectos de la temperatura y envejecimiento, de forma que el retardo total se mantiene constante.

La estabilidad, es decir, la citada tolerancia de 20—25 nanosegundos depende de la estabilidad del cristal y de su frecuencia. La estabilidad del cristal es intrínsecamente muy alta (mejor que 30 Hz por MHz) y, por tanto, el valor del tiempo derivado de 50 microsegundos puede verse afectado en menos de 30 partes por millón ($\pm 1,5$ nanosegundos).

La frecuencia, es decir, el período del cristal, por otra parte, se utiliza para generar la muestra de tiempos ajustada a un valor fijo constante (fuente de retardo estabilizada). Esta muestra de tiempo de alta estabilidad tiene la indeterminación de ± 1 período, es decir, utilizando un cristal de 50 MHz de ± 20 nanosegundos y, utilizando un cristal de 20 MHz de ± 50 nanosegundos, que corresponde a los valores indicados anteriormente.

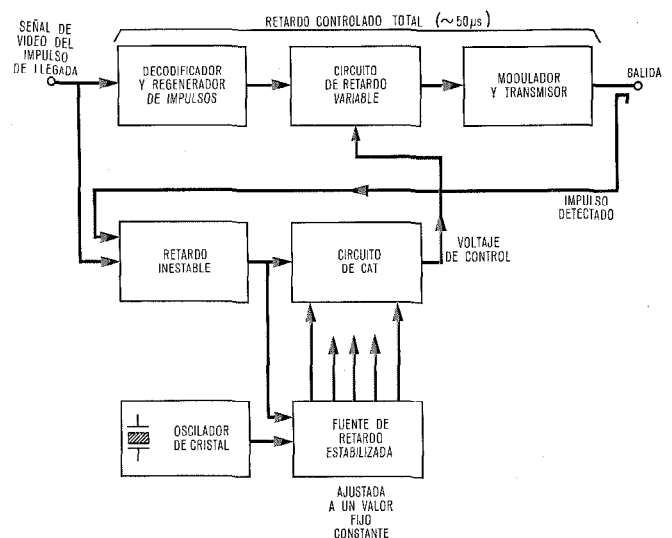


Fig. 4 Circuito de control automático de tiempo para sistema DME de alta precisión.

Detección del primer impulso

Las especificaciones del sistema DME existente prescriben que la medida de tiempo debe hacerse en el borde anterior del segundo impulso del par; esto facilita los efectos de las reflexiones reduciendo la precisión ya que es más probable que los ecos del primer impulso caigan en el segundo impulso produciendo distorsión de tiempo. Por esta razón se recomienda y es la opinión de los expertos, que se haga la medida en el primer impulso lo que puede realizarse sin perder las ventajas de utilizar dos impulsos para cualquier interrogación, como ya se había previsto para reducir las posibles falsas respuestas.

Aumento de capacidad

Otro problema que puede presentarse en un futuro próximo debido al aumento del tráfico aéreo es el aumento de capacidad del radiofaro terrestre DME. La capacidad del sistema DME existente es de 100 aeronaves, es decir, hasta 100 aviones pueden obtener información de distancia desde un solo radiofaro terrestre al mismo tiempo y hasta una distancia de 200 millas náuticas. En un futuro próximo puede ser necesaria en ciertas áreas una capacidad total de, al menos, 300 a 400 interrogadores DME.

Existen dos tendencias principales para aumentar la capacidad: una es la "técnica de una vía" y otra consiste en reducir la duración de la interrogación y/o aumentar el ciclo de trabajo a potencial de tierra. La "técnica de una vía" se describe brevemente en los apartados [3] y [7] de la bibliografía. Es una técnica bastante elaborada e implica el uso de un reloj sincronizado en el avión y cambios importantes en la especificación existente del equipo DME. La segunda solución es más sencilla y supone cambios menos importantes

en la especificación. Parece claro que la reducción del tiempo de interrogación de cada avión o de alguno de éstos y/o el aumento del ciclo de trabajo en el equipo terrestre hace posible que puedan recibir la información de distancia mayor número de aeronaves. Esta técnica se describe brevemente en el apartado [7] de la bibliografía. Parece, sin embargo, que el aumento de la capacidad puede obtenerse al precio de alguna reducción en la precisión, ya que la precisión en la información de distancia depende también del número de interrogaciones por segundo (ver el apartado [5] de la bibliografía).

Se encuentran en estudio en FACE otras nuevas técnicas para resolver nuevos problemas relacionados con la ayuda al aterrizaje y la mejora del sistema DME, cuyo principio se presenta muy válido y prometedor.

Bibliografías

- [1] RTCA, informe, 23 marzo 1971, 28-71/SC 121-5.
- [2] Vortac System Requirements, RTCA SC-121, 24 febrero 1971.
- [3] Low Cost One-Way DME Technique, extracto RTCA SC-121, 24 febrero 1971.
- [4] DME Performance, RTCA, informe sobre LGS, 5 septiembre 1970.
- [5] Feasibility Study of an Accurate DME for Landing, T. Ferrari y D. Graziani, FACE-Standard Lab. 915/A, febrero 1970.
- [6] FAA-ER-330-013. Low Cost Terminal DME Ground Equip. 23 enero 1969.
- [7] DME's for the Future, D. Graziani, FACE-Standard Lab. 964/A, marzo 1971.

Danio Graziani nació en Venecia en 1922. Obtuvo el grado de ingeniero electricista en la Universidad de Padua en 1950.

Desde 1951 hasta 1963 trabajó con Iris Radio, Milán, donde se dedicó al desarrollo de una serie completa de equipos de radiocomunicaciones en VHF y UHF.

En 1964 se incorporó a FACE-Standard, llegando a ser ingeniero-jefe de desarrollo del Departamento de Aviación; ha dirigido el diseño y desarrollo de los radiofaros terrestres DME de FACE; en la actualidad es el responsable de todas las actividades de investigación y desarrollo de la Línea de Productos de Aviación.

Preparación controlada de arseniuro de galio para osciladores de micro-ondas de electrón transferido

Los recientes avances en la preparación de arseniuro de galio epitaxial por técnicas de vapor y líquido han permitido obtener material que reúne bien las exigentes condiciones para osciladores de efecto Gunn. Ambas técnicas de formación pueden producir material de alta calidad en amplios márgenes de espesor. Estos avances se basan en un conocimiento más profundo del proceso de formación y las necesidades del material combinadas con técnicas muy elaboradas de obtención de materiales.

B. E. BARRY

H. G. B. HICKS

Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Inglaterra

Introducción

El arseniuro de galio es un semiconductor con unas aplicaciones crecientes en el campo de las micro-ondas. En este artículo se describe el último trabajo desarrollado en los Laboratorios de "Standard Telecommunication Lab." en Harlow (Gran Bretaña) sobre la síntesis controlada de este material y su aplicación a la producción de osciladores de micro-ondas (de efecto Gunn o de electrón transferido) funcionando en las bandas L a J (1—18 GHz). Ya se dió una descripción de estos dispositivos en un informe publicado anteriormente [1] en el cual se llegaba a la conclusión de que la aplicación comercial del diodo Gunn no se podría realizar hasta que se hubieran desarrollado técnicas repetitivas más económicas, para producir arseniuro de galio epitaxial de alta calidad. De hecho, posteriormente, las técnicas han sido mejoradas notablemente y según el estado actual del arte de la tecnología del arseniuro de galio epitaxial, los osciladores de electrón transferido, no solamente son más sencillos, sino también mucho mejores que los producidos hace cuatro años.

Técnica

La base normal de un oscilador de electrón transferido, es una capa delgada de un arseniuro de galio muy puro del tipo n, depositado epitaxialmente sobre un sustrato de arseniuro de galio del tipo n fuertemente dopado. El material epitaxial puro tiene una densidad de portadores libres de un valor típico de 10^{14} — 10^{15} por cm^3 (las densidades de portadores más bajas, se requieren para dispositivos de frecuencias más bajas) y es por ejemplo de unas 10 micras de espesor para funcionar en 10 GHz. La movilidad de los portadores debe ser lo mayor posible, y la superficie de buena calidad. Es de capital importancia que la capa epitaxial sea uniforme, respecto a la pureza y al espesor.

En el estado actual de la formación de materiales, la clave para la obtención de un dispositivo mejorado ha sido un conocimiento completo del proceso de formación y los requerimientos para el material de un buen dispositivo, conjuntamente con el desarrollo simultáneo de técnicas elaboradas de valoración de materiales. Una de las más importantes consecuciones ha sido el trazador automático del contorno de densidad de portadores (desarrollado en el Royal Radar Establish-

ment de Malvern, Inglaterra) el cual mide la capacitancia de barreras Schottky, de oro o de mercurio, en la superficie de las capas de los dispositivos y realiza un dibujo continuo de la densidad de los portadores en función de la profundidad de la capa epitaxial. La automatización de esta técnica indica que cada capa del dispositivo puede medirse por este procedimiento, y los resultados son entonces útiles para efectuar la predicción de la eficacia del dispositivo. La densidad de portadores desde la superficie epitaxial a la interior del sustrato debe ser uniforme desde un punto de vista ideal y debe evitarse cualquier depresión (o sea regiones de alta resistividad).

Las medidas del efecto Hall, considerado tradicionalmente, dan un valor medio de la densidad de portadores, pero no muestran su distribución a través de la capa, por lo que no pueden usarse solas para dar una buena indicación de la eficacia del dispositivo.

El arseniuro de galio epitaxial se obtiene por medio de técnicas de vapor o de líquido, cada una de las cuales tiene sus propias ventajas e inconvenientes.

Epitaxia de fase de vapor

Las principales ventajas de este sistema de crecimiento son su flexibilidad y adaptación a un proceso de producción, conjuntamente con la suavidad de la superficie obtenida, así como la uniformidad y la facilidad de predicción del espesor de la capa [2].

Las capas se forman en un sistema de flujo de AsCl_3 -Ga- H_2 del tipo primeramente descrito por Knight y otros [3]. Este sistema tiene la ventaja sobre otros sistemas de vapor, de que todos los materiales iniciales están disponibles con un alto grado de pureza. Sin embargo, aunque la pureza inicial del sistema es un factor necesario, no es el único importante, desde que se ha demostrado que las condiciones mismas de formación pueden originar variaciones en las propiedades eléctricas.

De esta forma, la mejor manera de abordar el problema ha sido:

a) Disponer reactores de máxima limpieza, hermeticidad y sencillez de forma que las impurezas residuales se reduzcan al mínimo.

b) Mantener la pureza de los sistemas por una preparación cuidadosa de los sustratos y con la prevención de la aparición de las impurezas.

c) Optimizar el procedimiento de formación por la identificación y el control de los parámetros más significativos.

Un aparato típico (Fig. 1) consiste esencialmente de un tubo de reacción de sílice, hasta de 32 mm de diámetro en un horno con dos zonas de resistencia. El hidrógeno puro burbujeado a través de un frasco de tricloruro de arsénico (Fig. 2), traslada el vapor al tubo de reacción donde reacciona con la fuente de galio a unos 825 °C. Al principio el galio absorbe arsénico del vapor hasta que se forma sobre él una incrustación de arseniuro de galio puro. Esta incrustación o etapa de saturación del proceso, se desarrolla siempre que se añade nuevo galio. Sigue la etapa de sedimentación, en que el arseniuro de galio es transportado desde la incrustación, y depositado epitaxialmente sobre un sustrato de monocristales preparado cuidadosamente y situado en la parte inferior de la corriente, por la acción del tricloruro de arsénico. La concentración de vapor del tricloruro de arsénico que pasa al reactor es una importante variable que se controla por la regulación de la temperatura del frasco del tricloruro de arsénico, o por dilución con un hidrógeno adicional.

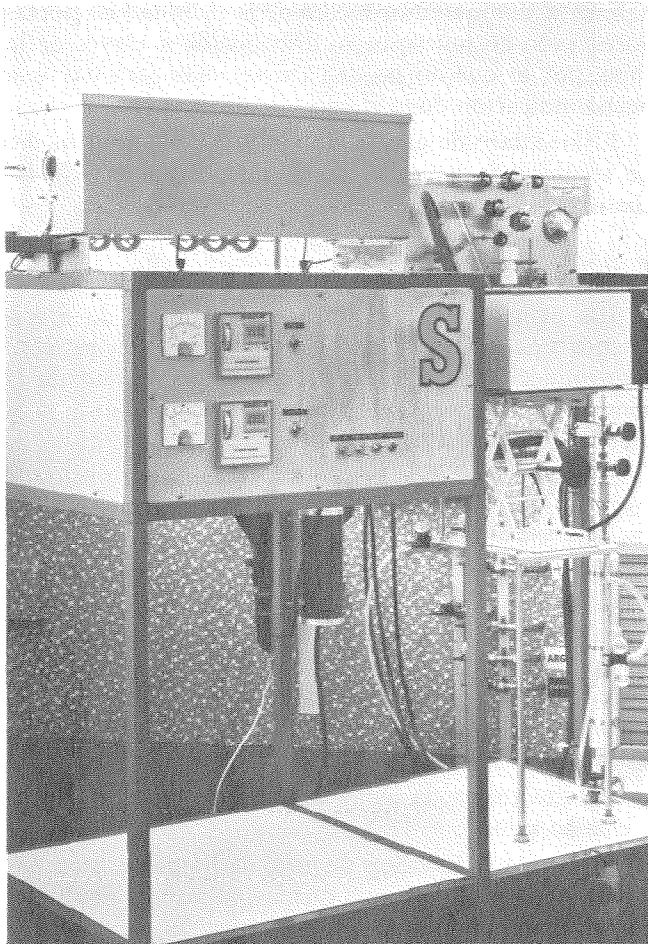


Fig. 1 Reactor de fase de vapor para la preparación de arseniuro de galio epitaxial.

El aparato puede fácilmente desarmarse para proceder a su limpieza completa con ácidos puros y con agua bidestilada en un destilador de cuarzo, y vuelto a rearmar sin necesidad de nuevo soplado de vidrio.

Antes de añadir el galio, se efectúa una limpieza final haciendo pasar vapor de tricloruro de arsénico a través del sistema a alta temperatura.

El sustrato se prepara de acuerdo con un procedimiento normalizado ideado para dejar la superficie limpia y sin deterioro. Las etapas más importantes son: el pulimento químico en una solución caliente de $H_2SO_4-H_2O_2-H_2O$ y un lavado final con triclorotrifluoretano en un aparato Soxhlet. Este elimina la necesidad de decapado al vapor en los sustratos del reactor.

Durante la formación epitaxial, se produce una sedimentación en núcleos autodefinidos en las paredes del tubo. La aparición de este depósito reduce la velocidad de formación por lo que se ha encontrado ventajoso eliminarlo, después de cada ciclo de formación, deshaciéndolo por medio del vapor de tricloruro de arsénico. Esta purga salvaguarda al sistema de una posterior acumulación de impurezas procedentes del exterior.

Con este montaje y funcionando de esta forma, se han construido reactores capaces de producir un material epitaxial muy fino con densidades de portadores hasta del orden de 10^{13} por cm^3 . Esta densidad de portadores es demasiado baja para la mayor parte de las aplicaciones de osciladores de efecto Gunn, pero puede conseguirse el nivel requerido por el ajuste de las condiciones de funcionamiento del reactor [4]. Ello no requiere la adición de impurezas, ya que el método demuestra su eficacia y seguridad, particularmente para los materiales requeridos más puros. Por ejemplo se ha producido la formación de material en un margen tan bajo como el de 10^{14} por cm^3 con movilidades electrónicas en el margen de 8000 — 8650 cm^2 por voltio-segundo a temperatura ambiente y 80.000 — 110.000 cm^2 por voltio-segundo a temperatura del nitrógeno líquido.

El parámetro variable principal, entre las condiciones de funcionamiento del reactor es la concentración de tricloruro de arsénico (a mayor concentración de tricloruro menor densidad de portadores), hasta que

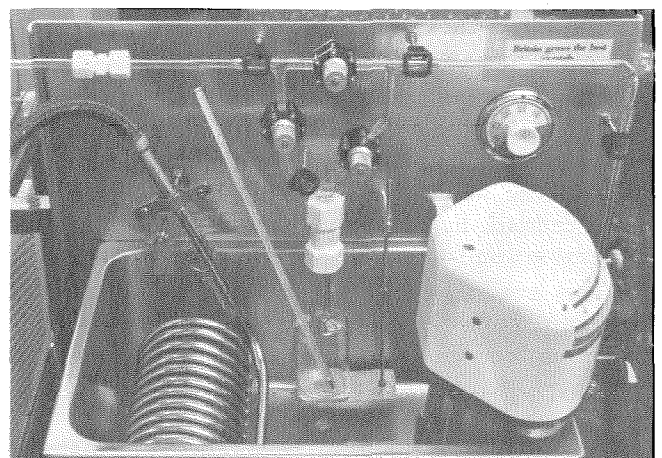


Fig. 2 Aspecto detallado del reactor de fase de vapor, mostrando el frasco de tricloruro de arsénico en un baño de agua a una temperatura controlada. (Para mayor claridad se omite el agua en la figura.)

finalmente el material se convierte en tipo p. En condiciones típicas un cambio de 6°C en el frasco de tricloruro de arsénico producirá, un cambio hasta de un orden de magnitud, en la densidad de portadores.

Otros factores que afectan a la densidad de portadores en una forma sistemática y previsible, son la posición del sustrato en el reactor, la orientación cristalográfica del sustrato e incluso el número de secuencia del ciclo.

El reconocimiento y control de estos factores ha conducido a una mayor seguridad y reproducción que hasta ahora. También han conducido a un mejor control de la densidad de portadores durante el ciclo, medida por la barrera Schottky, lo que queda demostrado por la técnica, que facilita la obtención de capas de contacto de resistencia inferior en la superficie, por cambio de la concentración del tricloruro de arsénico durante el ciclo. Esto lleva a sistemas de contacto más satisfactorios para los dispositivos de micro-ondas.

La razón de la fuerte dependencia de la densidad de portadores respecto a las condiciones de formación, ya se va aclarando. En particular, el efecto del tricloruro de arsénico puede explicarse [5, 6] así: el tricloruro forma ClH en el reactor, el cual reacciona químicamente con la sílice formando clorosilanos volátiles, los cuales actúan como dopantes de silicio, pero el arseniuro de galio toma silicio de los clorosilanos menos fácilmente en presencia de exceso de ClH , de modo que el nivel de dopado de silicio disminuye al aumentar la presión parcial de tricloruro de arsénico. También juegan un importante papel las reacciones asociadas con la estabilidad de los depósitos de arseniuro de galio sobre la fuente de galio y la totalización de la reacción de transporte. Shaw [7] ha demostrado cómo pueden afectar las condiciones del reactor, tales como el gradiente de temperatura y la dinámica del flujo, a la relación galio-arsénico en el vapor, influyendo por tanto en el crecimiento epitaxial. Los osciladores Gunn hechos con este material tienen una buena cifra de rendimiento, por lo que es ahora muy raro formar una capa epitaxial que no permita obtener unidades que funcionen.

Se obtiene un alto porcentaje de capas que se comportan particularmente bien, y se seleccionan normalmente para aplicaciones especiales.

Las eficacias de los dispositivos para funcionamiento con impulsos en la banda S, son normalmente del 5—10%, llegándose a un valor máximo del 16%. La mayor potencia producida con un dispositivo único en la banda S fué de 132 W de pico con 5,2% de eficacia a la frecuencia de 2,2 GHz. Sin embargo, 4 diodos en serie en la misma pastilla, llegaron a 240 W de pico. En la banda C con dispositivos en onda continua se obtuvo hasta 350 mw con un 7% de eficacia y 770 mw con un 4,4%. Los dispositivos para la banda X normalmente tienen del 4 a 5% de eficacia, pero se ha llegado a alcanzar hasta un 7%. Las potencias más altas para una sola pastilla en la banda X son del orden de 600 mw para onda continua y 14 W para funcionamiento con impulsos.

También se han obtenido potencias superiores conectando un grupo de unidades en paralelo. Esto es aplicable tanto a funcionamiento en impulsos como en onda continua y lo ilustra la obtención de 2 W (onda continua) en banda X usando 4 diodos en una cavidad única de longitud mínima. Otros modos de funcionamiento aparte del de tiempo de tránsito simple están siendo investigados y han permitido obtener hasta 350 W de pico para funcionamiento pulsante en la banda C con 13,6 por ciento de rendimiento.

Estos resultados comparan favorablemente con los de otros laboratorios y en algunos casos son las mejores cifras publicadas.

Epitaxia de fase líquida

La epitaxia de fase líquida proporciona también considerable material para dispositivos de electrón transferido. La característica más importante del trabajo de STL sobre epitaxia líquida es que produce arseniuro de galio extremadamente puro. En vista de su capacidad de alta pureza se ha tratado de desarrollar el proceso de producción de material para dispositivos en la banda S y L que requieren concentraciones de portadores tan bajas como 10^{14} por cm^3 . Esto lleva consigo la necesidad de capas relativamente gruesas con densidad uniforme de portadores.

El proceso es muy sencillo en su concepto y consiste en la disolución del arseniuro de galio a una temperatura aproximada de 800°C . La solución permanece en contacto con un sustrato y posteriormente enfriada, originando sobre el sustrato la formación del arseniuro de galio. Tanto la solución como el sustrato se alojan en un recipiente rectangular de silicio, de dimensiones 75 mm de longitud \times 25 mm de anchura y 12 mm de profundidad, permitiendo la colocación de un área de 5 cm^2 . Dicho recipiente se coloca en un tubo de silicio de 40 mm de diámetro que pasa por el centro de un horno tubular (Fig. 3). Durante el proceso de formación, el hidrógeno puro fluye continuamente por el tubo de silicio. La formación de la solución requiere un control de temperatura muy rígido para obtener capas cristalinas homogéneas. La estabilidad de tem-

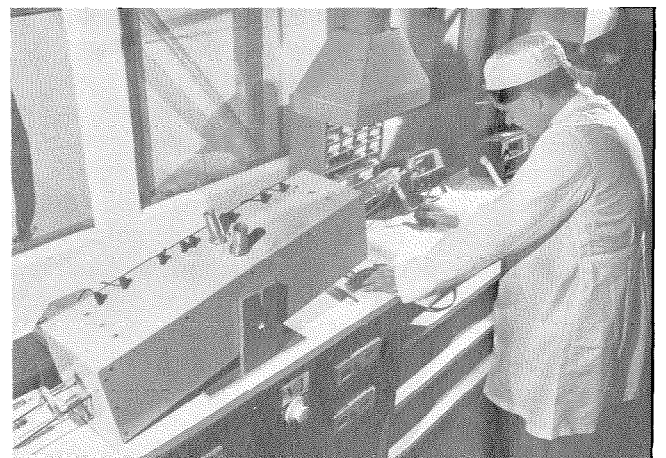
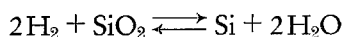


Fig. 3 Reactor de fase líquida para la preparación de arseniuro de galio epitaxial.

peratura se obtiene por medio de un equipo de control muy elaborado y la uniformidad de la temperatura se consigue disponiendo tres zonas de calentamiento, utilizándose las dos exteriores para compensar las pérdidas finales en el horno. Al comienzo y a la finalización de la formación, la solución se pone en contacto y fuera de contacto con el sustrato, inclinando el horno. La separación limpia de la fundición de galio del sustrato, se facilita por una rotación simultánea del dispositivo y del tubo, para colocar verticalmente el sustrato.

Este proceso ha producido el arseniuro de galio de máxima pureza. Se han conseguido densidades netas de portadoras tan bajas como 10^{12} por cm^3 y con movilidades electrónicas de hasta 180.000 cm^2 por voltio-segundo a la temperatura del nitrógeno líquido [8]. Las propiedades fundamentales del proceso son las responsables de la consecución de un bajo contenido de impureza en las capas epitaxiales. El gran volumen de galio actúa como diluyente de las impurezas y la distribución de las impurezas durante la formación es tal, que tienden a permanecer en solución en lugar de incorporarse a la formación de capas. Los elementos del grupo VI, azufre, selenio y telurio, parecen ser las únicas excepciones en esta regla. Igualmente es un factor importante el que el hidrógeno solo es el gas ambiente en el sistema y el tren gaseoso resulta así muy simple en su construcción, requiriendo pocas juntas. El flujo de gas sobre la fundición es muy puro y está particularmente libre de oxígeno y de vapor de agua por lo que no hay reacciones indeseables de los productos disponibles después de cada ciclo.

Sin embargo, la pureza del hidrógeno afecta mucho a la pureza de la capa epitaxial. A muy bajos niveles de oxígeno y de vapor de agua, el hidrógeno reacciona con las materias siliciosas de acuerdo con la ecuación



pasando silicio a la fundición de galio. El efecto del silicio en la fundición, es el de introducir niveles de aceptantes en la formación de la capa; por ejemplo, si la concentración de vapor de agua es de 1 parte por millón, entonces unos $1,5 \times 10^{15}$ aceptantes por cm^3 se producen en la capa, que se convierte en inadecuada para los dispositivos de efecto Gunn.

Este problema se ha resuelto reduciendo la temperatura de la fundición y también por el control externo de la concentración de vapor de agua [9].

En cualquier caso, el equilibrio de la reacción, representado por la ecuación anterior, se desplaza a la izquierda pero en la práctica el método de reducir la temperatura de la fundición, resulta preferible ya que produce un material de alta movilidad de portadores.

Sobre esta base, el contenido de impurezas del orden de 10^{13} — 10^{14} por cm^3 se obtiene en forma consistente. La densidad de portadores se aumenta a 10^{14} — 10^{15} por cm^3 para fabricar dispositivos, con la adición de estaño o selenio. La densidad de portadores de las capas sucesivas, se controla dentro de estos límites, obteniéndose hasta 40 sedimentaciones de una simple fundición con sólo la adición circunstancial de impureza entre sedimentaciones.

La distribución de los portadores a través del espesor de las capas epitaxiales, se controla por el equilibrio de fase en el sistema galio-arsénico-impureza a la temperatura de formación que controla el comportamiento de los coeficientes de distribución de la impureza. Se ha estudiado profundamente la variación de los coeficientes de distribución de la mayor parte de las impurezas respecto a la temperatura [10, 11, 12]. La variación con la temperatura del coeficiente de distribución del estaño, por ejemplo, da una densidad de portadores decreciente de acuerdo con el crecimiento de la capa. La pendiente del contorno de la densidad de portadores para una capa de dispositivo determinado, depende del margen de temperatura de la formación, y si este margen es estrecho, se obtienen esencialmente perfiles planos.

El espesor de la capa epitaxial se controla principalmente por la temperatura de epitaxia, que determina la solubilidad del arsénico en la fundición de galio.

La solubilidad del arsénico en la fundición a la temperatura de epitaxia empleada, es lo suficientemente alta para proveer un exceso de arseniuro de galio en la solución, por encima del requerido para los espesores encontrados en la mayoría de los osciladores de electrón transferido.

Sin embargo, no todo el arseniuro de galio en solución se utiliza, ya que cuando la fundición se enfría el arseniuro de galio que se segrega, se forma tanto en el sustrato como en la superficie de la fundición. La cantidad de material formado en el sustrato está muy influida por la distribución de temperatura en el horno. Actualmente sólo del 10—20 % del arseniuro de galio en solución, se forma sobre el sustrato y en el caso de material en la banda L, donde se requiere relativamente una capa de un espesor de 100 micras, se plantea una discrepancia de requerimientos. La pureza exige una formación a baja temperatura y el espesor exige una formación de temperatura más alta. El trabajo de desarrollo se dirige a conseguir un aumento del espesor a bajas temperaturas a las cuales se obtiene la más alta pureza, manteniendo una distribución uniforme del espesor, sobre grandes áreas de sustrato.

Es difícil conseguir la perfección de la superficie de las capas líquidas epitaxiales, debido al fenómeno de sobrefusión constitucional, que es un problema común en la formación de cristales. La delgadez de la capa, o sea la perfección de la superficie, se aproxima a la obtenida por la epitaxia del vapor en el margen del espesor de la micra.

Como ya se ha indicado, la naturaleza de la superficie entre el sustrato y la región epitaxial activa, es muy importante para la eficacia de un buen dispositivo. Ciertas impurezas, principalmente silicio, penetran desde el sustrato en la capa de alta pureza, por difusión en el proceso de formación y puede producir una región de alta resistencia, adyacente a la superficie de unión. Esto se ha eliminado separando la región activa del sustrato, con la formación de una región intermedia de alta densidad de donantes, pero de una baja densidad de aceptantes. Esto ha aumentado extraordi-

nariamente el rendimiento del material del dispositivo de trabajo.

El control de las propiedades eléctricas del material es actualmente tal, que virtualmente todas las capas que exceden a su valor por el efecto Hall y las técnicas de contorno de portadores presentan comportamiento de efecto Gunn. El 30 % de las capas dan dispositivos de alta eficacia (es decir, con eficacias entre 10 — 20 % en la banda L).

Se pueden obtener dispositivos individuales con potencias de salida de impulsos en la banda L de 150 W pico y normalmente también se han obtenido algunos dispositivos que han alcanzado marcas de potencias de salida de hasta 500 W pico en un circuito sintonizado armónicamente.

Conclusión

Tanto las técnicas de vapor como las de líquido, han demostrado su capacidad de obtener el material que reúna exactamente las exigencias de estos dispositivos y se ha hecho un progreso considerable en términos de sus caracteres repetibles y de rendimiento.

La técnica líquida se ha concentrado sobre la formación de capas más puras y más gruesas (es decir, para la banda L); y la técnica de vapor se ha empleado para las más delgadas y menos puras (es decir, para la banda X). Esta preferencia puede justificarse respecto a la pureza total, si no completamente respecto a capas gruesas, porque ambas técnicas pueden producir capas epitaxiales en el margen de espesor del dispositivo global si se requiere. Cuando se trata de decidir qué técnica debe emplearse en cualquier futura aplicación, se deben juzgar los méritos de cada uno de ellos a la luz de los requerimientos del dispositivo. Las más altas eficacias de los dispositivos obtenidos hasta ahora en estos Laboratorios proceden de materiales epitaxiales líquidos, pero un grado mayor de consistencia se obtiene generalmente con materiales epitaxiales de vapor. Sin embargo, puede ser peligroso obtener conclusiones definitivas de esta comparación simplificada, particularmente cuando los resultados que se comparan se refieren a frecuencias distintas. Además, ambas técnicas están en constante desarrollo y sus actuales limitaciones cambiarán sin duda. Sin embargo, en el presente, la preparación del arseniuro de galio para dispositivos de efecto Gunn, acepta un control suficiente para que se incluya en una actividad de producción relacionada con tales dispositivos, ya que el superior rendimiento asociado normalmente con el sistema de vapor lo recomienda para este objetivo.

La mayoría de los dispositivos realizados e investigados han sido diodos de tiempo de tránsito [1]. El desarrollo ha continuado con dispositivos que actúan con modos de oscilación controlados no en tiempo de tránsito. Es de destacar la acumulación limitada de carga espacial (modo LSA), que proporciona alta potencia y alta eficacia, pero que exige un mayor control y uniformidad del material.

Las actividades de investigación y desarrollo dentro de ITT han demostrado la posibilidad de aplicar el

efecto de electrón transferido a un amplio margen de exigencias de sistemas como radar de antenas en fase, enlaces de micro-ondas, bombas para amplificadores paramétricos, sistemas de atraque para barcos, navegación aérea, radar portátil a brazo, radar anti-colisión, alarmas contra intrusos, indicadores de nivel, sistemas de medida de velocidades, lógica de alta velocidad y amplificación de micro-ondas. En muchos casos, tales como los sistemas de radar de antenas en fase, las relativamente recientes técnicas de "microstrip" para micro-ondas se han utilizado para conseguir una pequeña unidad que puede incorporarse en un equipo muy elaborado.

Los diodos Gunn se han utilizado en aplicaciones especiales tales como osciladores "stalo" para radares coherentes en donde bajos niveles de ruido modulados de frecuencia son importantes. En otras aplicaciones tales como alarma para intrusos, las principales ventajas son su ligero peso, pequeño tamaño y el bajo coste de estos osciladores.

Entre las casas del sistema ITT que han estado relacionados con las anteriores aplicaciones, empleando material y unidades preparados en STL están ITT Gillfillan, ITTE Components Group Paignton, LCT y LMT de París, SEL de Stuttgart, Defense Communications Division, Nutley y la Electron Tube Division, New Jersey.

Reconocimiento

Los autores desean expresar su gratitud a muchos colegas de STL que han contribuido a este trabajo o que han tomado parte en discusiones provechosas y en particular a P. D. Greene por alguno de los trabajos de epitaxia líquida y a I. G. Davies por los perfiles de barrera Schottky. Agradecemos también a R. H. Jewett, a S. D. Vanlint por su incalculable asistencia en la preparación de materiales y también los que se mencionan por sus medidas de dispositivos, P. K. Blair y A. Pearson (banda S), B. W. Clark y G. D. H. King (bandas C y X en O. C.), M. P. Wasse (banda X pulsada, P. J. Etter y A. P. Woode (banda L).

Este trabajo incluye un trabajo hecho bajo contrato CVD y se publica con la autorización del Ministerio de Defensa (Departamento de Marina) del Reino Unido.

Referencias

- [1] J. S. Heeks, G. King y C. P. Sandbank: La aplicación de los efectos masivos de "electrón transferido" en el arseniuro de galio, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43 (1968) N° 4, págs. 371—383.
- [2] H. T. Minden: Últimos avances en la tecnología del arseniuro de galio, Solid State Technology, Abril 1969, Vol. 12, págs. 25—35.
- [3] J. R. Knight, D. Effer y P. R. Evans: La preparación de GaAs de alta pureza por formación epitaxial de fase de vapor, Solid State Electronics, Vol. 8 n° 2 (1965), págs. 178—180.
- [4] B. E. Barry: Optimización de las condiciones de formación para producir arseniuro de galio epitaxial de alta pureza para dispositivos Gunn, "Proceedings of Third International Symposium on Gallium Arsenide", Aachen 1970, "Institute of Physics Conference" serie n° 9, 1971, págs. 172—183.
- [5] J. V. Di Lorenzo y G. E. Moore Jr.: Efectos de la fracción molar de AsCl₃ en la incorporación de Ge, Si, Se y S en las capas epitaxiales de formación de vapor de GaAs, "Journal of Electrochemical Society", 1971, Vol. 118, págs. 1823—1830.
- [6] P. Rai-Choudhury: Termodinámica del sistema de Ga-AsCl₃-H₂ e incorporación de donantes, "Journal of Crystal Growth", 1971, Vol. 11, págs. 113—120.

Preparación controlada de arseniuro de galio

- [7] D. W. Shaw: Cinética de transporte y formación epitaxial de GaAs con un sistema de Ga-AsCl₃, "Journal of Crystal Growth", 1971, Vol. 8 n° 1, págs. 117—128.
- [8] H. G. B. Hicks y D. E. Manley: GaAs de alta pureza por epitaxia de fase líquida, Solid State Communications, 1969, Vol. 7, págs. 1463—1465.
- [9] H. G. B. Hicks y P. D. Greene: Control de la contaminación de silicio en una solución de arseniuro, "Proceedings of Third International Symposium on Gallium Arsenide and Related Compounds", Aachen 1970, "Institute of Physics Conference" serie n° 9, 1971, págs. 92—99.
- [10] P. D. Greene: Comportamiento de los donantes de selenio y telurio en una solución de arseniuro de galio, "Solid State Communications", 1971, Vol. 9, págs. 1299—1301.
- [11] C. S. Kang y P. E. Greene: Características de dopado del estaño y del telurio en las capas epitaxiales de arseniuro de galio partiendo de una solución de galio, "Proceedings of Second International Symposium on Gallium Arsenide", Dallas 1968, "Institute of Physics Conference" serie n° 7, 1969, págs. 18—21.
- [12] F. E. Rosztochy, F. Ermanis, I. Hayashi y B. Schwartz: Arseniuro de galio dopado con germanio, "Journal of Applied Physics", 1970, Vol. 41, págs. 264—270.

Bryan E. Barry nació en Gibraltar en 1937. Se graduó en Física en la Universidad de Edimburgo en 1959, recibiendo el grado BSc y posteriormente el MSc por su investigación en la difusión de metales tensados.

Ingresó en STL en 1963 trabajando en la síntesis de fase de vapor en varios semiconductores del grupo III-V y en la tecnología de dispositivos piezoeléctricos.

Actualmente, trabaja en la preparación de arseniuro de galio epitaxial por transporte de fase de vapor.

Harold G. B. Hicks nació en Glasgow en 1942. Se graduó en Física por la Universidad de Sheffield en 1964 recibiendo el grado BSc. En el mismo año pasó a STL en donde trabajó en varios aspectos de la tecnología de circuitos integrados hasta 1967. Desde entonces trabaja en el desarrollo de materiales para dispositivos de microondas por técnicas de epitaxia de fase líquida y en la investigación de arseniuro de galio y aluminio.

In Memoriam

André G. Clavier

André G. Clavier, que dirigió la primera demostración de transmisión por microondas con éxito a través del Canal inglés en 1931, ha muerto en Hollywood, a la edad de 77 años.

Mr. Clavier, que ingresó en ITT durante 1929, se retiró en 1959 aunque siguió actuando como consultor técnico de ITT durante varios años más. Fué Vicepresidente y Director de Investigación y Desarrollo Comerciales en la Federal Telecommunication Laboratories of ITT en Nutley, New Jersey, desde 1956 hasta su retiro.

Mr. Clavier nació en Cambrai, Francia, en 1894. Se graduó como ingeniero en la École Supérieure d'Électricité en 1919 y se incorporó al staff de ingenieros organizado por el General Ferrie en el Etablissement Central de la Radiotélégraphie Militaire. Allí estuvo encargado de la investigación sobre altas frecuencias de radio, desde 1920 hasta 1925.

En 1925, se incorporó a los Laboratoires Standards en París. Estos se convirtieron en el Laboratoire Central de Télécommunications, dedicado a la investigación electrónica.

En 1945, Mr. Clavier, fué a los Estados Unidos y, más tarde, se hizo ciudadano norteamericano. Se le nombró Director Adjunto de Investigación de ITT Laboratories en 1945, Director Técnico Adjunto, en 1946, y Director Técnico en 1952.

Fué nombrado miembro del Institute of Electronics and Electrical Engineers de los Estados Unidos por su "labor de pionero en la investigación, desarrollo e ingeniería dentro del campo de las microondas". Llegó a ser Presidente del grupo de especialistas en teoría y técnicas de microondas del IEEE en 1949. También fué "Membre Laureat" de la Société Française des Électriciens y miembro de la Institution of Electrical Engineers, de Gran Bretaña.



Comportamiento de los amplificadores paramétricos en relación con la frecuencia de trabajo

Los resultados experimentales obtenidos en los amplificadores paramétricos en 4 y 12 GHz con osciladores de bombeo realizados con klystron son muy satisfactorios. Han demostrado que será posible construir amplificadores de 4 y 12 GHz a precios competitivos y con todas las características de estabilidad y fiabilidad exigidas por las comunicaciones especiales.

J. DUPRAZ
M. CREACH

Laboratoire Central de Télécommunications, Vélizy, Francia

Introducción

El tremendo desarrollo de las telecomunicaciones a través de los satélites geoestacionarios y la asociada instalación de numerosas estaciones terrestres en muchos países, ha impulsado el desarrollo de amplificadores de muy bajo ruido para aumentar el factor de mérito de la parte receptora de las estaciones. Hace 10 años, el maser fué considerado el dispositivo más prometedor, calificándose al amplificador paramétrico de difícil y caprichoso. Esta situación se ha invertido ahora hasta el punto de utilizar exclusivamente amplificadores paramétricos en las estaciones terrestres.

Normalmente, se utilizan dos tipos de amplificadores paramétricos. El amplificador no refrigerado no necesita refrigeración externa. Su aplicación está indicada en terminales receptores pequeños y medianos que no necesitan temperatura de bajo ruido. El amplificador refrigerado ofrece una temperatura de ruido mucho más baja y se utiliza en todas las grandes estaciones donde su complejidad está justificada.

El margen de frecuencias utilizado actualmente por el sistema Intelsat está centrado en 4 GHz. La anchura de banda total asignada al sistema es 500 MHz y puede conseguirse con diodos de capacidad variable y técnicas modernas de síntesis de circuitos. La elección de la frecuencia de bombeo no es un factor crítico.

Las aplicaciones futuras exigirán frecuencias de funcionamiento más altas, por ejemplo. En Europa existen dos proyectos que utilizan la frecuencia de 12 GHz en el enlace de bajada, el proyecto experimental SIRIO y el programa doméstico europeo CEPT. Se hace ahora evidente la necesidad de amplificadores paramétricos que trabajen en 12 GHz y quizás en frecuencias más elevadas.

El objeto de este artículo es presentar la evolución de los amplificadores paramétricos y más específicamente de la temperatura de ruido equivalente como función de la frecuencia de trabajo. Los resultados teóricos presentados están avalados por datos experimentales obtenidos en la Division Aeronautique du Laboratoire Central de Télécommunications.

Modelo teórico [1]

Es necesario recordar alguna teoría para dar paso a las fórmulas que permiten calcular los resultados teóricos.

En la figura 1 se muestra el circuito equivalente del diodo. En condiciones de "bombeo", la capacidad variable puede escribirse:

$$C(t) = C_0 + 2 C_1 \cos \Omega_p t.$$

El diodo en bombeo se caracteriza por el factor Q dinámico, $aQds$:

$$a = \frac{C_1}{C_0} G ds = \frac{1}{r C_0 \Omega_s}.$$

Los valores que toman estos parámetros en funcionamiento sólo se conocen generalmente de manera aproximada. En buenas condiciones, con varactores corrientes GaAs, el factor a se supone que toma valores comprendidos entre 0,15 y 0,25.

A las frecuencias de sintonía, la ganancia G resulta de la presencia de una resistencia negativa R_N :

$$G = \left(\frac{1+a}{1-a} \right)^2 \quad \alpha = \frac{-r - R_N}{R'_s} \quad R_N = - \frac{a^2 Q^2 ds}{x} r \quad x = \frac{F_i}{F_s}$$

F_s = frecuencia de la señal central

F_i = frecuencia de reposo central = $F_p - F_s$

r = resistencia serie del diodo.

El producto ganancia por anchura de banda viene dado, aproximadamente, por:

$$\sqrt{G} \cdot B \approx \frac{1}{1 + \frac{C_p}{C_0}} a \sqrt{F_{rs} F_s}$$

siendo F_{rs} = frecuencia resonancia serie (C_p es una capacidad parásita).

Esta fórmula sirve solo para el circuito de señal de una sola sección que incorpora el varactor, lo que no es suficiente para conseguir la anchura de banda normal requerida.

La temperatura de ruido debida al ruido térmico generado en la resistencia del diodo, suponiendo que el

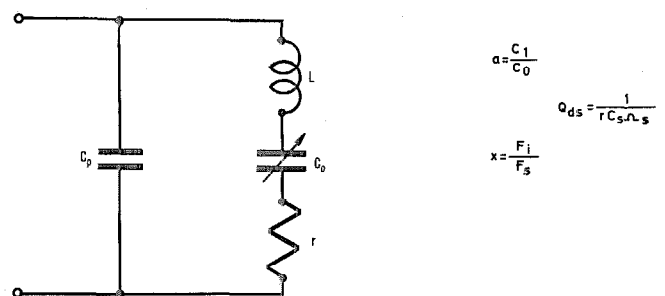


Fig. 1 Circuito equivalente del diodo.

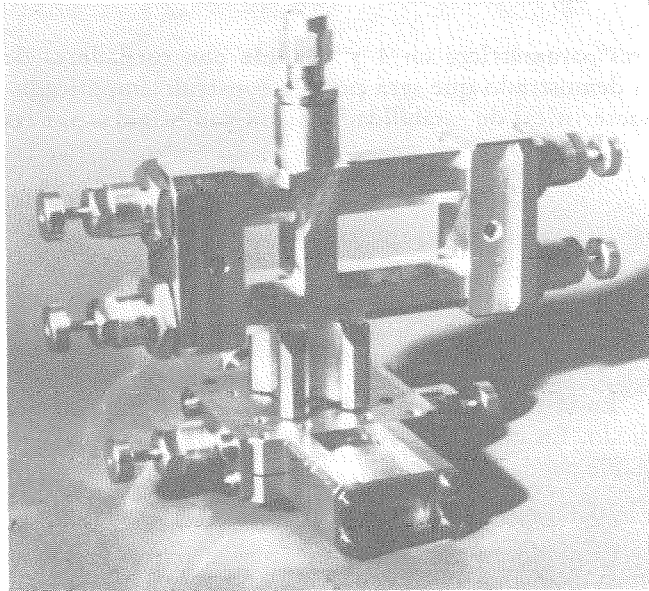


Fig. 2 Fotografía de una etapa.

circuito de reposo no tiene carga exterior alguna, viene dado por:

$$T_d = T_p \left[\frac{r}{R_s} + \frac{1}{x} \left(\alpha + \frac{r}{R_s} \right) \right]$$

T_p = temperatura física del diodo.

La temperatura de ruido mínima se obtiene para $x_{opt} = -1 + \sqrt{a^2 Q^2 ds + 1}$ y es, aproximadamente, cuando $aQds \gg 1$:

$$T_{dmin} \approx T_p \cdot \frac{2\alpha}{aQds}$$

Características del amplificador de 4 GHz [2]

El diodo

El diodo es una unidad 5147 G de Sylvania. Los valores numéricos calculados, a temperatura ambiente y suponiendo $a = 0,2$, son:

$$r = 1,6 \text{ ohmios } aQds = 12,5.$$

La frecuencia de bombeo no es un factor crítico. Se ha elegido 32,5 GHz, no lejos del valor óptimo, con objeto de utilizar una fuente de estado sólido.

Características de una etapa

En la figura 2 se muestra la fotografía de una etapa donde pueden verse los tres circuitos básicos montados alrededor del varactor, siendo de construcción coaxial el circuito de señal.

Las características teóricas a una temperatura ambiente de 293 °K, son:

$$G = 15 \text{ dB } \sqrt{G} \cdot B \approx 1100 \quad B \approx 200 \text{ MHz}$$

$$T_d \approx 41 \text{ °K.}$$

La mínima temperatura de ruido es $T_{dmin} \approx 33 \text{ °K.}$

El circuito de señal contiene dos estructuras ensanchadoras de banda que logran una anchura instantánea, a -1 dB, por encima de 550 MHz, que es superior a la que se necesita.

La temperatura de ruido total T_{e1} para la etapa completa, incluidas las pérdidas del circulator L_1 y L_2 , es:

$$L_1 = 0,3 \text{ dB } \quad L_2 = 0,6 \text{ dB } \quad T_{e1} \approx 62 \text{ °K.}$$

Los valores experimentales medios, sin las estructuras ensanchadoras de banda, son:

$$G = 14 \text{ dB } \quad B \approx 200 \text{ MHz } \quad T_e = 85 \text{ °K.}$$

La potencia de bombeo a la entrada de este circuito está entre 30 y 40 mW.

Características del amplificador de tres etapas

En la figura 3 se muestra un diagrama de bloques del amplificador clásico completo. Consta de 3 etapas mecánicamente idénticas precedidas por un filtro paso bajo para reducir la fuga de potencia del transmisor. La ganancia total es de 40 dB, procedentes 14 dB de cada una de las dos primeras etapas y 12 dB de la tercera. La misma estructura puede funcionar en condiciones de refrigeración o sin ella, sobre los circutores que han de ser diseñados para funcionamiento con baja temperatura.

Funcionamiento sin refrigeración

En la figura 4 se muestra una vista externa del amplificador. Uno de los problemas es obtener características de transmisión estable para funcionamiento. Se ha elegido estabilizar la temperatura de las partes críticas únicamente; el klystron se estabiliza a la temperatura de $55 \text{ °C} \pm 1 \text{ °C}$ y el amplificador a $15 \text{ °C} \pm 1 \text{ °C}$ mediante un dispositivo de efecto Peltier que es una solución sencilla y no necesita conservación especial. La variación de ganancia en una semana es inferior a $\pm 0,5 \text{ dB}$ en estas condiciones.

En la figura 5 se muestra la curva de transmisión, siendo idéntica la sintonía de las tres etapas. Puede cal-

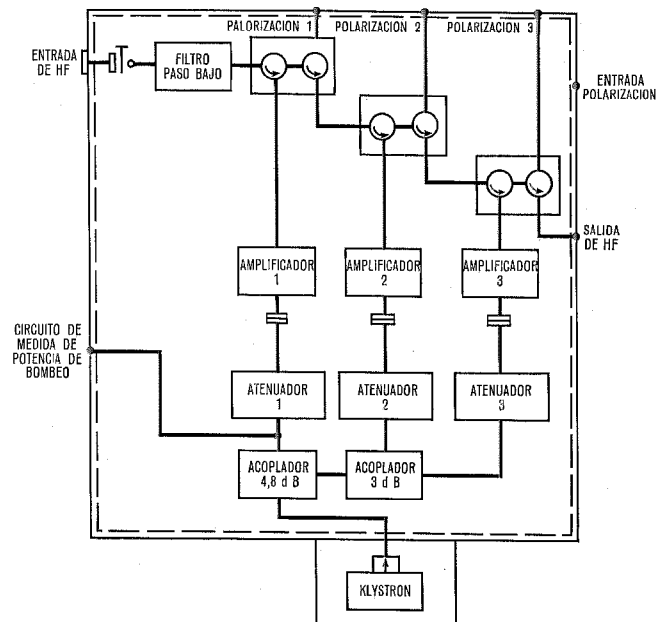


Fig. 3 Esquemático de un amplificador de tres etapas.

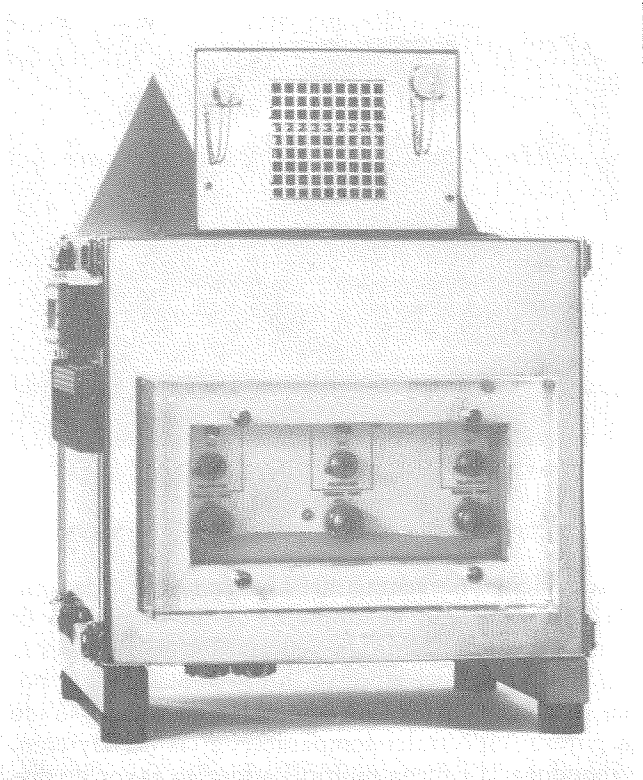


Fig. 4 Vista externa del amplificador.

cularse la temperatura total de ruido, incluyendo el filtro de entrada y suponiendo un factor de ruido de 8 dB para el equipo que sigue. Se obtiene así $T_{es} = 70$ °K que se compone de, aproximadamente, 3° para el filtro de entrada 63° para la primera etapa, 2,5° para la segunda y menos de 0,15°, tanto para la tercera etapa como para el mezclador.

El valor medio medido fué de $T_R \approx 90$ °K, incluidas todas las pérdidas entre la banda del guíaondas y la entrada del circuito coaxial de la señal.

En la tabla de la figura 6 se presentan las características medidas completas. A título de ilustración, se muestran en la figura 7 los productos de intermodulación de tercer orden para dos portadoras de -70 dBm a la entrada.

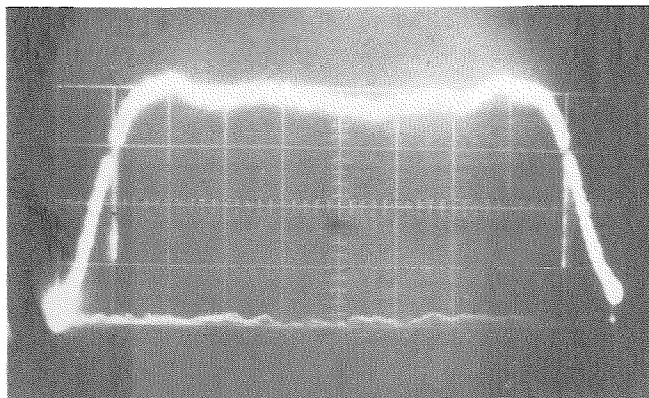


Fig. 5 Curva de transmisión del amplificador de 4 GHz no refrigerado.

- Frecuencia central: 3950 MHz
- Ganancia > 40 dB
- Anchura de banda instantánea a -1 dB: 3,7 - 4,2 GHz
- Máximo rizado en la banda: $\leq \pm 0,5$ dB
- Estabilidad de ganancia:
 - a medio plazo (12 h) $< \pm 0,2$ dB
 - a largo plazo (una semana) $\pm 0,5$ dB
- Temperatura de ruido de entrada, incluyendo la transición de guíaondas a coaxial y al filtro paso bajo:
 - 3700 MHz < 92 °K
 - 3900 MHz < 94 °K
 - 4200 MHz < 98 °K
- Variación del retardo de grupo ≤ 3 ns en cualquier anchura de banda de 40 MHz
- Retardo de grupo respecto a la pendiente de frecuencia $\leq 0,05$ ns/Hz
- Punto de compresión 1 dB para un nivel de salida de -20 dBm
- Relación de onda estacionaria en la entrada y salida $\leq 1,3$
- Intermodulación: para dos portadoras a un nivel de -70 dBm, los productos de tercer orden están a más de 40 dB por debajo de las portadoras.

Fig. 6 Tabla de características.

Funcionamiento con refrigeración

La configuración básica permanece la misma pero se ha cambiado el montaje del circulador de cuatro puertas con objeto de conseguir un buen desacoplamiento entre el amplificador y las puertas de entrada. El factor Q del diodo disminuye debido a un aumento de la resistencia serie, de manera que ha de aumentarse la potencia de bombeo en compensación. Puesto que C_0 permanece prácticamente invariable, la anchura de banda tampoco varía.

La temperatura teórica de ruido del diodo es $T_d = 4$ °K, suponiendo:

$$a = 0,25 \quad r = 4 \text{ ohmios} \quad T_p = 20 \text{ °K.}$$

La temperatura de ruido para una etapa T_{e1} es, pues:

$$L_1 = 0,6 \text{ dB} \quad L_2 = 0,3 \text{ dB} \quad T_{e1} \approx 8 \text{ °K}$$

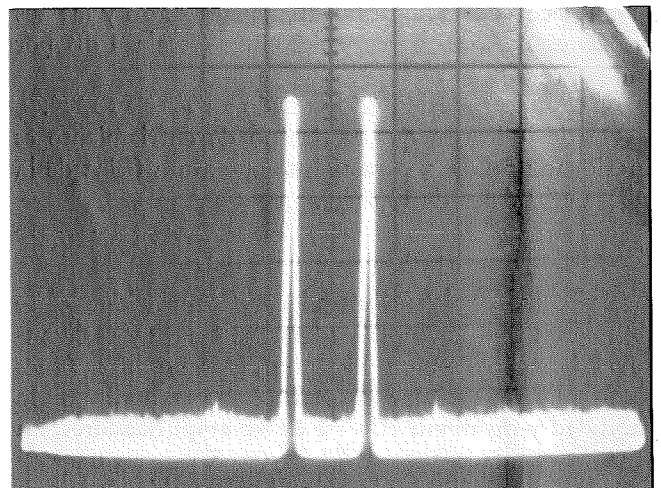


Fig. 7 Productos de intermodulación.

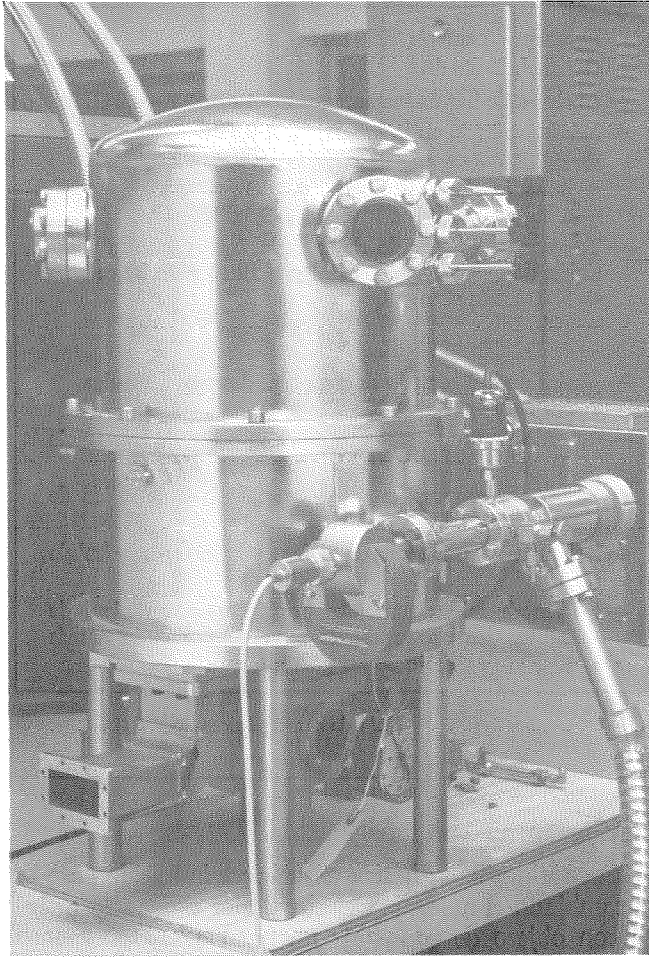


Fig. 8 Criostato experimental.

con una contribución de 3 grados para la pérdida L_1 del circulador.

La temperatura de ruido T_{e3} para un amplificador de tres etapas, incluyendo el filtro de entrada es:

$$T_{e3} = 9 \text{ }^\circ\text{K.}$$

En la figura 8 se muestra un criostato experimental: permite sintonizar los circuitos desde el exterior lo que es extraordinariamente útil en la fase de desarrollo.

En la figura 9 se muestra la curva de transmisión obtenida con dos etapas: la ganancia es 28 dB y las dos marcas están a 3,7 GHz y 4,2 GHz (escala 1 dB por centímetro).

La temperatura de ruido medido es: $T_{e2} \approx 13 \text{ }^\circ\text{K.}$

Ha de indicarse que el tiempo de enfriamiento es inferior a 2,5 horas, para una temperatura física de la cabeza criogénica de 13,5 °K.

Tendencias futuras

Todos los resultados anteriormente mencionados se obtuvieron con un amplificador de 3 etapas y realizando el bombeo con un klystron. Dos modificaciones contribuirán a mejorar las características, aumentar la fiabilidad y disminuir el coste de los amplificadores. La primera es la sustitución del klystron por un dispositivo de estado sólido y la segunda el cambio de la tercera etapa por un amplificador transistorizado.

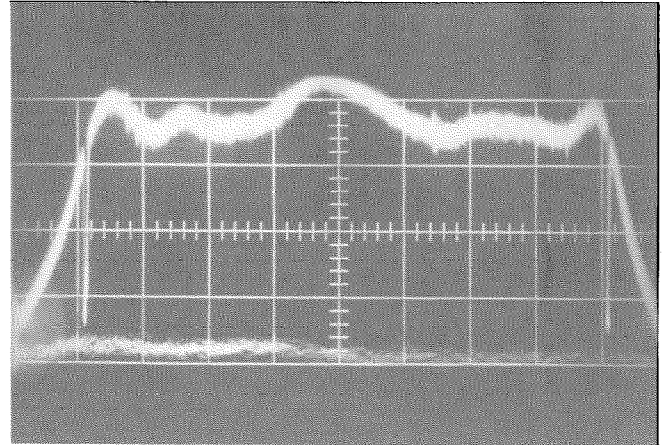


Fig. 9 Curva de transmisión del amplificador de 4 GHz refrigerado.

La principal desventaja del klystron es su vida limitada y la necesidad de disponer de un suministro de potencia de alta tensión, la ventaja, sin embargo, es la excelente pureza del espectro. En la actualidad, es posible disponer de fuentes confiables de estado sólido con purezas espectrales comparables a las del klystron. Se abandona la cadena multiplicadora en favor de dispositivos GUNN e IMPATT que oscilan directamente a la frecuencia de bombeo o a un subarmónico. Se han realizado experimentos con diodos GUNN e IMPATT oscilando en la banda X, seguidos por un triplicador. Los mejores resultados se obtuvieron con un diodo GUNN que entregaba 400 mW a un triplicador con una potencia de salida de 120 mW. En la figura 10 se muestra el oscilador y en la 11 un espectro de potencia. La temperatura de ruido, medida en las mismas condiciones anteriores con una etapa, no presenta degradación alguna. Esta solución permitiría bombear dos etapas con una sola fuente de bombeo pero necesita un triplicador con un aislador y un acoplador de 3 dB. Una solución más interesante que pronto será competitiva es bombear directamente dos etapas a 32,5 GHz con una fuente de bombeo que da una potencia de salida de, aproximadamente, 120 mW. De este modo se eliminaría el triplicador.

Otra mejora será la sustitución de la tercera etapa por un amplificador transistorizado con una ganancia que puede estar entre 10 dB y 20 dB. La temperatura de ruido total se degradará unos 3 °K que es despreciable para amplificadores no refrigerados pero no para los refrigerados. Esta solución ofrece la ventaja de

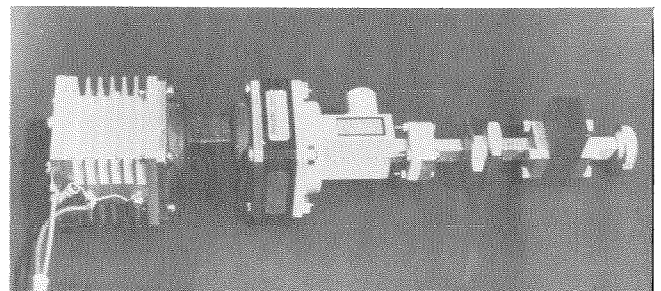


Fig. 10 Bomba del oscilador Gunn.

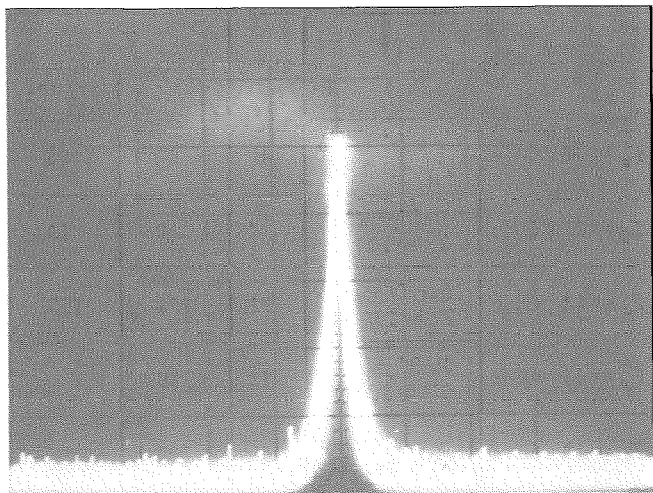


Fig. 11 Espectro del oscilador Gunn.

aumentar el nivel de compresión de 1 dB, en la ganancia de la tercera etapa aproximadamente, reduciendo, por tanto, los productos de intermodulación. Esto es interesante para el funcionamiento del Intelsat IV.

Características del amplificador de 12 GHz

El diodo

El diodo es una unidad 5147 H de Sylvania. Los parámetros numéricos a 11,6 GHz, suponiendo $a = 0,2$, son los siguientes:

$$r = 1,4 \text{ ohmios } aQds = 6,5.$$

La elección de la frecuencia de bombeo es más crítica para reducir al mínimo la temperatura de ruido. El valor óptimo es $F_{p \text{ opt}} = 76 \text{ MHz}$. Por razones tecnológicas, se ha elegido, sin embargo, $F_p = 45 \text{ MHz}$. Se tiene entonces: $x = 2,9$.

Características de una etapa

En la figura 12 se muestra la fotografía de una etapa. La tecnología es la misma que en el caso de 4 GHz, salvo que el circuito de señal contiene sólo una estructura ensanchadora de banda.

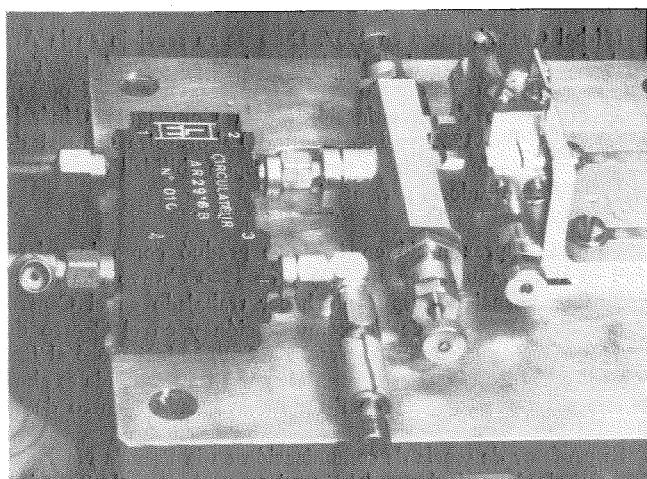


Fig. 12 Fotografía del amplificador paramétrico de 12 GHz.

Las características teóricas, a la temperatura ambiente de 293 °K, son:

$$F = 15 \text{ dB } B \approx 420 \text{ MHz } T_d = 91 \text{ °K.}$$

Una sección ensanchadora de banda en el circuito de señal es suficiente para obtener una anchura de banda instantánea a -1 dB mejor que 550 MHz.

En la figura 13 se muestra la curva de transmisión con una ganancia de 15 dB y dos marcas separadas 550 MHz en puntos a 0,3 dB (escala: 1 dB por centímetro).

La temperatura de ruido total T_{e1} para la etapa completa, incluyendo las pérdidas de los circuladores L_1 y L_2 es:

$$L_1 = 0,35 \text{ dB } L_2 = 0,7 \text{ dB } T_{e1} = 125 \text{ °K.}$$

Los resultados experimentales correspondientes son:

$$G = 15 \text{ dB } B \approx 575 \text{ MHz } T_{e1} = 155 \text{ °K.}$$

La potencia de bombeo a la entrada del circuito de bombeo es de unos 120 mW, mayor naturalmente que a 4 GHz.

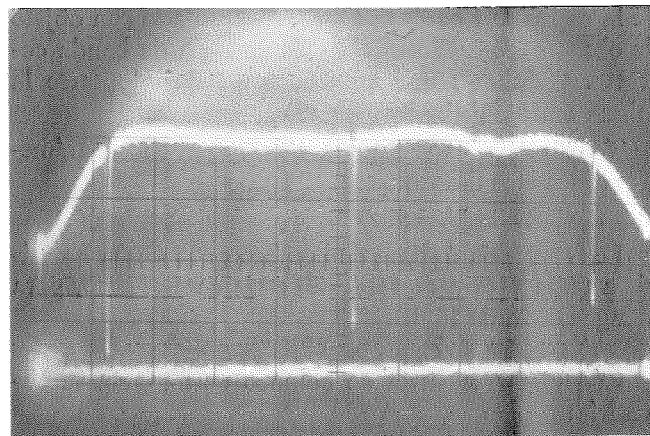


Fig. 13 Curva de transmisión de 12 GHz.

Características de un amplificador de dos etapas

El diagrama de bloques de un amplificador completo es análogo al de la figura 3, pero contiene sólo dos etapas.

La ganancia total es 30 dB con 15 dB para cada etapa.

Condiciones sin refrigeración

La temperatura de ruido calculada como anteriormente, incluyendo las pérdidas del filtro de entrada, es:

$$L_1 = 0,35 \text{ dB } L_2 = 0,7 \text{ dB } T_{e2} = 145 \text{ °K.}$$

Condiciones con refrigeración

El factor Q del diodo decrece debido al aumento de r , de manera que, con objeto de lograr la misma ganancia, es necesaria una mayor potencia de bombeo. Se supone que r aumenta multiplicándose por un factor de 2,5 y que a alcanza un valor máximo de 0,25. Se obtienen los siguientes valores teóricos.

$$T_d = 12 \text{ °K } T_{e1} = 18 \text{ °K } T_{e2} = 22 \text{ °K.}$$

Ha de procederse con cuidado al evaluar estos resultados. En primer lugar, los parámetros dinámicos del diodo de bombeo no se conocen con buena precisión. En segundo lugar, estos resultados no tienen en cuenta la influencia de las capacidades parásitas que pueden ser un factor dominante que impida obtener los resultados normales que cabría esperar de la teoría. Y finalmente, han de tenerse en cuenta las pérdidas suplementarias a la temperatura ambiente que se encontrarán en los circuitos de acceso: transiciones, recorridos de guíasondas, codos y conmutadores. Todo ello puede añadir más de 10 grados adicionales.

Características teóricas a 18 GHz

Una frecuencia de señal que puede utilizarse en el futuro es 18 GHz. Aunque por el momento, no se tienen resultados experimentales, es interesante pasar revista brevemente al comportamiento teórico a 18 GHz.

Se supone que el diodo es el mismo que el utilizado a 12 GHz, aunque puede ser necesaria una reducción de la capacidad parásita C_p de encapsulado con objeto de obtener las características de anchura de banda correcta. Opinamos que a 18 GHz puede adoptarse la misma tecnología básica.

Tomaremos los siguientes valores para los parámetros dinámicos del varactor:

$$a = 0,25 \quad aQds = 5.$$

Le frecuencia óptima de bombeo es 95 GHz. La mínima temperatura de ruido T_d sería en este caso, para una ganancia de 15 dB:

$$T_p = 293 \text{ °K} \quad T_{d \text{ min}} = 80 \text{ °K}.$$

Con una frecuencia de bombeo de 52 GHz se obtendría:

$$T_p = 293 \text{ °K} \quad T_d = 135 \text{ °K}$$

$$T_p = 20 \text{ °K} \quad T_d = 24 \text{ °K}.$$

La temperatura de ruido teórica para una etapa incluyendo las pérdidas del circulador $L_1 = 0,5 \text{ dB}$ y $L_2 = 1 \text{ dB}$, es:

$$T_p = 293 \text{ °K} \quad T_{e1} = 188 \text{ °K}$$

$$T_p = 20 \text{ °K} \quad T_{e1} = 36 \text{ °K}.$$

Conclusión

La misma sencilla tecnología puede utilizarse desde 4 GHz hasta 18 GHz, aunque es más difícil obtener buenos resultados a medida que la frecuencia aumenta y la temperatura de funcionamiento disminuye. Los parámetros estáticos del diodo r , C_o , C_p , han de disminuir con objeto de obtener valores razonables para el factor Q. La tabla de la figura 14 resume los resultados de los valores de temperatura de ruido.

A 4 GHz no hay dificultad en obtener un amplificador no refrigerado y en condiciones de refrigeración puede obtenerse una anchura de banda instantánea de 500 MHz con una ganancia que puede ser de 15 dB por etapa. La estabilidad de ganancia puede obtenerse por estabilización del circuito de bombeo. Deben optimizarse los circuitos para reducir la potencia de bombeo. Esto obligará a introducir fuentes de estado sólido y

		T_d °K	T_{e1}	
			Teórica	Medida
$F_s = 4 \text{ GHz}$	No refrigerado $T_p = 293 \text{ °K}$	41	62	85
	Refrigerado $T_p = 20 \text{ °K}$	4	8	13
$F_s = 12 \text{ GHz}$	No refrigerado $T_p = 293 \text{ °K}$	91	125	155
	Refrigerado $T_p = 20 \text{ °K}$	12	18	
$F_s = 18 \text{ GHz}$	No refrigerado $T_p = 293 \text{ °K}$	135	188	
	Refrigerado $T_p = 20 \text{ °K}$	24	36	

Fig. 14 Valores de la temperatura de ruido.

permitirá un aumento en la fiabilidad de los amplificadores y una reducción del precio. La temperatura de ruido concuerda razonablemente bien con los valores pronosticados.

A 12 GHz es más difícil obtener una amplia anchura de banda y se necesita un diodo mejor. La temperatura teórica T_d es más del doble a la temperatura ambiente, debido a un factor Q más bajo para el diodo y al valor de la frecuencia de bombeo. La frecuencia y la potencia requeridas para la fuente de bombeo no permiten en la actualidad utilizar fuentes de bombeo de estado sólido fiables.

A 18 GHz el comportamiento está todavía más alejado de los valores teóricos. La frecuencia de bombeo debe ser mucho más alta que en los casos precedentes y sólo pueden utilizarse klystrons.

Bibliografías

- [1] W. Heinlein y P. G. Mezger: Theorie des parametrischen Reflexionsverstärkers, Frequenz, Band 16, 1962, nº 9-10-11.
- [2] J. Dupraz y M. Creac'h: A parametric uncooled amplifier for earth stations, Earth Station technology, IEE, Publicación nº 72, Londres, octubre 1970.

Michel Creac'h nació en 1937. Durante su servicio en la Armada francesa obtuvo el título de ingeniero en electrónica. Trabajó sucesivamente con la Compañía francesa Thomson-Houston y en el Centro de Investigación de la Compagnie Générale d'Electricité. En 1969 se incorporó al Laboratoire Central de Télécommunications y ahora lleva la responsabilidad de los trabajos en amplificadores paramétricos.

Jacques Dupraz nació en 1932. Se graduó como ingeniero civil en telecomunicaciones (1956) y en 1960 obtuvo una licenciatura en Ciencias. Después de haber trabajado en el Centro Nacional de Estudios de Telecomunicación y en el Centro de Investigación de la Compañía francesa CSF, se incorporó al Laboratoire Central de Télécommunications en 1968 donde es ahora jefe del Departamento de Estudios Avanzados dentro de la división aerospacial.

Es profesor de teoría de comunicación en la Escuela Nacional Superior de Aeronáutica y del Espacio y en la Escuela Superior de Electricidad.

Regulación e igualación de rutas largas de sistemas de portadoras

A pesar de la dependencia de las características de las líneas de transmisión en cables respecto de la frecuencia y su variabilidad con el tiempo, es necesario transmitir bandas anchas y mantener los niveles recibidos dentro de estrechos límites.

L. BECKER

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania

Introducción

El problema de la regulación e igualación de rutas largas de sistemas de portadoras por cable se conoce desde hace muchos años. Durante este tiempo se han desarrollado un gran número de soluciones para resolver el problema con circuitos de diferente complejidad. En paralelo, las bandas de frecuencia a transmitir se han hecho cada vez más anchas por lo que la dificultad del problema ha aumentado continuamente.

El problema viene dado por el hecho de que las pérdidas de los circuitos de cable, es decir, pares simétricos o coaxiales, depende en un alto grado de la frecuencia y de la temperatura. La variación de las pérdidas con la temperatura es diferente para cada banda de frecuencias. En el ejemplo siguiente se indican los órdenes de magnitud de estas características.

Supongamos una ruta de cable de 200 km de longitud, es decir, una ruta de longitud moderada. Este cable puede estar constituido por pares coaxiales de pequeño diámetro, 1,2/4,4 mm, que se emplea con gran profusión actualmente (diámetro del conductor interior 1,2 mm; diámetro del conductor exterior 4,4 mm). Este cable puede equiparse con un sistema de portadoras V960 que proporciona 960 canales telefónicos en cada par coaxial. La otra dirección de transmisión necesita un segundo par coaxial en el mismo cable. Los 960 canales están situados en la banda de frecuencias comprendida entre 60 y 4028 kHz. A una temperatura media del suelo de -10°C , la pérdida de toda la longitud de un par coaxial en este cable es de alrededor de 291 dB a 60 kHz y de 2083 dB aproximadamente a 4028 kHz. La diferencia de pérdidas entre los dos extremos de la banda de frecuencias es, por tanto, de 1792 dB. Esto no significa que las tensiones del extremo superior de la banda de frecuencias llegarán al final de la ruta del cable 2×10^{89} veces más pequeñas que las tensiones transmitidas al extremo inferior de la banda de frecuencias (relación de potencias $1:10^{179}$). La función de los repetidores colocados a distancias regulares a lo largo de la ruta del cable es la de compensar las pérdidas del cable.

Variaciones de temperatura producidas por los cambios de estación de $\pm 8^{\circ}\text{K}$ aproximadamente durante un año, producen una variación de las pérdidas del cable de $\pm 7,8$ dB a 60 kHz y de ± 34 dB aproximadamente a 4028 kHz. Sin la protección contra estas variaciones los voltajes de salida aumentarían y disminuirían durante el año en un factor 2,5 a 60 kHz y en un factor de 50 a 4028 kHz.

Sin embargo, el requisito establecido es el de que las señales en el extremo de la ruta de cable no difieran en más de ± 1 dB respecto a su valor nominal, tomando en consideración todos los factores posibles.

Igualación de las pérdidas del cable

Los espacios entre repetidores en los sistemas modernos de portadoras para cable son bastante cortos. Son de 8 km para los sistemas de 300 canales y de 4 km para el de 960 canales mencionado anteriormente. Los sistemas de 2700 canales utilizan una separación entre repetidores de 4,65 km ya que utilizan pares coaxiales de mayor diámetro, 2,6/9,5 mm. El sistema de 10.800 canales tendrá una separación de 1,55 km solamente.

Las separaciones entre repetidores de estas longitudes se justifican solamente por el hecho de que los repetidores modernos son de pequeño volumen debido al uso de transistores y la miniaturización de los componentes asociados. El consumo de potencia es también reducido de forma que el repetidor puede alimentarse a través del cable mismo. Esto permite la instalación enterrada de los repetidores. La instalación enterrada requiere, por otra parte, una alta confiabilidad del equipo. Este punto no se discutirá posteriormente, pero se puede mencionar la conclusión siguiente; los repetidores enterrados deben contener solamente aquellos componentes que sean absolutamente necesarios, ya que los componentes que no existen no pueden fallar.

Los repetidores enterrados no son accesibles para mantenimiento rutinario, lo que significa, que los repetidores tienen que diseñarse de tal forma que no necesiten tal mantenimiento. Sin embargo, actualmente, este requerimiento es válido también para las otras estaciones repetidoras localizadas en casetas, centrales, etc. Esto se debe a que los gastos en personal de mantenimiento aumentan mucho y, además, resulta difícil encontrar personal con el elevado nivel de entrenamiento que requiere este trabajo. En el futuro, será necesario operar muchos repetidores terminales y principales sin tener personal permanente en las centrales.

El hecho de enterrar los repetidores exige que éstos no tengan dispositivos de ajuste más que los necesarios para la primera alineación de la ruta, es decir, para compensar las tolerancias de fabricación del cable y las de longitud de la sección de cable. Además, los repetidores deben ser idénticos por razones de acopio de repuestos para la reparación de averías y de racionalización del proceso de fabricación.

Esto conduce al requisito de que la ganancia de un repetidor debe compensar lo más exactamente posible

las pérdidas del cable de una sección de repetidor. Pero la aproximación es solamente posible hasta un cierto grado por las razones siguientes:

a) Los repetidores han de diseñarse para una característica media de pérdidas del cable en función de la frecuencia que se deduce de medidas realizadas sobre cables de diferentes diseños y procedentes de diversos fabricantes. Esto significa que la pérdida de un cable en particular diferirá de esta curva teórica. Cada ruta de cable, en particular, estará formada por cables de un solo diseño y procedente de un solo fabricante. Aún siendo diferente de la curva media, las pérdidas de las diversas secciones de tal ruta serán muy similares debido al hecho de que las tolerancias reales de fabricación son bastante pequeñas.

El resultado es que la diferencia entre la pérdida del cable y la ganancia del repetidor que no es proporcional a la curva media teórica, se añadirá muy sistemáticamente a lo largo de la ruta del cable.

b) Teóricamente no es posible realizar una aproximación exacta de la pérdida del cable que aumenta según una ley de raíz cuadrada con la frecuencia utilizando una red con un número limitado de componentes. El error diferencia, aún siendo muy pequeño, se añadirá sistemáticamente a lo largo de la ruta.

c) Los componentes utilizados por el fabricante de los repetidores tienen tolerancias, de modo que la ganancia resultante del repetidor y su respuesta-frecuencia tendrán también tolerancias. Esta tolerancia se puede mantener tan pequeña como sea necesario proporcionando el número de ajustes que se requieran, pero merece la pena comparar muy cuidadosamente los costes de estos ajustes con las mejoras conseguidas. Las tolerancias de este tipo no se añaden sistemáticamente.

La figura 1 muestra las características de pérdidas con la frecuencia de una sección de repetición para el sistema de 960 canales mencionado anteriormente. El repetidor de este sistema está diseñado de forma que su característica de ganancia corresponde aproximadamente a esta curva, con errores sistemáticos inferiores a $\pm 0,06$ dB ($\pm 0,6\%$). Las tolerancias de fabricación estadísticas son inferiores a $\pm 0,02$ dB ($\pm 0,2\%$).

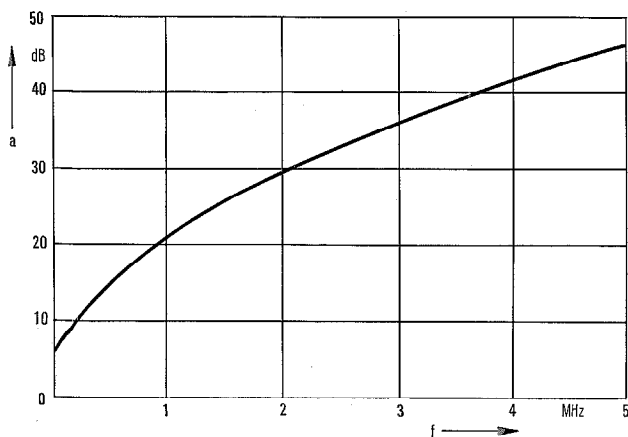


Fig. 1 Pérdida media teórica de una sección de repetidor de 4 km, en un cable coaxial de 1,2/4,4 mm a +10 °C.

Para conseguir esta dependencia de la ganancia con la frecuencia, el repetidor contiene dos redes igualadoras: el pre-igualador, a la entrada del repetidor, y el llamado igualador de línea en el bucle de realimentación del amplificador. La subdivisión adecuada de la característica total de frecuencia en estas dos redes viene determinada por los muy rígidos requerimientos del ruido térmico y de intermodulación permitido en el repetidor. Para la compensación de las tolerancias en la longitud de la sección de cable y las de fabricación del mismo, se puede aumentar o disminuir la ganancia de los repetidores con una característica de frecuencia proporcional a la ganancia total (en total, alrededor de 3 dB en el extremo superior de la banda de frecuencias).

Todos los demás fallos de la característica de frecuencia han de igualarse en las centrales repetidoras terminales o principales (no enterradas). Estas son en cualquier caso necesarias a ciertas distancias para poder introducir la alimentación de los repetidores. Estas centrales están equipadas con igualadores de los mismos tipos que los de los repetidores enterrados. Pero disponen, además, de otras redes igualadoras que permiten la alineación individual de la ruta. Estos igualadores han de ser tan flexibles como sea posible, es decir, deben permitir el ajuste de las características de frecuencia más dispares.

Los primeros sistemas de portadoras y, actualmente, los que no utilizan una anchura de banda demasiado amplia, utilizan para este propósito una red igualadora en la que la característica de frecuencia requerida está formada por la combinación de varias curvas resonantes de forma de campana. Cada curva de resonancia individual puede modificarse variando la polaridad, la frecuencia de resonancia, la anchura de banda y la amplitud (Fig. 2). Mediante el uso de generadores de barrido y equipos de presentación de la respuesta frecuencia resulta fácil y rápido el ajuste de los igualadores de este tipo.

Los sistemas nuevos, con una anchura de banda considerablemente mayor, necesitarían un número superior de curvas de resonancia. Puesto que cada curva de resonancia permite la modificación de cuatro parámetros, un igualador de este tipo para los sistemas de banda ancha dispondría de un gran número de controles de ajuste.

La evaluación de la estadística de fallos indica que obviamente se podría incrementar la fiabilidad del equipo evitando el uso de componentes que contengan contactos metálicos, como relés, conmutadores y poten-

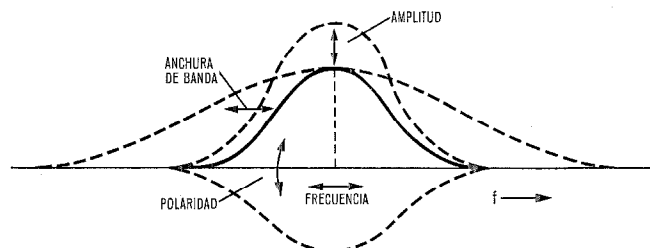


Fig. 2 Facilidades de ajuste de un igualador por resonancias.

ciómetros. Esto ha llevado a la tendencia de evitar tales componentes en los nuevos diseños de sistemas de transmisión por portadoras. Este argumento habla también en contra del uso de igualadores resonantes en sistemas de banda ancha. Pero debe mencionarse que este argumento no es válido cuando los contactos están pondeados mediante conexiones soldadas después del ajuste inicial.

Se requiere por tanto un igualador que permita un máximo de flexibilidad para el ajuste pero que tenga un número mínimo de elementos de ajuste. La solución viene dada por los igualadores de eco o de tipo coseno.

Estos igualadores actúan añadiendo ecos de las señales transmitidas, después de cierto retardo, a la señal. El retardo puede ser positivo o negativo dependiendo de si es la señal del eco o la principal la que está retrasada. Son ajustables tanto la polaridad como la amplitud de cada eco. Cada eco se retarda un intervalo de tiempo definido que es diferente para cada eco. La adición de un simple eco a la señal principal produce una característica amplitud-frecuencia de forma similar al coseno.

En estos igualadores se consigue la característica de frecuencia deseada mediante la adición de una serie de curvas tipo coseno diferentes. Se trata del mismo principio utilizado en el análisis espectral de una función periódica con el tiempo (análisis de Fourier). Mediante un número suficiente de ecos es posible simular cualquier característica de frecuencia deseada. Una de las tareas del diseñador es hacer mínimo el número de ecos necesario para resolver el problema.

La figura 3 muestra el diagrama de bloques de dos tipos de igualadores de esta clase. El primer tipo se denomina, normalmente, igualador coseno y se trata de una red pasiva. Las secciones individuales de la red se pueden interconectar sin limitaciones. La desventaja principal del igualador es su elevado número de componentes, que se puede disminuir mediante la inserción

de circuitos amplificadores. Sin embargo, la segunda desventaja que es la de necesitar una línea de retardo para cada eco, no se mejora con este cambio. La objeción principal contra este tipo de igualador es el hecho de que su ajuste necesita la variación de resistencias óhmicas y esto, actualmente, no se puede realizar sin utilizar contactos metálicos.

El segundo tipo de igualador necesita únicamente una línea de retardo correspondiente al máximo retardo necesario, la amplitud de los ecos se puede ajustar mediante condensadores variables, es decir, sin contactos. En este tipo de igualador se necesita siempre un amplificador.

Cada eco presenta influencia en toda la banda de frecuencias transmitida, lo que produce una cierta dificultad de ajuste del igualador. Para realizar el ajuste se necesitan, por lo menos, un generador de barrido y un equipo de presentación de la respuesta frecuencia; debe mencionarse, además, que para el reajuste de este igualador ha de colocarse el sistema fuera de servicio, aunque la experiencia indica que esto es solo necesario a intervalos de tiempo bastante largos.

Regulación de nivel

La igualación es aplicable únicamente a la característica nivel-frecuencia independiente del tiempo, pero, como ya se ha mencionado, existe además la variación de nivel dependiente del tiempo y de la temperatura que tiene que eliminarse. Para la ruta de cable mencionada anteriormente esta variación es del orden de ± 34 dB.

Los repetidores se han diseñado para un nivel óptimo bien definido (que puede ser dependiente de la frecuencia), y solamente para este nivel mostrarán los repetidores una contribución mínima al ruido. Si el nivel cae por debajo de este valor, la contribución al ruido térmico aumenta. Para niveles superiores al valor especificado, se produce un mayor ruido de intermodulación. Esto significa que los niveles han de mantenerse próximos al valor nominal regularmente a intervalos cortos a lo largo de la ruta.

Para la corrección de nivel, en los diversos países, existen dos métodos fundamentales: uno, es el de trabajar solamente con regulación por piloto; el otro, es el de aplicar la combinación de regulación por piloto y el control de temperatura.

Para la regulación por piloto se inyecta una señal sinusoidal, de frecuencia muy exacta y nivel definido, en la central terminal transmisora de la ruta de cable. Esto es, el piloto de línea. En puntos intermedios se restablece el nivel de este piloto a su valor nominal mediante la regulación. Para este propósito, se mide el nivel de piloto en estas estaciones intermedias y la desviación respecto al valor nominal controla una red igualadora, de la característica de frecuencia adecuada, de forma que se corrigen los niveles de todas las señales transmitidas llevándolos cerca de sus valores nominales (Fig. 4).

Para el control de temperatura, se utiliza la temperatura ambiente de los repetidores enterrados para variar la ganancia del repetidor de forma que corres-

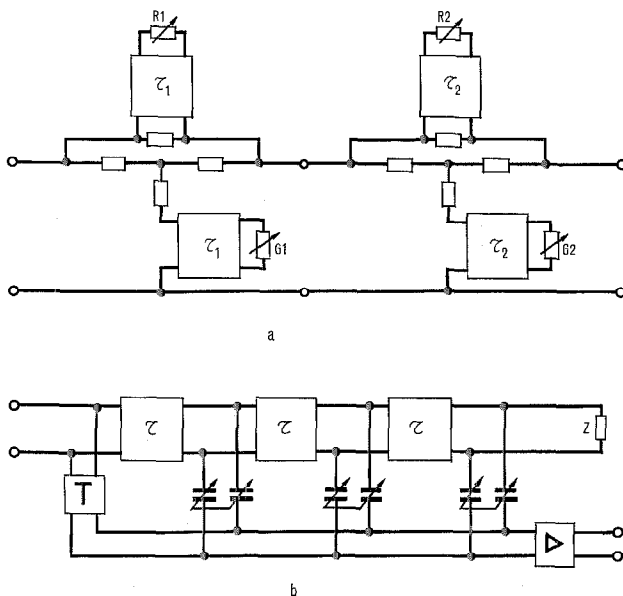


Fig. 3 Diagrama de bloques

- a) el igualador coseno
b) el igualador de eco.

ponda a las pérdidas del cable correspondientes a esta temperatura. Es posible tener errores de nivel residuales con el control de temperatura debido a fallos en la medida de la temperatura y en las tolerancias de la función del control de ganancia.

La elección entre estos dos métodos viene influenciada en un alto grado por el procedimiento de tendido del cable utilizado en cada país. Si se entierra directamente el cable en el suelo y se colocan los repetidores a la misma profundidad del cable y sin utilizar cámaras, es bastante sencillo utilizar el método del control de temperatura. Si los cables se introducen en canalizaciones y los repetidores se alojan en cámaras, puede entonces esperarse dificultades con el método del control de temperatura debido a las inevitables diferencias de temperatura entre el cable y los repetidores. La evitación de tales diferencias da lugar a costes que reducen considerablemente las ventajas del método del control de temperatura. Los países que utilizan este método de tendido del cable eligen normalmente el método de regulación por piloto; en este caso es normal utilizar la regulación de piloto cada dos repetidores y regular en la otra dirección de transmisión en los repetidores intermedios.

Con el control de temperatura se dejan algunos errores residuales, por lo cual se requiere una regulación por piloto cada 4 a 10 repetidores controlados por temperatura. En todo caso, las centrales terminales por las que se introduce la alimentación de los repetidores así como los repetidores principales, están equipados con regulación por piloto.

La interacción de los reguladores

En una ruta de cable larga existe siempre un gran número de reguladores de piloto que trabajan en conjunto siempre que se necesita una acción reguladora. Debido a esta interacción, pueden aparecer nuevas e indeseadas características que no existen con un regulador solo o que en un solo regulador son de tan pequeña magnitud que no producen molestias.

La característica de una cadena de reguladores se puede definir por su comportamiento con el tiempo y por la dependencia de la frecuencia de su función reguladora. Normalmente, resulta necesario considerar ambas funciones ya que no existe una interrelación definida entre las dos debido a una considerable falta de linealidad de los reguladores.

Ambas funciones son también interesantes desde el punto de vista práctico. El comportamiento con el

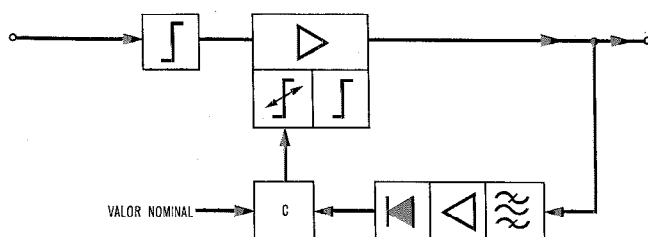


Fig. 4 Diagrama de bloques de la regulación por piloto. C = Circuito de comparación.

tiempo de una cadena de reguladores es importante cuando hay que estudiar la respuesta de la ruta de cables a un cambio brusco de nivel. Esta variación de nivel puede deberse a varias causas como la conmutación a equipos reserva o la de rutas completas. El comportamiento óptimo con el tiempo se tiene cuando la variación se elimina al cabo de un tiempo corto y sin producir grandes sobretensiones.

La dependencia de la frecuencia de la función de regulación interesa cuando existe posibilidad de producirse perturbaciones en la cadena de reguladores por una modulación periódica del nivel del piloto. Este efecto puede producirse por señales sinusoidales en la proximidad de la frecuencia piloto o por modulación de zumbido del piloto mismo.

Para medir la dependencia de la frecuencia de la función de regulación es necesario modular el nivel del piloto a la entrada del regulador y medir la cantidad de modulación a la salida del mismo. La frecuencia de esta modulación tiene que variar en un amplio margen. A frecuencias de modulación bajas, el regulador eliminará casi completamente la modulación mediante su función reguladora. Frecuencias de modulación altas pasarán el regulador sin modificación ya que el regulador es demasiado lento en su funcionamiento como para producir ningún efecto. Si no se dispone de precauciones especiales, se encontrará un amplio margen de frecuencias intermedias para el que la modulación a la

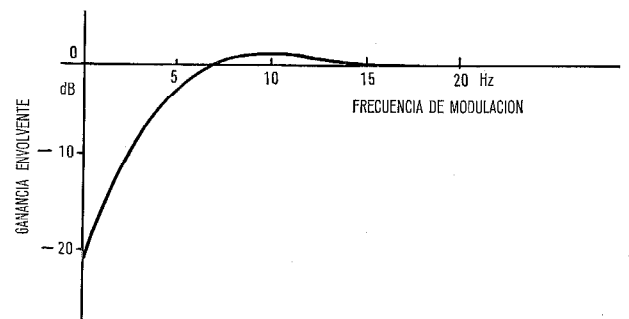


Fig. 5 Ganancia envolvente de un regulador por piloto (ejemplo).

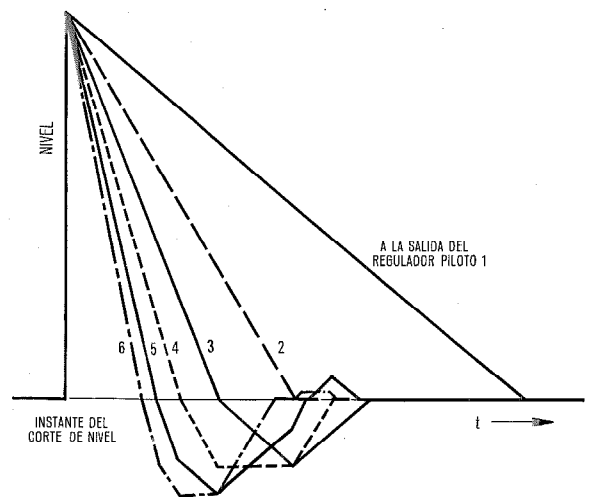


Fig. 6 Nivel de salida de los diversos reguladores de una ruta después de un corte brusco de nivel. Hipótesis: Velocidad de regulación constante y margen de inactividad despreciable.

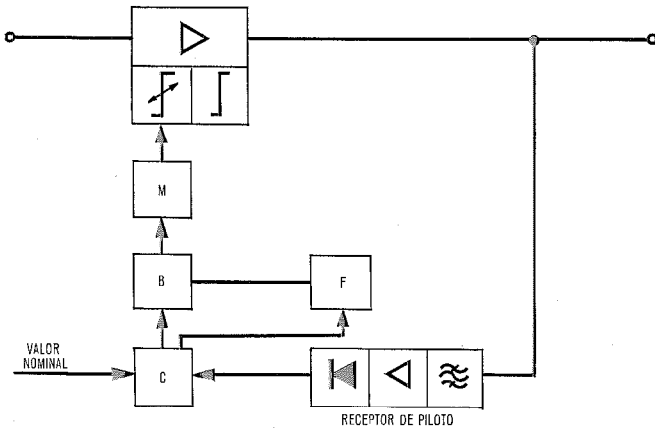


Fig. 8 Bloqueo del regulador de piloto por evaluación del nivel de piloto.

- B = Circuito de bloqueo
- C = Circuito de comparación
- F = Discriminador de la función del tiempo
- M = Dispositivo de memoria.

anterior significa que hay que medir la diferencia de nivel entre cada dos escalones sucesivos. Cuando la disminución de la desviación de nivel es suficientemente rápida hay que bloquear el regulador (Fig. 8).

El nuevo método de regulación necesita un circuito de memoria en el regulador que almacena la información sobre la posición de regulación independientemente de la cantidad absoluta de desviación de nivel. Muchos de los modernos reguladores de piloto están equipados con tales memorias.

Además es necesaria una memoria de ciclo corto, en este tipo de regulador, para la discriminación de la

variación de nivel. Utilizando unas pocas funciones lógicas adicionales es fácil conseguir la función de bloqueo apropiada que es la característica esencial de este nuevo método de regulación.

A partir de los datos dados se puede inferir que este nuevo método de regulación necesita solamente una pequeña cantidad adicional de circuitos en el regulador, especialmente en el caso en que el regulador está ya equipado con un dispositivo de memoria.

Consideramos este nuevo método de regulación como solución adecuada a los problemas que pueden surgir con los nuevos sistemas de transmisión de gran capacidad que tienen separaciones más cortas entre repetidores y un mayor número de reguladores en tandem.

Referencias

- [1] G. Buhmann y H. Harbort: Das SEL-Kleinkoaxialpaar 1,2/4,4 mit Preßschalen-Isolierung, SEL-Nachrichten 13 (1965) 1, pág. 22.
- [2] F. Scheible: Multichannel Telephone Equipment of Standard Elektrik Lorenz for Small Diameter Coaxial Cable, Electrical Communication, Vol. 41 (1966), N° 3, págs. 278—297.
- [3] W. Haas: Über den Entwicklungsfortschritt in der Trägerfrequenztechnik Übertragungstechnik I (Der Dienst bei der Deutschen Bundespost, Band 6, 5. Teil), R. v. Deckers Verlag, G. Schenk GmbH, Hamburgo, 1967.
- [4] R. E. J. Baskett: Multichannel Telephone Equipment of Standard Telephones and Cables for Small-Diameter Coaxial Cable, Electrical Communication, Vol. 41 (1966), N° 3, págs. 298—312.
- [5] P. Norman y P. J. Howard: Nuevo sistema transistorizado de cable coaxial para 2.700 canales, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 42 (1967), N° 4, págs. 118—125.
- [6] O. Kolb: Der Transfluxor als speichernder Regler in Weitverkehrs-TF-Systemen, NTZ 19 (1966) H. 7, págs. 392—398.

Leo Becker nació en Untergrombach, Alemania, el 17 de agosto de 1929. En 1953, se graduó como ingeniero eléctrico en Staatstechnikum Karlsruhe. En el mismo año ingresó en Standard Elektrik Lorenz AG donde, actualmente, es el director de los laboratorios de planificación de sistemas, diseño de redes y equipo auxiliar para los sistemas de transmisión por líneas.

Nuevas realizaciones

Conmutador de caracteres desarrollado por ITTLS.

La división de Transmisión de Datos de ITTLS ha concluido recientemente un prototipo del primer conmutador de caracteres de ITT. El desarrollo del dispositivo se inició hace 12 meses y se espera que los trabajos adicionales se prolongarán hasta finales de 1972.

Un conmutador de caracteres es un dispositivo que permite la transmisión digital directa entre terminales de datos de abonados y para cuya actuación se utilizan breves secuencias de caracteres. El conmutador diseñado por ITTLS es capaz de:

a) Conmutar hasta 64 líneas digitales de baja velocidad, operando a 50, 75, 100 ó 200 bits por segundo.

b) Conmutar hasta 16 líneas digitales de velocidad media, entre 600 y 9600 bits/seg.

c) Controlar el error en los bloques de datos en líneas de velocidad media.

d) Comprobar la continuidad en líneas de baja velocidad.

e) Conversión de código y velocidad de los datos.

El núcleo principal del conmutador de caracteres es el procesador digital ITT-1650 con una memoria de 8 K. La capacidad de tráfico del conmutador es de 0,25 erlangs con todas las líneas en su hora punta media (12.800 bits/seg).

El dispositivo puede retener hasta 2000 caracteres. El "interface" de baja velocidad con las líneas es de 48 voltios en continua, neutra o polar, mientras que el de velocidad media sigue la recomendación V 24 del CCITT.

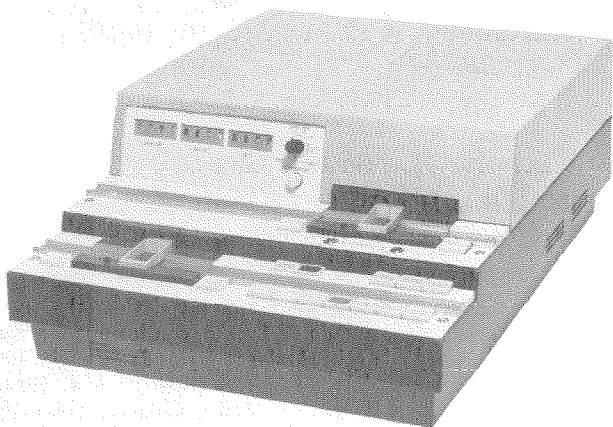
En cada estación terminal, junto con el conmutador de caracteres, opera una unidad de control de abonado. Se han especificado diversas utilidades del conmutador, tales como la posibilidad de conectarlo al conmutador telefónico CGCT DS-4. El desarrollo futuro del conmutador de caracteres permitirá conmutaciones dobles y operaciones entre redes de conmutadores y controladores de comunicaciones.

Laboratorios ITT de Standard Eléctrica, S. A., España

Transmisor de numeración secuencial, modelo LNG 07, de Standard Elektrik Lorenz AG.

En las redes de teletipos que no proporcionan interconexión directa entre transmisores y receptores, así como en las de retransmisión por cinta, es necesario identificar cada mensaje mediante un número secuencial. Estos números secuenciales, así como los datos adicionales referentes a usuarios y sistemas de conmutación (identificación de estación y canal, prioridad, etc.) preceden a la dirección y al texto del mensaje. Para la numeración secuencial y la transmisión de los restantes datos pertenecientes al encabezamiento del mensaje, se utilizan transmisores de numeración secuencial interconectados con las lectoras de cinta para teletipos.

El LNG 07 de SEL es un transmisor de numeración secuencial automático, combinado con la lectora de cinta. Una vez termi-



Transmisor de numeración secuencial modelo LNG 07 de Standard Elektrik Lorenz AG.

nado el encabezamiento, que comprende el número secuencial y el resto de los datos requeridos, acciona la lectora. Cuando detecta un código de final de mensaje, detiene la transmisión, introduce el próximo encabezamiento y reanuda la transmisión a la línea. Esto posibilita la colocación de varios mensajes en la misma cinta, con un solo encabezamiento.

El LNG 07 puede estar equipado con dispositivos auxiliares, tales como registrador de fecha y hora; una segunda lectora de cinta; un teletipos de comprobación; un emisor de código de cancelación para mensajes mal dirigidos, y otros diversos aparatos.

La utilización masiva de componentes electrónicos y de circuitos integrados, montados sobre tarjetas de circuitos impresos, ha permitido obtener un modelo de tamaño reducido, larga vida y mínimas necesidades de mantenimiento. La velocidad de transmisión de las señales es de 50, 75, 100, 150 y 200 baudios; opcionalmente, se puede transmitir a 45,5, 91 y 182 baudios. La potencia se obtiene de la red, a 110 v. o a 240 v. La temperatura ambiente permisible oscila entre 0° y 50°C. El equipo está alojado en un atractivo gabinete de chapa metálica, de 205 mm de alto, 400 mm de ancho y 575 mm de profundidad. Su peso es de 26,5 kgs.

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania Federal

Inauguración del cable submarino que enlaza Italia y Egipto.

El proyecto de instalar un cable submarino entre Italia y Egipto, anunciado en 1971, se ha materializado dentro del plazo previsto.

Este es el primer cable submarino de Egipto donde, hasta ahora, se han venido utilizando radioenlaces de alta frecuencia para las comunicaciones de larga distancia con otras partes del mundo.

En lo sucesivo, gracias a los 480 circuitos de este nuevo cable, los abonados de Egipto y del mundo árabe podrán conectar a través de Italia con la mayor parte de los países europeos, así como con la red telefónica mundial.

El ministro italiano de Comunicaciones, Giacinto Bosco, hizo la llamada inaugural desde El Cairo al Presidente de la Azienda di Stato per i Servizi Telefonici (ASST), en Italia. Posteriormente, el Primer Ministro egipcio, Mahmoud Fawzi, telefonó al Primer Ministro de Italia, Emilio Colombo, así como al Ministro egipcio de Comunicaciones, Soliman Abdel Haye, a su homónimo libanés. Por cierto que la última de estas llamadas transcurrió además a través de un cable situado entre Agrigento, en Sicilia y Trípoli, en Libia, construido y tendido por STC en 1968.

El nuevo cable se extiende a lo largo de casi 900 millas náuticas, desde Catanzaro, en la costa sur de Italia, hasta Alejandría, en Egipto. El sistema incluye 85 repetidores transistorizados y 6 equalizadores y será utilizado conjuntamente por la ASST de Italia y por la Organización para las Telecomunicaciones de la República Árabe de Egipto (ARETO).

Los repetidores transistorizados tienen una vida activa media superior a los 20 años. Los transistores, suministrados por ITT Semiconductors fueron probados y medidos con todo rigor antes de su inclusión en los equipos.

El encargo incluye también los equipos suficientes para que la ARETO pueda extender las facilidades de telecomunicación existentes encaminando el tráfico telefónico directamente hacia El Cairo.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

Encargo peruano a Bell Telephone Mfg Co., filial belga de ITT.

Bell Telephone Mfg Co. ha recibido de "Empresas Eléctricas Asociadas" de Lima el encargo de ampliar su sistema de transmisión por radioenlaces.

La nueva red de 24 canales va a entrar en servicio a finales del próximo año y será utilizada para transmitir conversaciones telefónicas, así como para el control remoto de las centrales eléctricas filiales de Lima y sus alrededores.

Bell Telephone Mfg Co., Bélgica

Nuevas emisoras de televisión y VHF en Viena-Kahlenberg.

En el Monte Kahlenberg (483 m), próximo a Viena, se va a instalar el centro de radiodifusión y televisión más moderno de Austria. A principios de 1972, la Asociación Austríaca de Radiodifusión (ORF) comenzó la reconstrucción del viejo centro emisor. Incluso el mástil radiante del Kahlenberg, que tiene una altura de 129 m, será reemplazado por uno nuevo.

El nuevo centro emisor entrará en funcionamiento a mediados de 1973. Proporcionará radiodifusión sonora y programas de televisión a la ciudad de Viena, a grandes áreas de la baja Austria y a la parte norte de Burgenland (distrito austríaco).

SEL proporcionará un transmisor doble de televisión con una salida de RF de 10/1 kw para la primera cadena de televisión (en la banda III) y otro de 40/4 kw para la segunda (banda IV/V). Estos transmisores son aptos para color y están preparados para operar de una forma totalmente automática, mediante un sistema de reserva pasivo de control remoto. Además, SEL suministrará un total de cuatro emisoras de radiodifusión para VHF y FM que están también equipadas para la transmisión de sonido estereofónico. Este último suministro está formado por una emisora doble de radiodifusión de 10 kw para VHF y FM, con un sistema automático y pasivo de reserva, para la segunda cadena de la Asociación Austríaca de Radiodifusión, y dos simples de 10 kw cada una, para los canales primero y tercero. Todas las etapas de estos transmisores (excepto la de potencia, que tiene una válvula de alta ganancia y larga duración), así como las fuentes de alimentación y los circuitos de control y referencia, se han diseñado a base de semiconductores.

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania Federal

Una nueva generación de modems para 200—2400 bits/seg.

Standard Radio & Telefon AB presenta una nueva generación de módems para transmisión digital de datos a través de red telefónica, con velocidades de 200—2400 bits/seg. Esta nueva generación incluye un módem de modulación tetrafásica para 2400 bits/seg.

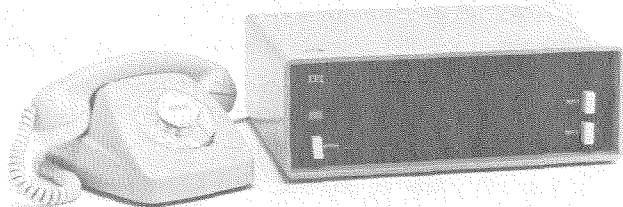
Gracias a la utilización de las modernas técnicas de circuitos se han conseguido unos módems más compactos, e incluso con una mayor fiabilidad que sus predecesores. Además, se han cumplido totalmente las últimas recomendaciones del CCITT. Todos los circuitos activos se han montado sobre tarjetas impresas enchufables y se han utilizado circuitos integrados en la totalidad del equipo, incluidos los filtros.

La construcción mecánica, que está en vías de ser patentada, incluye un bastidor de plástico ABS, con carriles moldeados para las tarjetas intercambiables. Se ha alcanzado un alto grado de flexibilidad, gracias a la normalización de las partes mecánicas. Se cumple la recomendación del CCITT V.24 sobre interface.

Las principales características de los módems se dan a continuación:

Módem GH-1151, para 200 bits/seg

Es un módem para FM, de acuerdo con la recomendación V.21 del CCITT. Tiene emisor y receptor. Transmite en serie, a velocidad de 200 bits/seg. Puede transmitir simultáneamente en ambas direcciones, por circuitos telefónicos punto a punto conmutados.



Modem de la nueva generación.

Características opcionales: posibilidad de respuesta automática.

Módem GH-2052, para 1200 bits/seg

Es un módem para FM, de acuerdo con la recomendación V.23 del CCITT. Tiene transmisor y receptor. Transmite en modo serie, a velocidades de hasta 1200 bits/seg.

Características opcionales: un canal FM de retorno para un máximo de 75 bits/seg.

Un sincronizador para transmisión síncrona. La velocidad de transmisión viene entonces controlada por cristal, bien a 600 o a 1200 bits/seg, y el módem proporciona la sincronización del equipo de datos conectado.

Varias unidades de línea para diferentes aplicaciones, a 2 y 4 hilos, en transmisión punto a punto o por red conmutada.

Facilidad para respuesta manual o automática para aplicaciones de dos hilos conmutados.

Módem GH-2054, para 2400 bits/seg

Es un módem con modulación tetrafásica, de acuerdo con la recomendación V.26 del CCITT. Incluye transmisor y receptor. Transmite en modo serie, a 2400 bits/seg.

Características opcionales: un canal FM de retorno para un máximo de 75 bits/seg.

Varias unidades de línea para aplicaciones a 4 hilos punto a punto y a 2 hilos punto a punto y conmutados.

Equipo para respuesta automática en la aplicación a 2 hilos conmutados.

Standard Radio and Telefon AB, Suecia

Nuevo sistema de cable coaxial para 12 MHz.

STC ha suministrado e instalado el equipo correspondiente a un nuevo tipo de sistema de cable coaxial para 12 MHz entre Bedford y Cambridge, con destino al British Post Office. El sistema permitirá 2700 conversaciones telefónicas simultáneas por cada par de tubos situado dentro del cable coaxial. Hasta ahora, el BPO ha pedido 47 de estos nuevos sistemas para otras 30 rutas más. Las nuevas rutas incluyen 6 sistemas operando entre Londres y Leicester y otro más con itinerario Londres — Salisbury — Tavistock — Goonhilly que utilizará los enlaces internacionales por cable submarino y vía satélite.

El nuevo sistema para 12 MHz es apropiado para operar con cable coaxial de conductor interno pequeño (4,4 mm; 0,173 pulgadas) o universal (9,5 mm; 0,374 pulgadas) y cumple las recomendaciones del CCITT. En particular, las especificaciones referentes a las características del ruido se satisfacen con un margen considerable.

La regulación mediante amplificadores de pendiente de ganancia controlada por señal-piloto asegura una alta estabilidad bajo cualquier condición.

En caso de rotura del cable, la señal piloto es reinsertada en la siguiente estación principal de tal manera que el enlace situado a continuación no resulta afectado por la avería. El sistema hace uso de un esquema supervisor de alta frecuencia que opera continuamente sobre los tubos coaxiales y posee un registro automático de las condiciones de alarma de hasta 140 repetidores.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

Red de radioenlaces para la Policía de Zambia.

Bell Telephone Mfg Co., filial belga de ITT, construirá, por encargo de la Policía de Zambia, una red de radioenlaces con 24 canales en el norte del país.

Esta red será utilizada para transmitir conversaciones telefónicas, así como télex y telegramas. Enlazará el Cuartel General de la Policía de Zambia, situado en Lusaka, con los puestos fronterizos y del "cinturón de cobre" tales como los de Solwezi, Chingola, Komfinsa, Sang-we-lala, Luanskya, Kitwe, Ndola, Mushiwemba, Mkusi, Serenge, Kagungwe, Mpika, Chinsali, Isoka, Nakonde y Mufilvia.

La red entrará en servicio en 1973.

Bell Telephone Mfg Co., Bélgica

ITT contribuye a que el viaje de Nixon a China llegue hasta los espectadores de televisión de todo el mundo.

Nueva York, 24 de febrero. — ITT World Communications, sirviendo de coordinador en las retransmisiones televisivas de la visita del presidente Nixon a China, ha desempeñado un papel clave en la tarea de hacer llegar los importantes acontecimientos de la semana a millones de telespectadores en todo el mundo. Desde su casa central de TV, en el corazón de Nueva York, la filial de ITT Corporation "orquestó" el vasto complejo de circuitos por satélite, radio y cable, necesario para transportar las señales de TV y sonido desde Pekín y las demás ciudades del itinerario presidencial hasta las mayores redes de televisión de los Estados Unidos. Como "transportador televisivo de la semana", ITT World desempeñó el papel de coordinador y distribuidor de las transmisiones televisadas desde China.

En la sala de control de TV de la Worldcom, los ingenieros lucharon día y noche contra la avalancha de películas que constantemente aparecía en las pantallas de los monitores, comprobando la calidad de sus señales de video y audio, y montando el "puente" de comunicaciones de ultramar (con circuitos por satélite, radio y cable) que transportó velozmente los impulsos eléctricos a través de los océanos y continentes hasta las pantallas de televisión de los Estados Unidos, Europa, Asia y Suramérica.

El resto de los servicios proporcionados por ITT Worldcom durante la inauguración de las comunicaciones entre los Estados Unidos y China comprenden los primeros circuitos de télex que

enlazaron la Delegación de la República Popular China ante la ONU, en Nueva York, con la Embajada china en París y su línea privada con Pekín.

ITT World Communication Inc., Estados Unidos de América

Sistema de navegación aérea para Grecia.

Dentro del programa de expansión de la red para ayudas a la navegación aérea griega, se le ha concedido a SEL un contrato que comprende la instalación de tres estaciones omnidireccionales VOR de 50 w. para VHF, con antenas de dos elementos, así como otras dos de 25 w. con antenas de un solo elemento. Estas ayudas proporcionan al piloto una indicación instrumental del azimut, es decir, del ángulo entre el norte magnético y la línea que une el avión con la estación VOR. Con la ayuda de un selector de dirección, el piloto determina el rumbo y un instrumento le indica las desviaciones. Por otra parte, se han encargado dos estaciones Doppler VOR-S (DVOR-S). Gracias al sistema de antenas de gran apertura y a la utilización del efecto Doppler, dan una información muy exacta del rumbo, incluso cuando las condiciones del emplazamiento y del terreno son muy desfavorables. Todos los sistemas VOR son de doble utilización.

Desde finales de 1970, SEL ha venido recibiendo encargos de sistemas VOR-S y DVOR-S procedentes de doce países, habiéndose entregado ya la mayoría de ellos.

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania Federal



Control de programas de ITT World Communications durante el viaje del Presidente Nixon.

Sistemas PCM para el British Post Office.

STC va a suministrar sistemas de transmisión PCM al British Post Office, al objeto de incrementar la capacidad de circuitos de los cables que unen sus centrales, principalmente en el área de Londres. Estos sistemas forman parte del programa de modernización de dicha oficina.

La División de Transmisión de STC fabricará los equipos en Basildon, condado de Essex.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

Convertidores integrados de microondas para estaciones terrestres de comunicaciones vía satélite.

La aplicación de las técnicas de circuitos integrados híbridos para microondas (MIC) a los subsistemas de convertidores usados en estaciones terrestres de comunicación vía satélite, ha dado como resultado unidades que, con unas dimensiones finales de $101,6 \times 203,2 \times 38,1$ mm, satisfacen las especificaciones necesarias para operar con los satélites COMSAT.

Los subsistemas de convertidores MIC están formados por diversas líneas "microstrip" que comprenden circuladores, acopladores direccionales, mezcladores y filtros, junto con otros circuitos de elementos discretos, necesarios para satisfacer los requi-

sitos del sistema. La utilización de circuitos modulares permite implantar procedimientos relativamente simples, no solamente para hacer cambios de configuración sino también para llevar a cabo las labores de mantenimiento y reparación.

Se han satisfecho todos los requisitos de RFI compatibles con la utilización de muchos circuitos modulares de diferentes frecuencias para asegurar la estabilidad y cumplir las especificaciones relativas a señales espúreas. Aunque la reducción de tamaño no era el principal objetivo, el conjunto resultante, incluidos los filtros de R.F. resultó ser notablemente menor que los sistemas disponibles en la actualidad.

La reducción de tamaño implica, en potencia, unos mayores ahorros adicionales en el coste cuando se implanta la técnica de conjuntos modulares a todo el conjunto de la estación terrestre.

ITT Defense Communications Division,
Estados Unidos de América

Primera central telefónica local de Metaconta 10 C en Noruega.

La Administración Telefónica Noruega (NTA) ha establecido un contrato con Standard Telefon og Kabelfabrik A/S para la instalación de una central telefónica en Oslo.

El pedido requiere la implantación de 8000 líneas en la zona Norte-III. Las primeras 4000 líneas entrarán en servicio a comienzos de 1974 y las restantes, en fecha posterior.

La NTA ha tomado la decisión de solicitar un equipo telefónico controlado mediante proceso tras la recomendación de un grupo de expertos propios. Durante el otoño de 1971, el grupo ha valorado los aspectos técnicos y económicos de las ofertas realizadas por los principales proveedores de la NTA. El hecho de que la NTA haya considerado idóneo el sistema Metaconta para una posible sustitución de los antiguos sistemas del área de Oslo es de gran importancia para STK.

Las primeras 4000 líneas para la zona Norte-III de Oslo se fabricarán en Antwerp, mientras que las otras 4000 saldrán de las factorías que STK tiene en Kongsvinger y Oslo.

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Noruega

Módem para transmisión de datos a 200 baudios.

En enero pasado, Standard Eléctrica, S.A. ha llevado a cabo, con éxito, las pruebas sobre el terreno de un nuevo módem para transmisión de datos a 200 baudios por circuitos dúplex telegráficos VF.

El nuevo sistema permite convertir los voltajes de la señal que proviene del equipo terminal de datos en los voltajes utilizados a través de redes telegráficas para 200 baudios.

Estos circuitos de interconexión (interface) entre los terminales de datos y el equipo de transmisión están de acuerdo con las correspondientes recomendaciones V. 24 y V. 21 del CCITT.

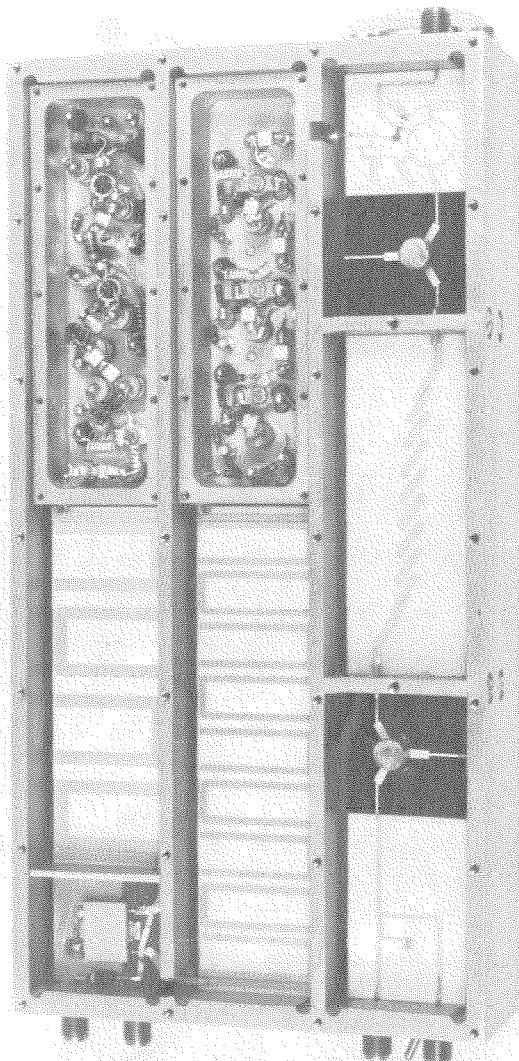
Las dimensiones del módem son $190 \times 130 \times 230$ mm y la potencia máxima consumida es de 20 w (125/220 V de alterna).

En las Oficinas Centrales de Teléfonos, se instalará el equipo dentro de un bastidor de $400 \times 255 \times 525$ mm, con capacidad para 42 módems, más unidades de alarma, fusibles y fuentes de alimentación.

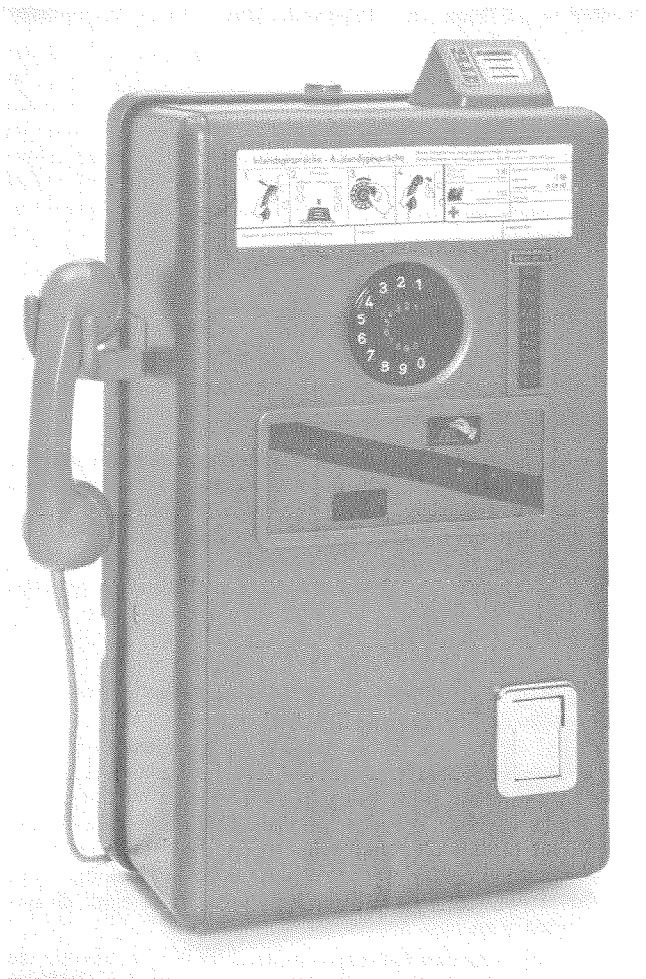
Standard Eléctrica, S.A., España

Presentación oficial del teléfono previo pago "Europe Coin Telephone" de SEL.

En una conferencia de prensa celebrada en Francfort, el día 3 de marzo de 1972, el Profesor Dr. Ing. H. Pausch, Secretario de Estado del Ministerio alemán de Correos y Telecomunicaciones, presentó oficialmente el teléfono previo pago "Europe Coin Telephone" diseñado por SEL. Este aparato permite realizar, no solamente llamadas telefónicas locales y nacionales, sino también internacionales, marcando directamente sin intervención de ope-



Vista de conjunto de un convertidor integrado para microondas.



El nuevo teléfono previo pago "Europe Coin Telephone" de SEL.

radador alguno. Marcando en el teléfono previo pago se podrán obtener desde Alemania Federal, comunicaciones con los siguientes países:

Austria	Italia
Bélgica	Liechtenstein
Dinamarca	Luxemburgo
España	Noruega
Francia	Suecia
Gran Bretaña	Suiza
Grecia	El Vaticano
Holanda	

Las instrucciones para manejar el teléfono previo pago se presentan en forma simbólica, al objeto de facilitar el uso del aparato a aquellas personas que desconocen el idioma local.

Los primeros aparatos van a ser instalados en Munich y Kiel (las dos ciudades que albergarán los Juegos Olímpicos de Verano de 1972).

Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania Federal

Nuevo cable telefónico submarino para enlazar España e Italia.

La Compañía Telefónica Nacional de España (CTNE) y la Azienda di State per i Servizi Telefonici (ASST) han encargado un nuevo cable submarino para unir España e Italia.

Este cable será el tercero de los suministrados por STC para enlazar ambos países y, cuando entre en servicio en 1974, permitirá elevar el número de circuitos telefónicos directos a más del doble de la cantidad actual.

El cable cubrirá la distancia de unas 500 millas náuticas que existe entre las terminales de Barcelona y Roma. Servirá de so-

porte a 1380 circuitos telefónicos de alta calidad, separados por intervalos de 4 kHz.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

Transmisor para telemetría, en la banda S.

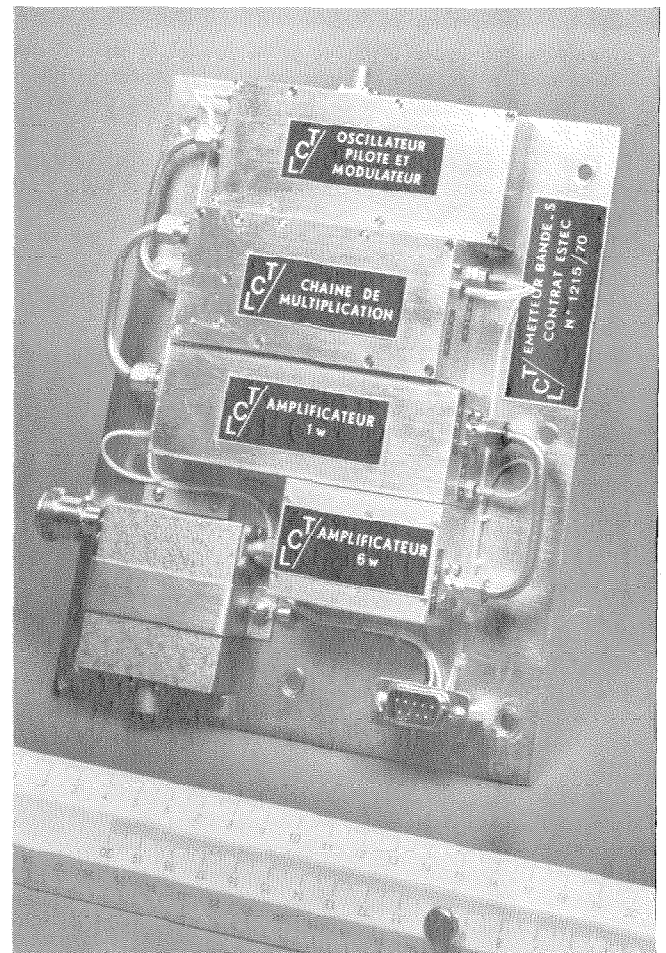
LCT ha desarrollado un transmisor modular de estado sólido que opera en la banda S, bajo contrato con la División de Investigación Aplicada de ESTEC (European Space Technology Center).

El transmisor comprende una cadena de baja potencia y otra de alta. La primera, consta de 2 módulos que contienen un piloto de cuarzo, un modulador de fase y un multiplicador por 32. Su potencia de salida es de 4 mW. La cadena de alta potencia consta de 4 módulos, a los que se puede combinar para obtener cuatro potencias diferentes de salida. El transmisor está terminado por un separador.

Las principales características son:

- frecuencia central: 2295 MHz
- estabilidad de frecuencia $< \pm 2 \cdot 10^{-5}$
- tipo de modulación: de fase
- índice máximo: 30
- anchura de banda de modulación (-1 dB): 0—1 MHz
- potencia de salida: 0,5 w — 1 w — 3 w — 7 w
- eficiencia: $> 30\%$ para la combinación de 7 w
- margen de temperatura: -20°C a $+50^{\circ}\text{C}$
- pureza espectral: segundo armónico, 45 dB
- fuente de potencia: 15 V + 1 %
24 V nominal
- pureza espectral: segundo armónico, 45 dB
otros armónicos, 65 dB.

Laboratoire Central de Télécommunications, Francia



La foto muestra el tamaño de un transmisor en comparación con la regla.

Presentación de medidores de desplazamiento positivo.

ITT Barton ha presentado recientemente una nueva línea de instrumentos para desplazamiento positivo, capaces de medir flujos de hasta 946 litros/minuto con una repetibilidad de la lectura del 0,1 % y una linealidad del 0,5 %.

Los medidores que vienen a engrosar la línea de instrumentos Floco*, se presentan en tamaños de 50,8 mm (modelo 382) y 76,2 mm (modelo 383). La presión de funcionamiento de las unidades es de 35,16 kgs/cm². Ambos modelos pueden ir provistos de un transmisor eléctrico opcional, que genera una señal proporcional al flujo. También son opcionales un determinado número de registradores, totalizadores universales de 7 ruedas; registradores de reposición, y registradores con impresor de tickets. Además se dispone de un tomamuestras que aporta datos para estudio por muestreo del proceso en los medios.

ITT Barton, Estados Unidos de América

* Marca registrada del sistema ITT.

Sistema de seguimiento de satélites.

La Organización Nacional Alemana para el Espacio DFVLR (Deutsche Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt) ha solicitado de Bell Telephone Manufacturing Company, Antwerp, un equipo receptor con interferómetro de alta precisión.

El proyecto comprende un sistema de seguimiento de satélites (equivalente al MINITRACK norteamericano, pero con posibilidades y precisión ampliamente mejoradas) que será utilizado como apoyo directo del Programa Alemán de Satélites Científicos y del Programa Franco-Alemania Symphonie.

Este sistema va a ser instalado en Weilheim (Munich) como una amplificación de la estación de mando, seguimiento y telemetría Z-DBS (Zentralstation der Deutschen Bodensysteme) para la localización y determinación de órbitas de satélites.

El sistema que opera según el principio del interferómetro, consta de tres antenas de seguimiento situadas sobre dos líneas de referencia ortogonales, un equipo receptor y un procesador central.

La medida de los respectivos desfases entre las señales RF que llegan a los tres puntos receptores corre a cargo del equipo receptor.

El equipo receptor consta, básicamente, de:

- sintonizadores de radiofrecuencia con bajo nivel de ruido
- AME (Equipo de medida de ángulos) y receptores de seguimiento por efecto Doppler
- ELM (Equipo de medida de distancias) para compensación instantánea de las variaciones de longitud del cable
- frecuencímetros digitales de fase y efecto Doppler
- unidad de interconexión (interfase) al ordenador
- sintetizador de frecuencia
- equipo de prueba y calibrado.

Las características fundamentales son:

- Ancho de banda: 136—138 MHz con intervalos de 1 kHz
- Nivel de la señal de entrada: -150 a -80 dBm
- Inserción de señal de referencia (PN-MFSK/PSK) para
 - evitar interferencia
 - compensación de fase
- Compensación constante de la variación de longitud del cable por medio de un solo sistema de sincronización de fase ELM
- Sistema controlado por ordenador y equipos de prueba
- Precisión de fase total: 0,2° (1.10⁻⁵ rad. en ángulo de observación zenital)

Esta es la más reciente incorporación a la línea ITT de equipos de seguimiento, telemetría y comunicaciones para vehículos espaciales y satélites, que ya cuenta con tres convertidores de canal a 4 GHz, receptores de seguimiento automático, sistemas de exploración a gran distancia, módems para comunicación, equipo receptor para telemetría y demoduladores de extensión de umbral para aplicaciones civiles y militares.

Bell Telephone Mfg Co., Bélgica

Medidor de precisión para flujos reducidos.

ITT Barton está comercializando un nuevo medidor de flujos reducidos, cuyas aplicaciones van destinadas, en principio, al campo del petróleo y al de las corrientes de agua. La capacidad del nuevo modelo Flotrac* 380 permite realizar medidas de flujos comprendidos entre 5,68 litros/minuto y 56,80 litros/minuto, con una linealidad de $\pm 1\%$ en el margen de 7,57 litros/minuto a 56,80 litros/minuto. La máxima presión de trabajo es de 351,6 kgs/cm².

ITT Barton, Estados Unidos de América

* Marca registrada del sistema ITT.

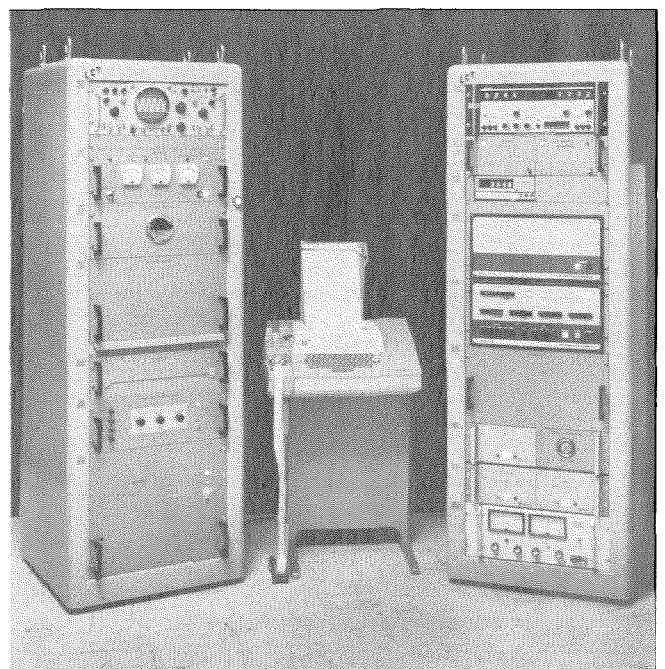
Comprobador analógico automático.

ICT ha desarrollado un nuevo equipo de prueba con ordenador para sistemas analógicos, bajo contrato con la Asociación Francesa para el Espacio y la Aeronáutica (SNIAS). En principio, estaba destinado a reducir el tiempo de verificación de los módulos de control de vuelo, pero también se le puede aplicar a cualquier componente, conjunto o sistema analógico, sin más que introducir los programas adecuados en cinta de papel. Se ha creado un lenguaje especial de programación, PROCASA, que además de facilitar la operación al usuario, permite que la prueba sea realizada por operarios relativamente poco especializados.

Los elementos básicos del sistema, el ordenador, los generadores de señal de entrada programable y los dispositivos para medidas están alojados en el receptáculo de la derecha; el equipo que se ha de probar y las unidades de interconexión (interface), en el de la izquierda. Todas las operaciones son enteramente automáticas: medidas, cálculo e impresión de los resultados de la prueba, pero el operario puede utilizar también el teletipo para controlar el programa y presentar los resultados en cinta de papel perforada y en hoja impresa.

Los nuevos sistemas reducen considerablemente el tiempo de duración de la prueba. El presente equipo opera hasta con 20 kHz, pero se le podría preparar para frecuencias más elevadas, y con un adecuado programa de rutinas serviría como rastreador de defectos en el sistema analógico sometido a prueba.

Laboratoire Central de Télécommunications, Francia



Comprobador analógico automático. A la derecha el ordenador y elementos básicos; a la izquierda el equipo en pruebas y el de interconexión.

Equipo múltiplex para el mayor centro de conmutación internacional de Europa.

El Post Office ha solicitado equipos de transmisión para el centro de conmutación internacional de su nueva Casa Mundial. STC proporcionará e instalará un equipo múltiplex de alta calidad para los circuitos internacionales de larga distancia que se instalarán en la primera unidad de la Casa Mundial, actualmente en construcción sobre un terreno de 11.000 metros cuadrados situado junto a la estación londinense de Cannon Street.

Este nuevo equipo múltiplex para el mayor centro de conmutación internacional de Europa, incrementará el número de circuitos internos y ayudará a aliviar el tráfico de las rutas congestionadas.

Finalmente, la Casa Mundial será capaz de dar curso a unas 180.000 llamadas por hora y manejar 18.000 circuitos internacionales a través de cable, enlaces de microondas y vía satélite. Proporcionará circuitos intercontinentales a 51 países, incluidos

EE.UU., Canadá, India, Australia y gran parte de los situados en Africa, Medio y Lejano Oriente. Además de unir el Reino Unido con 29 países europeos, facilitará el tránsito entre el viejo y el nuevo mundo.

Standard Telephones and Cables, Reino Unido

30.000 líneas telefónicas Pentaconta para Grecia.

Entre la OTE, Administración Telefónica Griega, por un lado y Bell Telephone Mfg Co., filial belga de ITT, junto con ITT-Hellas por otro, se ha suscrito un contrato que tiene por objeto el suministro e instalación de una serie de centrales telefónicas automáticas locales del tipo Pentaconta.

El número total de líneas asciende a 30.000.

Las centrales se cortarán entre 1972 y 1974.

Bell Telephone Mfg Co., Bélgica