

Comunicaciones Eléctricas

Edición española de ELECTRICAL COMMUNICATION

revista técnica publicada trimestralmente por

INTERNATIONAL TELEPHONE and TELEGRAPH CORPORATION

RESUMEN

VOLUMEN 45 (1970) NÚMERO 3

En este número	200
Influencia del control por programa en memoria sobre el desarrollo de las redes de comunicaciones, por <i>H. H. Adelaar</i>	202
Red de conmutación telefónica con retención mecánica y control por programa en memoria, por <i>J. A. de Miguel</i>	205
Fundamentos de navegación hiperbólica en LF y VLF, por <i>J. P. Van Etten</i>	211
Programa de BEA para operaciones con cualquier situación meteorológica, por <i>F. Ormonroyd</i>	233
Nuevos transmisores de televisión para la banda de 175 a 230 MHz, por <i>J. Irmer y G. Müller</i>	249
El sistema ITT STAR de radio móvil, por <i>J. R. Brinkley y S. R. Pitkin</i>	261
Lincompex — Un "compandor" con control de frecuencia para radiotelefonía HF, por <i>W. M. Davies y W. G. Harris</i>	268
Nuevo terminal de datos LO 380, por <i>B. Cramer</i>	275
Notas de investigación — STL en la exposición anual de física, 2 a 5 de marzo de 1970, por <i>F. W. Brice</i>	281
Otros artículos y comunicaciones	286
Nuevas realizaciones	288
Distinciones: Glomb y Himmel elegidos "1970 fellows" del IEEE	204
Premios: Recompensa ITT 1968	232
In memoriam: Hermann Abtmeyer	274
Nuevos libros	285



Editor principal: Melvin Karsh

Editor para Europa: Pierre Mornet

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

Gratuito

En este número

Influencia del control por programa en memoria sobre el desarrollo de las redes de comunicaciones

La aparición de las técnicas de control por programa en memoria, permite aumentar las posibilidades de las centrales convencionales y optimizar la red, estableciendo además la supervisión y control centralizados.

Se analizan las posibilidades de una red de comunicaciones con control por programa en memoria y se resume lo que pueden ser las redes futuras.

Red de conmutación telefónica de retención mecánica y control por programa en memoria

La experiencia adquirida en el diseño y realización del modelo de laboratorio 11 C ha sido la contribución de ITT Laboratorios de España al desarrollo del sistema de conmutación Metaconta. El artículo describe el modelo 11 C que es el equipo de conmutación telefónica semielectrónica con una red de conmutación hecha con "Miniswitches" de ITT y controlado por una unidad central con programa en memoria en la que se incluyen procesadores de ITT.

El modelo consta de:

- la red de conmutación que es a tres hilos, dividida funcionalmente, en red de conversación y de señalización, que son independientes entre sí. En ambas redes el tercer hilo está asociado con las funciones de selección de camino, cómputo, etc.,
- los circuitos terminales de la red, que comprenden todos los tipos de enlaces y circuitos de señalización especial necesarios en una central terminal de tamaño medio,
- los circuitos de acceso a la red, que comprenden los marcadores y los exploradores,
- la unidad central de control, que tiene que realizar todas las funciones de decisión y memoria, así como la vigilancia del equipo, comprende dos procesadores BTMX que trabajan con reparto de carga.

Finalmente se da la organización de los programas.

Fundamentos de navegación hiperbólica en LF y VLF

Los sistemas de navegación hiperbólica de baja frecuencia (LF) y muy baja frecuencia (VLF), adquieren cada vez mayor importancia en la comunidad mundial. Los tres sistemas de esta categoría más ampliamente utilizados son el sistema Decca, el Loran C-D y el Omega.

La parte 1 de este artículo describe los fundamentos de cada uno de estos sistemas y también la importancia de las instalaciones terrestres, actuales y proyectadas, de los sistemas Loran C y Omega, ambos bajo el control y responsabilidad del gobierno de los EE. UU.

La parte 2 presenta un resumen técnico de propagación en LF y VLF, particularmente en lo que afecta a la precisión, alcance y posibilidad de persistencia de estos sistemas de navegación hiperbólica.

La parte 3 revisa cuantitativamente las características del ruido atmosférico, a bajas, y muy bajas frecuencias, ya que cada uno de estos sistemas se ve afectado por el ruido. Se sugiere una técnica para aumentar la relación señal a ruido, con objeto de mejorar las características de los sistemas de banda ancha, tales como el Loran.

La parte 4 examina los fundamentos matemáticos que se refieren a la determinación de la exactitud de la posición de los sistemas de navegación y de localización. Se dan nomogramas y cartas que permiten la deducción del error circular probable de posición a partir de la línea de posición individual, datos de la desviación normal, etc. Se define el gradiente del sistema hiperbólico y se desarrollan los contornos de precisión para los sistemas Loran C/D y Decca. Se presentan métodos empíricos simplificados y conclusiones relativas a la precisión del sistema Omega. Finalmente, se exponen y cuantifican los errores dinámicos asociados con los receptores de navegación hiperbólica para los bucles de seguimiento tipo I, tipo II y tipo III.

Se dan curvas que relacionan el error y la constante de tiempo del bucle de seguimiento para valores paramétricos de la relación señal a ruido y valores paramétricos de funciones o cambios de velocidad y aceleración. Estas curvas permiten penetrar en el

conocimiento de lo que podría ser el antediseño de un receptor de seguimiento que cumpliera en la forma más correcta los requisitos operacionales y hace resaltar claramente las dificultades técnicas.

Al final del artículo se da una bibliografía de referencias seleccionadas, no clasificadas, sobre propagación y ruido, información general hiperbólica, Loran C/D, Omega y Decca.

Programa de BEA para operaciones con cualquier situación meteorológica

Por ser una compañía dedicada exclusivamente a realizar vuelos cortos, los tiempos de vuelo de BEA (British European Airways) son pequeños comparados con el tiempo empleado en tierra. En consecuencia, los planes de vuelo necesitan estar muy integrados para obtener un alto grado de utilización de los aviones y de las tripulaciones; por esta razón, una interrupción importante de los servicios por causas meteorológicas afecta a BEA más que a otras compañías aéreas.

Los reducidos tiempos de vuelo significan también que la carga de trabajo durante el vuelo de los pilotos tiene frecuentemente un nivel elevado. Además, cada piloto hace un gran número de estos vuelos en un tiempo determinado. En consecuencia, BEA es relativamente muy susceptible a los accidentes que ocurren durante el despegue y el aterrizaje, es decir, los que constituyen la mayoría. Sobre una base mundial, los accidentes fatales ocurren en una proporción de uno cada millón de movimientos. BEA hace aproximadamente 100.000 aterrizajes por año, de forma que no debe descartarse un accidente cada cinco o seis años.

El trabajo de la unidad experimental de aterrizaje a ciegas de la Royal Aircraft Establishment en el Reino Unido indicó que podrían obtenerse grandes beneficios en regularidad y seguridad mediante la adopción de un sistema en el que los aterrizajes se llevasen a cabo por medios automáticos tanto en condiciones de buena como de mala visibilidad. Por ello, hace unos 12 años, BEA tomó la decisión de que todos los nuevos aviones tendrían que estar equipados con pilotos automáticos capaces de hacer aterrizar el avión en condiciones de falta total de visibilidad.

En este artículo se exponen los progresos conseguidos hasta la fecha con el sistema instalado en el avión de BEA Trident y el programa del trabajo que todavía tiene que realizarse. Se ha puesto un énfasis particular en la necesidad de asegurar que el desarrollo y la instalación de las ayudas de tierra se mantengan en el mismo tono que los equipos de a bordo y los procedimientos de tripular.

Nuevos transmisores de televisión de SEL para la banda de 175 a 230 MHz

SEL ha desarrollado nuevos transmisores de televisión para la Banda-III (frecuencias comprendidas entre 175 y 230 MHz) que complementan la generación de transmisores de la Banda IV/V de 1967. Las unidades básicas se han diseñado para las potencias de 10/1 y 1/0,1 kW; este margen de potencia puede extenderse a 20/2 kW y funcionamiento con reserva activa. Los transmisores se han diseñado para reserva activa y pasiva, así como para funcionamiento con control remoto. Poseen sintonía continua, incluyendo la unidad combinadora de imagen/sonido y satisface las exigencias actuales de los mercados nacional y de exportación. El excitador de estado sólido de imagen/sonido que genera las señales de RF moduladas de acuerdo con el principio de FI, suministra una potencia de 1 W para ambos canales de sonido y de imagen. Los amplificadores de imagen y de sonido, que utilizan etapas constituidas por tetrodos, son unidades autónomas con suministros asociados y circuitos lógicos.

El sistema ITT STAR de radio móvil

El desarrollo de los sistemas radiotelefónicos móviles, según reflejan las cifras de licencias gubernamentales, se ha doblado en casi todos los países del mundo cada cuatro o cinco años. En el Reino Unido y en Alemania el total de vehículos equipados con radiotelefonos asciende a 100.000, lo que representa aproximadamente el 1 %. En U.S.A. el 3 % de unos 3 millones de vehículos tienen ya radiotelefono.

A la vista de este notable y mantenido crecimiento mundial, ITT decidió a finales de 1967 que STC debería diseñar una gama de equipos móviles de radio de tierra, muy moderna, con el objetivo de obtener un impacto máximo en el mercado, tanto en el Reino Unido como en todo el mundo a través de las fábricas de ITT y de sus departamentos de ventas.

Los criterios de diseño exigían que el equipo debería cumplir especificaciones en todo el mundo y cubrir todas las bandas de frecuencia, incluso la banda UHF de 470 MHz desarrollada últimamente. Se hizo un máximo uso de las técnicas de micro-miniaturización, circuitos integrados, y otras innovaciones que permitieran llegar a una unidad móvil compacta para montar en el salpicadero del vehículo, eliminando así costosas instalaciones, cableado, etc.

Se encargó a un diseñador industrial de primera línea el desarrollo de la apariencia de los equipos para asegurar que el aspecto exterior y los mandos fueran diseñados apropiados para su empleo en los vehículos, teniendo en cuenta la seguridad de los usuarios principalmente.

La versión UHF del diseño que se empezó a fabricar en New Southgate, Londres, 14 meses después del comienzo del proyecto, consiste en un diseño modular de alta calidad y gran superioridad mecánica. Se han incorporado muchas nuevas características, encaminadas a la alta fiabilidad, junto con la facilidad de reparación y fabricación.

Los prototipos del equipo se sometieron a intensivas pruebas reales en el Reino Unido y en el Continente con magníficos resultados. Se obtuvo una cobertura de 20 millas de radio en el Gran Londres, Bruselas y Helsinki con notable ausencia de ruido y además excelente penetración en calles estrechas, pasos inferiores y túneles.

La gama completa de equipos incluye estaciones fijas y control remoto enteramente transistorizado. Módulos UHF con modulación de amplitud y de frecuencia están en proyecto para completar lo que indudablemente será la gama más completa y moderna de radiotelefonos móviles del mundo.

Lincompex — Un "compandor" con control de frecuencia para radiotelefonía HF

La telefonía por radio en alta frecuencia para larga distancia ha sufrido, en el pasado, importantes perjuicios debido al "fading" (desvanecimiento), perturbaciones atmosféricas, ecos, e interferencias de otros canales.

En este artículo se describe la aplicación de circuitos enlazados de compresión y expansión (Lincompex), a la radiotelefonía. De ello resulta una carga óptima, del transmisor, elevada relación señal ruido, mejor inteligibilidad y una posibilidad de aumentar el tráfico.

Nuevo terminal de datos LO 380

A mediados de 1970, Standard Elektrik Lorenz presentó al público un nuevo impresor de datos designado, "terminal de datos LO 380".

Aparte de las especiales características técnicas que hace a este equipo apropiado para muchas aplicaciones, tales como un terminal de entrada/salida sobre la red Datex y, la unión de un módem, también sobre la red telefónica, merece un especial interés el concepto técnico en que se basa el equipo.

Se han empleado nuevos caminos para el diseño de la unidad de impresión, para que sea posible utilizar las ventajas de la impresión mecánica por palancas de tipos y al mismo tiempo satisfacer las grandes exigencias sobre la velocidad de impresión y cantidad de grafismos.

Fundamenta el concepto del diseño del terminal de datos LO 380 el conocimiento de que la velocidad de 200 bits/s es óptima para muchas aplicaciones de proceso de datos.

Se ha tenido en cuenta además que los códigos de 7 bits, como por ejemplo el ASCII y el alfabeto nº 5 del CCITT, tendrán una considerable importancia. Para poder sacar completamente las ventajas de estos códigos, el equipo se ha diseñado con posibilidad de imprimir 128 caracteres distintos. Por tanto pueden adjudicarse grafismos diferentes a todas las combinaciones de código.

Influencia del control por programa en memoria sobre el desarrollo de las redes de comunicaciones

H. H. ADELAAR

Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes, Bélgica

1. Introducción

La aparición de las técnicas de control con programa en memoria (CPM) puede ser el hito más importante en el desarrollo de las redes automáticas de telecomunicación. La característica principal de estas técnicas, descansa en el hecho de que las funciones de control sobre las redes de conmutación en telecomunicación, están completamente segregadas de las operaciones de conmutación. Después del análisis y especificación de las funciones de control necesarias en relación con las operaciones de proceso de datos (adquisición, transferencia, almacenamiento y recuperación de datos de la red) y de las operaciones de lógica, bajo el control de secuencias de programa almacenado, las últimas pueden cumplimentarse en una máquina de proceso de datos separada, que produce órdenes de conmutación y de señalización en el momento adecuado.

Estas máquinas de proceso de datos, complementadas con enlaces de señalización separados, forman un sistema completo de centros de proceso de datos interconectados, que pueden estar programados para realizar en una red de telecomunicación con control por programa en memoria, todo el gobierno de la conmutación y las funciones de coordinación que sean necesarias.

Si se mira el contenido de los conceptos de la red tal como se desarrollaban en las décadas pasadas, aparecerá en primer término que por la influencia del control con programa en memoria se suprimen muchas limitaciones en las posibilidades de las máquinas de conmutación convencionales. Por medio de la utilización del CPM será posible, en cada central de conmutación, proporcionar una capacidad de control muy aumentada y un nivel de organización inteligente muy por encima a la que hasta ahora se ha considerado como técnica y económicamente factible.

A causa de la gran velocidad con que pueden obtenerse datos de control, almacenarse, procesarse y recuperarse y con la que pueden tomarse decisiones de lógica, estos procesadores pueden manejar cantidades de tráfico enormemente incrementadas y también aplicar un tratamiento característico a una gran variedad de llamadas distintas. La distinción puede hacerse de acuerdo con el origen y destino, condiciones en la red de carga temporal o sobrecarga o bien otras condiciones de emergencia cualesquiera, etc.

2. Optimización de la red

Como primer efecto general sobre el desarrollo de las redes telefónicas automáticas, puede razonarse que la introducción de tales sistemas de control de alta capacidad y elevada organización, abren varios caminos hacia el óptimo planeamiento y utilización de las redes de enlaces, que hasta ahora no podían explotarse total-

mente, debido a las limitaciones inherentes a los medios de control convencionales.

Algunos de los caminos abiertos son:

a) En los métodos de busca de camino a través de las grandes mallas de conmutación con varias etapas, pueden emplearse técnicas de prueba y alineación coordinadas ("selección condicional") que aseguren la mayor eficiencia en el empleo del equipo de conmutación y total disponibilidad de todas las salidas.

b) Puede asegurarse la total disponibilidad y diversidad de caminos entre cualquier entrada y toda salida para proporcionar el uso óptimo de todas las vías de enlace saliente.

c) Se pueden realizar liberalmente estrategias de encaminamiento sofisticadas, incluyendo la múltiple elección de rutas alternativas, de tal modo que pueden asegurarse valores bajos de congestión, así como alta utilización, aun para pequeños grupos de circuitos de enlace saliente. En el tráfico internacional permite la posibilidad de cambiar las normas de encaminamiento, de acuerdo con los períodos de luz del día en los distintos continentes. Puede realizarse, en combinación con la dirección del tráfico, la señalización por enlaces separados, también una estrategia de encaminamiento determinístico eficiente o no determinístico. Se define el encaminamiento determinístico, como uno predeterminado controlado desde un punto de origen particular.

d) Por medio del control de encaminamiento sofisticado, la explotación de la red de enlaces, puede admitir la posibilidad de eliminar la elección final de las redes de encaminamiento jerárquico.

e) Las centrales pueden combinarse para manejar diferentes tipos de tráfico interurbano, saliente, entrante, de tránsito, así como la conmutación local tandem, en una gran máquina de conmutación de enlaces, de varias etapas con una posibilidad total y un sistema procesador con programa en memoria controlando el flujo del tráfico, entrante, saliente y de paso al área local, así como el de congestión entre centrales terminales. Con esta combinación se obtienen los siguientes beneficios:

- habrá menos enlaces y haces de enlaces,
- en cada haz se concentrará un tráfico mayor,
- en cada conexión estarán relacionados menos conmutadores.

Estas ventajas se obtienen, en gran parte, debido al empleo de procesadores de control comunes o entrelazados en el caso de que se usen conmutadores separados.

f) La concentración del tráfico en rutas con gran cantidad de enlaces, aumentará el beneficio económico resultante de la utilización de sistemas múltiples de transmisión con gran capacidad de canales.

g) Como las necesidades adicionales para el almacenamiento y análisis de dígitos puede cumplirse con

flexibilidad y con un coste adicional relativamente bajo, se facilitan las condiciones que restringen el establecimiento de la numeración óptima, para la conmutación y tarificación, comprimiendo la longitud de los números.

3. Trabajo entrelazado

Los sistemas de control con programa en memoria tendrán que introducirse dentro de una red de sistemas, más antiguos, que no tienen las mismas posibilidades, entonces, el proceso de obtención de mejoras en la totalidad del sistema debe ser evolutivo, cuando los sistemas de CPM tienen que ser compatibles con otros más antiguos, con los que tienen que trabajar conjuntamente. En relación con esto, una característica importante del control con programa en memoria es la facilidad de los procesadores para tratar, una gran variedad de rutinas de señalización distintas, dentro del mismo centro de conmutación. Esta propiedad puede utilizarse para encontrar soluciones económicas en los problemas de interconexión y señalización diferentes.

En particular, esto abre el camino para una introducción suave de nuevos conceptos de redes y de nuevos servicios, por ejemplo, el que puede presentarse, al incorporar una red superpuesta donde los centros de conmutación con CPM pueden actuar como intermediarios entre la red existente y la superpuesta. Esto, puede posiblemente permitir la introducción progresiva de transmisión integrada digital y redes de conmutación, como adiciones a una red existente, anteriormente a la conversión de esta última a trabajo totalmente digital, cuando el objetivo final es un sistema único de comunicación digital para todas las posibilidades.

4. Control a distancia

A medida que el control con programa en memoria permita, que convenientemente se ofrezcan nuevas facilidades a los abonados, habrá una presión considerable para extender las mismas ventajas a los abonados de áreas rurales poco pobladas, que tienen centrales demasiado pequeñas para garantizar el uso de procesadores de control.

Este programa puede resolverse operando estas centrales como satélites de una central principal con CPM, o bien dependiendo de un procesador común centralizado sirviendo a varias centrales, con las que comunica por medio de enlaces de datos. También puede usarse la misma técnica para el control a distancia de centralitas automáticas privadas y de extensiones a centrales electromecánicas existentes.

5. Supervisión y mantenimiento centralizados

Otro aspecto resultante de la utilización general de las centrales de conmutación con CPM se relaciona con la posibilidad de desarrollar una centralización de la supervisión, más sistemática y eficaz, así como de las prácticas de mantenimiento. La red nacional podría organizarse en cierto número de áreas de mantenimiento, cada una provista de un centro de supervisión y mantenimiento equipado con procesadores, teniendo estos

últimos comunicación con todos los procesadores de control de conmutación en el área, por medio de enlaces de datos.

La supervisión centralizada del flujo de tráfico y de la calidad del servicio, suministrará a las administraciones datos estadísticos extensos en los cuales pueden basar las estrategias de dirección de la red y de su mantenimiento. Los mismos enlaces de datos podrían utilizarse también para el acceso remoto a las memorias de tablas de traducción en las centrales de enlaces; por este medio las operaciones de asignación de enlaces podrían supervisarse y comprobarse desde el centro de mantenimiento. Estos centros de mantenimiento podrían combinarse útilmente con la intercepción, ayuda manual-automática y tarificación, todas centralizadas.

6. Otros usos de la red de control

Con las técnicas del control con programa en memoria, el control de conmutación, la transmisión y señalización pueden desenvolverse separadamente sin restricciones de una por otra. En particular, se mejoran la eficacia y flexibilidad segregando las funciones de control de la red de conmutación e incorporándolas en una red completa de procesadores de datos, interconectados.

Liberada de las complicaciones del control y señalización, puede establecerse la red de conmutación para la máxima eficacia en el manejo del tráfico y en la transmisión. Puede entonces planearse la red de control para interconectarse con la red de conmutación en la forma más económica. Aunque en principio se puede suponer que en la disposición más económica, cada nodo de la red de control coincidiría con un nodo de la red de conmutación, pueden presentarse situaciones en las cuales aparezca más ventajoso tener la potencia del procesador concentrada en nodos que no coinciden con otros nodos de la red de conmutación.

En particular estas situaciones podrían surgir cuando el control de la red de conmutación no es la única función de la red de proceso de datos. Una vez establecida la red de control con sus poderosos procesadores y enlaces de datos, podría acomodar otros servicios de comunicación de datos de tal modo que pudieran explotarse económicamente en horas de poco tráfico telefónico.

Una posibilidad sería el cambio de mensajes administrativos entre teletipógrafos en los centros de conmutación. Sin embargo, agregando según sea necesario enlaces de datos y memorias, puede establecerse la posibilidad de servicios de comunicación para datos comerciales, con o sin almacenamiento intermedio.

De este modo pueden acomodarse varias clases de servicios de datos, complementándose los procesadores con programas adecuados para el manejo de cada clase de servicio, incluso el control de errores, edición, tratamiento de prioridad, previsión de canales, etc.

7. Red de comunicación dual de finalidad múltiple

Las técnicas de control con programa en memoria adicionan a la red telefónica conmutada, el control a distancia y los enlaces de señalización separados y podían así

conducir a facilidades de conmutación de datos que, aun asociados estrechamente con la red telefónica serían capaces de un desarrollo independiente. Es interesante especular con la combinación de las redes de conmutación y control como un acercamiento a la red de comunicación de finalidad múltiple, en la cual, pudieran acomodarse el teléfono, telex, telégrafo y distintos servicios de datos.

La red conmutada podría usarse principalmente en las relaciones de ambos sentidos hombre-hombre o máquina-máquina, donde es indispensable la conmutación, mientras que la red de datos, además del control de la red conmutada, se emplearía primeramente para transferir la información, en la que no importara la demora resultante del almacenamiento intermedio. Tal sistema combinado parece que ofrecería interesantes posibilidades, especialmente con vistas al rápido crecimiento de las necesidades de comunicación de datos. Abonados de datos podrían tener acceso a la red de datos a través de enlaces directos al centro de conmutación con CPM más próximo, utilizando equipos intermedios asociados con el procesador.

Sin embargo, gran cantidad de clientes de datos con poco tráfico, especialmente aquellos que prefieran el uso de aparatos telefónicos para servicios combinados de selección automática y de datos, podrían ser servidos por medio de una planta telefónica local, muy dispersa y con gran penetración para el tipo "datel" de transmisión de datos. Este tráfico de datos podría concentrarse en la central telefónica local y transferirse por medio de transeceptores adecuados, a la red de datos bajo control del procesador en el centro de conmutación de CPM más próximo. Como el tráfico telegráfico podría equilibrar las fluctuaciones del tráfico, a causa de que

puede utilizar cualquier red, se aumentaría la eficacia de ambas redes. Alternativamente, en las horas de baja actividad telefónica, parte de la capacidad de transmisión de la red conmutada puede estar disponible para la red de datos, facilitando que esta última pueda manejar mayores cantidades de tráfico en demora.

8. Visión a largo plazo de los servicios públicos de telecomunicación integrados

El concepto original de comunicación que se ha tenido hasta ahora, que es el envío de información, se entiende que incluye el gobierno y control del flujo de información, así como el almacenamiento intermedio, comprobación, edición y reedición de mensajes. Máquinas e instrumentos están intercalados entre los orígenes de la información y los destinos para los que se establece la comunicación. Al tratar de volúmenes mayores de información, el hombre recurre a máquinas en las que delega las tareas que consumen tiempo como, almacenaje, recuperación, preparación y proceso de información, con vistas a sacar de ella, contestación a preguntas específicas.

En consecuencia, en relación con las redes de telecomunicación del futuro, parece razonable esperar que además de los medios para envío de la información, estas redes tendrán la necesidad de incorporar amplias facilidades para almacenaje y también para el proceso de la información. Es interesante observar que los principales requisitos para las posibilidades que tienen que incorporarse, serán cumplimentadas previamente por la implantación de las técnicas de control con programa en memoria y los enlaces de datos tal como se ha expuesto anteriormente.

Distinciones

Glomb y Himmel elegidos "1970 fellows" del IEEE

Walter L. Glomb y Leon Himmel han sido elegidos "1970 fellows" del Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE).

El Sr. Glomb, vicepresidente y director de desarrollos avanzados de ITT Defense Communications Division, fué citado por su contribución a los sistemas de transmisión en comunicaciones, particularmente los que emplean repetidores en satélites. Fué responsable del diseño del sistema de comunicación espacial en los Laboratorios de ITT en Nutley. También diseñó y desarrolló sistemas electrónicos para la serie de satélites de comunicaciones Intelsat III y para algunos terminales de tierra.

El Sr. Himmel, agregado a la oficina del Presidente en la central de ITT en Nueva York, fué citado por sus contribuciones y dirección en el desarrollo de la navegación aérea.

Hasta 1969 ha sido presidente de ITT Avionics Division y fué responsable de los desarrollos en goniómetros, radar, Loran, Tacan, Omega, contramedidas electrónicas y sistemas de aterrizaje instrumental.

Red de conmutación telefónica con retención mecánica y control por programa en memoria

J. A. DE MIGUEL

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

1. Introducción

Las actividades desplegadas por ITT en el dominio de los sistemas telefónicos semielectrónicos se han visto jalonadas por una serie de realizaciones entre las que destaca el desarrollo del sistema Metaconta, cuya primera instalación en su versión Metaconta 10 C fué puesta en servicio con tráfico real, en Wilrijk, un distrito de la periferia de Amberes, en Septiembre de 1967.

La organización y características más destacadas de este sistema, así como la experiencia obtenida en la primera instalación, han sido objeto de sendos artículos publicados en "Comunicaciones Eléctricas" [1], [2].

El estudio de los problemas planteados por la introducción de la electrónica en el control de una red de conmutación de naturaleza electromecánica dió lugar, por otra parte, al desarrollo paralelo en ITT de un nuevo dispositivo de conmutación, el Miniswitch*, particularmente bien adaptado a este tipo de control [3].

Los Laboratorios ITT de Standard Eléctrica, S. A., han participado activamente en el programa general de ITT en este campo, llevando a cabo un proyecto de desarrollo cuyo objetivo principal consistió en el diseño de una versión experimental del sistema Metaconta que reuniese su unidad central de control y una red de conmutación constituida con el selector Miniswitch. Este sistema experimental fué designado en el ámbito ITT con la denominación 11 C, culminando el proyecto con la instalación de un prototipo de 512 líneas de capacidad en los locales del Laboratorio en Madrid, en Septiembre de 1968.

La experiencia recogida durante las etapas de diseño, instalación y pruebas del prototipo sometido a tráfico real, ha permitido, por una parte, comprobar el comportamiento y la validez de las características del Miniswitch encuadrado en una configuración de tipo Metaconta. Por otra, constituye un eslabón importante en las actividades ITT encaminadas a confirmar en la práctica los principios básicos que integran el sistema Metaconta.

El estudio se basó en unas especificaciones generales que permiten interpretar los resultados al nivel de un sistema telefónico, y no al de una simple experiencia de laboratorio.

El modelo 11 C es una versión experimental de un sistema telefónico de control centralizado, programa en memoria y red de conversación de tipo espacial. Su organización y principios básicos pueden aplicarse a centrales terminales, de tránsito e interurbanas, admitiendo la combinación en un mismo centro de conmutación de varios tipos de tráfico.

El presente artículo describe la versión correspondiente a centrales terminales de capacidad media, es decir, de 1000 a 20.000 líneas, tráfico total de 0,2 E. por línea y llamadas de 2 minutos de duración media.

2. Organización general

La organización del modelo se basa en un conjunto de opciones básicas que permiten el empleo óptimo de las características del control centralizado y programa en memoria. Se ha prestado especial interés, en particular, a la simplificación de las tareas de ingeniería involucradas en la definición de una nueva central o la ampliación de una existente, tanto en lo que se refiere al equipo como a la de los programas de control correspondientes. Para ello se ha adoptado una organización de tipo modular.

La figura 1 representa el diagrama de bloques, en el que se aprecian tres partes principales, a saber:

- la red de conmutación y los circuitos terminales asociados, tales como circuitos de línea y circuitos de enlace;
- los órganos electrónicos de acceso a la red, que gobiernan directamente la red y los circuitos terminales asociados;
- la unidad central de control, que comprende a su vez la unidad de tratamiento de datos, duplicada por razones de seguridad y la unidad de supervisión y mantenimiento.

2.1 La red de conmutación

La red de conmutación se divide funcionalmente en una red de conversación y una red de señalización. Ambas están formadas con el selector Miniswitch.

La conmutación se realiza a tres hilos en toda la red, 2 hilos de conversación, y un tercer hilo de uso múltiple, asociado a un conjunto de funciones de control y auxiliares (indicación del estado de libertad u ocupación de las mallas, camino eléctrico para las señales de marcaje, envío de las señales de tasación hacia los contadores de abonado).

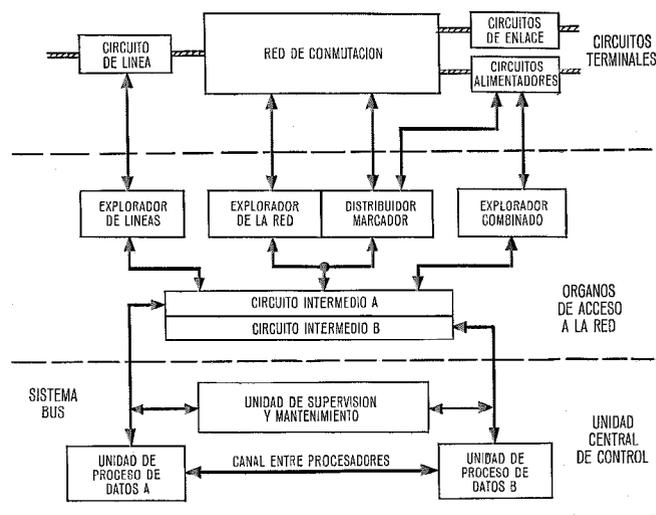


Fig. 1 Diagrama de bloques.

* Marca registrada por ITT.

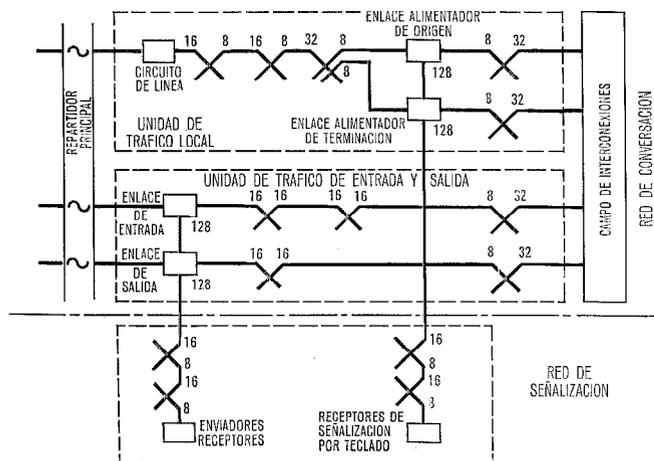


Fig. 2 Red de conmutación.

2.1.1 Red de conversación

La red de conversación sirve para establecer las conexiones adecuadas entre las diversas líneas y circuitos que, dependiendo del tipo de comunicación, intervienen durante la duración de una llamada.

La red de conversación está formada por dos tipos de unidades básicas, denominadas "unidades de red", a saber (ver Fig. 2):

- Unidad de red de tráfico local, a la que están conectadas las líneas de abonado y todos los circuitos precisos para cursar llamadas locales. Está constituida por 4 etapas de conmutación, 3 de concentración y 1 de mezcla.
- Unidad de red de tráfico de entrada y salida, a la que están conectados los circuitos de enlace de entrada y salida. Está constituida por dos redes idénticas especializadas en tráfico de entrada y salida, respectivamente, de dos etapas cada una.

Los dos tipos de unidades básicas cursan un tráfico máximo idéntico, igual a 200 Erlangs.

La unidad de tráfico local puede adoptar diversas configuraciones según el tráfico medio por línea, todas ellas derivadas de una misma configuración básica. El número de líneas conectado a la unidad, y por tanto el grado de concentración, son función discreta del tráfico por línea. La estructura interna de la unidad y la distribución de las mallas entre etapas sucesivas constituyen sin embargo un invariante; es decir, las configuraciones que corresponden a pequeña capacidad y tráfico por línea elevado están contenidas "topológicamente" en la configuración de capacidad mayor.

Las configuraciones típicas corresponden a los valores siguientes:

- 2000 líneas, hasta un máx. de 0,1 E./línea
- 1250 líneas, hasta 0,16 E./línea
- 1000 líneas, hasta 0,2 E./línea.

Para hacer frente a los casos en que se requieren capacidades inferiores, bien en nuevas instalaciones o extensiones por pasos discretos más pequeños, se ha previsto la posibilidad de equipar media unidad.

La unidad de tráfico de entrada y salida admite un máximo de 128 enlaces de entrada y 128 enlaces de salida.

La red de conversación de una central determinada se forma seleccionando los tipos y número de unidades que cumplen con sus especificaciones de tráfico. La selección se hace mediante un conjunto de curvas y tablas definidas tras un complejo estudio teórico de tráfico, cuyos resultados fueron confirmados a continuación en un proceso de simulación con ayuda de un procesador.

La interconexión de las diversas unidades que constituyen una central se realiza mediante formas de cable enchufables, siguiendo unas reglas simples y normalizadas, función exclusiva del número de unidades instaladas. Este hecho, unido a la uniformidad del mallado interno de las unidades, facilita tanto las tareas de fabricación e instalación como, lo que es tal vez más importante, que un mismo programa convenientemente parametrizado permita tratar todas las configuraciones posibles.

2.1.2 Red de señalización

La red de señalización tiene como función permitir la conexión temporal de los circuitos de enlace, asociados a la red de conversación, con los circuitos especiales, receptores o emisoros de señalización que no intervienen más que durante una parte de la comunicación, generalmente corta, en relación con su duración total.

La red de señalización es también modular. El módulo básico permite acceder desde 3 grupos de 256 circuitos de enlace (alimentadores locales o de entrada y salida) a 3 grupos de 64 circuitos especiales. Así como en el caso de la red de conversación, la unidad de señalización puede equiparse o ampliarse tomando como base media unidad de red.

2.2 Los circuitos terminales de la red

Los circuitos terminales de la red intervienen como elementos de adaptación entre el mundo exterior (líneas, enlaces, ...) y los diversos órganos que dan acceso desde o hacia la unidad de control. Las señales tratadas por las líneas y enlaces son de carácter analógico y duración relativamente grande, mientras que las señales internas a la unidad de control son digitales y de corta duración.

Los circuitos previstos son los siguientes:

- a) circuitos de línea,
- b) enlaces alimentadores de origen,
- c) enlaces alimentadores de terminación,
- d) enlaces de entrada,
- e) enlaces de salida,
- f) circuitos emisoros de señalización,
- g) circuitos receptores de señalización,
- h) circuitos especiales.

Los cinco primeros a)/e) están asignados a los terminales de la red de conversación y, cuando son tomados, permanecen en ese estado por toda la duración de la comunicación. El enlace alimentador de origen juega, asimismo, el papel de receptor de dígitos para aquellas líneas de abonado provistas de aparato de disco.

El circuito de línea y los circuitos enlaces alimentadores son universales, permaneciendo invariables independientemente de las características de cada central particular. Los circuitos de enlace de entrada y salida, en cambio, son propios al tipo de señalización de línea considerado.

Las figuras 3 y 4 muestran, respectivamente, la realización práctica de los circuitos de línea y de los enlaces alimentadores de entrada.

Los tres últimos f)/h) están asignados a los terminales de salida de la red de señalización, a través de la que acceden a los circuitos de enlace alimentadores de entrada y salida en las fases de la comunicación en que su función es necesaria.

El diseño de los circuitos terminales se ha realizado apuntando principalmente a su simplicidad, seguridad de funcionamiento y minimización de consumo. La simplicidad se ha conseguido extrayendo de los circuitos todas las funciones lógicas y de decisión, quedando reducidos a unos órganos pasivos controlados por las órdenes enviadas por la unidad central. Por otra parte, los circuitos tomados durante toda la comunicación, existentes por tanto en gran número por consideraciones de tráfico, no incorporan las funciones de uso infrecuente, tales como el envío de mensajes registrados o tonalidades especiales, que están representadas en unos circuitos terminales especiales asociados a la red de señalización. Esta solución ofrece una gran flexibilidad ya que pueden introducirse fácilmente nuevas funciones por medio de nuevos circuitos, sin tener que modificar en absoluto los circuitos normalizados existentes o sus programas de control. Cada función, además, es utilizada con un rendimiento máximo.

2.3 Órganos de acceso a la red

Los órganos de acceso a la red constituyen la adaptación entre la red y sus circuitos terminales asociados, por un lado, y la unidad central de control, por otro.

Según el tipo de función que realizan se dividen en dos clases, a saber:

- órganos de exploración, cuya función es extraer de la red y circuitos asociados informaciones digitales sobre su estado;
- órganos marcadores de distribución de órdenes, que ejecutan las operaciones de conexión o desconexión en la red y sobre los relés de los circuitos terminales.

Tanto unos como otros tienen una parte central, duplicada por razones de seguridad, que comprende principalmente los registros de operación y de identidad, matrices de decodificación y la lógica de control. Cada una de las partes duplicadas está conectada a uno de los procesadores de la unidad central. Una lógica de exclusión impide que actúen simultáneamente.

Los órganos de acceso a la red están organizados de forma modular. Un módulo periférico comprende los órganos de acceso a dos unidades de red y a sus circuitos terminales asociados, equipándose en dos bastidores idénticos, uno para cada parte duplicada, dispuestos en la fila de bastidores de una de las unidades de red a que acceden.

La interconexión con las unidades de tratamiento de la unidad central se efectúa a través de un circuito intermedio común a todos los órganos de un módulo periférico. Un sistema bus duplicado permite acceder desde la unidad central a los circuitos intermedios de todos los módulos periféricos de una central.

2.3.1 Órganos de exploración

Los órganos de exploración son los siguientes:

- Explorador de líneas, que explora cíclicamente los circuitos de línea, para recoger la información correspondiente al estado abierto-cerrado del bucle de abonado y el estado actuado-desactuado del relé de corte. Interviene en el proceso de detección de nuevas llamadas.
- Explorador de la red, que explora selectivamente los circuitos puerta asociados a cada malla de la red, para recoger la información relativa a su estado de libertad-ocupación. Interviene en el proceso de selección de caminos en la red.

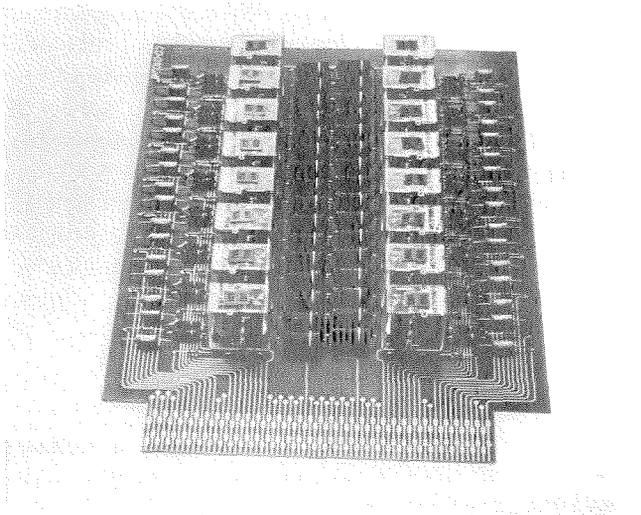


Fig. 3 Tarjeta de circuitos de línea, que comporta 16 circuitos individuales.

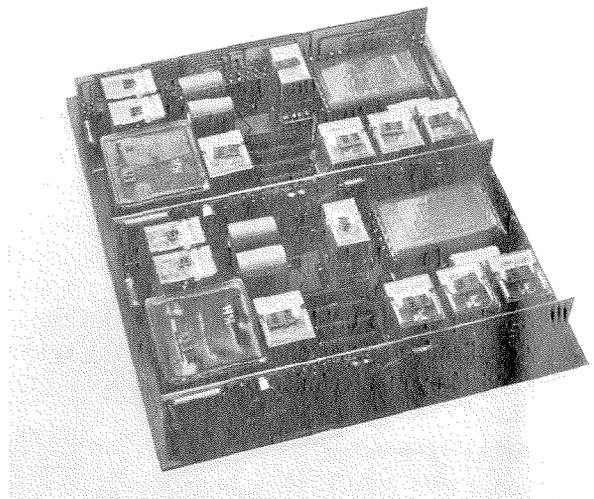


Fig. 4 Tarjeta de enlaces alimentadores de origen, con dos circuitos individuales.

— Explorador combinado, que explora cíclica y selectivamente los circuitos puerta de los circuitos terminales de la red para recoger la información relativa a las señales de línea y de selección. Interviene en los procesos de envío y recepción involucrados en los distintos sistemas de señalización y, en particular, en la recepción de las señales de disco o teclado generadas en los aparatos de abonado.

La unidad de control gobierna directamente la operación de estos órganos, enviando órdenes codificadas y aguardando "en línea" la respuesta con los resultados.

Los exploradores interrogan simultáneamente en cada operación un grupo de 16 puertas del mismo tipo. El ciclo de exploración es distinto para cada tipo, viniendo determinado por el programa de la unidad de control en función de la duración del fenómeno o señal observada (por ejemplo, recepción de impulsos), o del tiempo de respuesta del sistema definido por las especificaciones (por ejemplo, detección de una llamada en una línea y envío de la tonalidad de invitación a marcar).

2.3.2 Marcadores y distribuidores de órdenes

Un módulo periférico comprende dos órganos de este tipo:

- un marcador-distribuidor de conversación que gobierna la red de conversación y los circuitos terminales a ella asociados, y
- un marcador-distribuidor de señalización que gobierna la red de señalización y los circuitos asociados respectivos.

Los marcadores-distribuidores son órganos asíncronos, es decir una vez recibida una orden de la unidad central de control ejecutan la operación correspondiente bajo el control directo de un secuencial interno, con completa independencia de la unidad central. Al finalizarla, envían una señal de "fin de trabajo" hacia la unidad central, indicando su disponibilidad para aceptar una nueva tarea.

Las operaciones de conexión y desconexión en la red se realizan aplicando una señal de marcaje a través del tercer hilo, desde un circuito de enlace alimentador (o un circuito equivalente). La señal progresa a lo largo de la red, actuándose en serie los puntos de cruce de las etapas sucesivas. Según este principio, no se realizan operaciones simultáneas sobre una misma unidad de red, pudiendo en cambio efectuarse sobre unidades distintas.

2.4 La unidad central de control

La unidad de control centraliza todas las funciones de decisión y memoria del sistema, así como la vigilancia de su correcta ejecución.

Está formada por dos unidades de proceso de datos, idénticas y duplicadas por razones de fiabilidad, y la unidad de supervisión y mantenimiento del sistema.

2.4.1 Unidades de proceso de datos

Cada unidad está constituida por un procesador de tipo digital y programa en memoria. En el prototipo instalado en el Laboratorio ITT de Standard Eléctrica se

utilizaron los procesadores BTMX, ya empleados en la central Metaconta 10 C instalada en Wilrijk. Estos procesadores han sido especialmente desarrollados por ITT para el control de procesos en tiempo real y, más en particular, sistemas de telecomunicación y conmutación telefónica.

Sus características más importantes han sido descritas en un artículo anterior de "Comunicaciones Eléctricas" [1]. Comprenden básicamente unos registros de datos, una unidad aritmética, una unidad de control y una memoria de núcleos de ferrita que almacena los programas, los datos y las tablas. La velocidad de la lógica es de $0,2 \mu\text{segs}$. El ciclo lectura-inscripción de la memoria es de $2 \mu\text{segs}$, con un tiempo de acceso de 750 nsegs .

Los procesadores tienen acceso independiente a todos los módulos periféricos de la central a través de su propio sistema bus. Cada uno de ellos es capaz de cursar por sí solo la totalidad del tráfico telefónico. No obstante, ambos procesadores funcionan simultáneamente distribuyéndose la carga de forma equitativa. Para ello proceden alternativamente a la detección de nuevas llamadas, explorando las líneas de abonado y enlaces de entrada durante períodos idénticos y de corta duración ($< 10 \text{ msegs}$) haciéndose cargo de una nueva llamada, tratándola y supervisándola hasta el final de la comunicación aquél que primero la detectó. El tráfico se reparte así estadísticamente en partes iguales entre los dos procesadores.

Una serie de mensajes, intercambiados a través de un canal especial de alta prioridad, mantiene a cada procesador informado sobre la situación y datos más significativos de las llamadas tratadas por el otro, permitiéndole hacerse cargo de su continuación en caso de producirse alguna anomalía en su asociado.

El principio de funcionamiento de reparto de carga por llamadas presenta numerosas ventajas, entre las que cabe destacar las siguientes:

- La capacidad para hacer frente en condiciones normales a grandes sobrecargas de tráfico, ya que cuando ambos procesadores están en servicio no emplean más que aproximadamente el 50 % de su potencia.
- Las faltas debidas a incorrecciones del programa no se presentan simultáneamente en ambos procesadores, por lo que el sistema continúa funcionando correctamente sin interrupción de tráfico.
- El paso de una configuración "duplex" (ambos procesadores en línea) a una configuración "simplex" (uno solo en línea), se efectúa en caso de necesidad sin recurrir a reconfiguraciones del sistema. Es decir, el acceso del procesador en línea a la periferia se efectúa por las mismas vías y procedimientos independientemente del estado del sistema.

2.4.2 La unidad de supervisión y mantenimiento

El mantenimiento del sistema se efectúa por métodos automáticos, ya ensayados con éxito en el sistema Metaconta 10 C.

La unidad de supervisión y mantenimiento comprende un conjunto de circuitos y dispositivos centralizados nor-

malmente independientes de los procesadores pero que en ocasiones trabajan asociados con ellos, que ejecutan las tareas usualmente llevadas a cabo por el personal de las centrales en los sistemas convencionales. Según su función se dividen en varios grupos, a saber:

- Circuitos de supervisión, que vigilan de forma cíclica y permanente la ejecución correcta de las funciones telefónicas esenciales de la central (detección de nuevas llamadas, envío de tonalidades, etc. . . .) Intervienen sobre los procesadores para iniciar un proceso automático de recuperación del sistema en caso de anomalía.
- Circuitos de pruebas automáticas, que, una vez seleccionados y puestos en marcha por el personal de mantenimiento, ejecutan cíclicamente un programa de pruebas rutinarias, comprobando en particular el funcionamiento correcto de los circuitos terminales de la red y efectuando un conjunto de medidas de las características de las líneas de abonados y enlaces. Aunque en sí, estos circuitos están controlados por un programa cableado, pueden funcionar en ocasiones ayudados por los programas registrados en la memoria del procesador o en una cinta perforada.

- Circuitos de alarma, que facilitan indicación visual sobre el origen de determinadas faltas del sistema, clasificadas en dos categorías: urgentes y no urgentes.

3. Aspectos generales de los programas

3.1 Organización funcional de los programas

Los programas se clasifican según su disponibilidad dentro del sistema en dos tipos fundamentales:

- Programas operacionales, que intervienen "en línea" en el control de las operaciones en tiempo real de la central.
- Programas de diagnóstico, que intervienen "a petición" para la localización de los fallos detectados en el equipo o durante las pruebas de instalación o extensión de una central.

Así pues, los programas operacionales residen permanentemente en la memoria de acceso rápido, mientras que los programas de diagnóstico están contenidos en una memoria de acceso más lento (unidad de banda perforada), siendo cargados en la primera, bien al ser solicitados automáticamente por el sistema, o seleccionados por el personal de explotación.

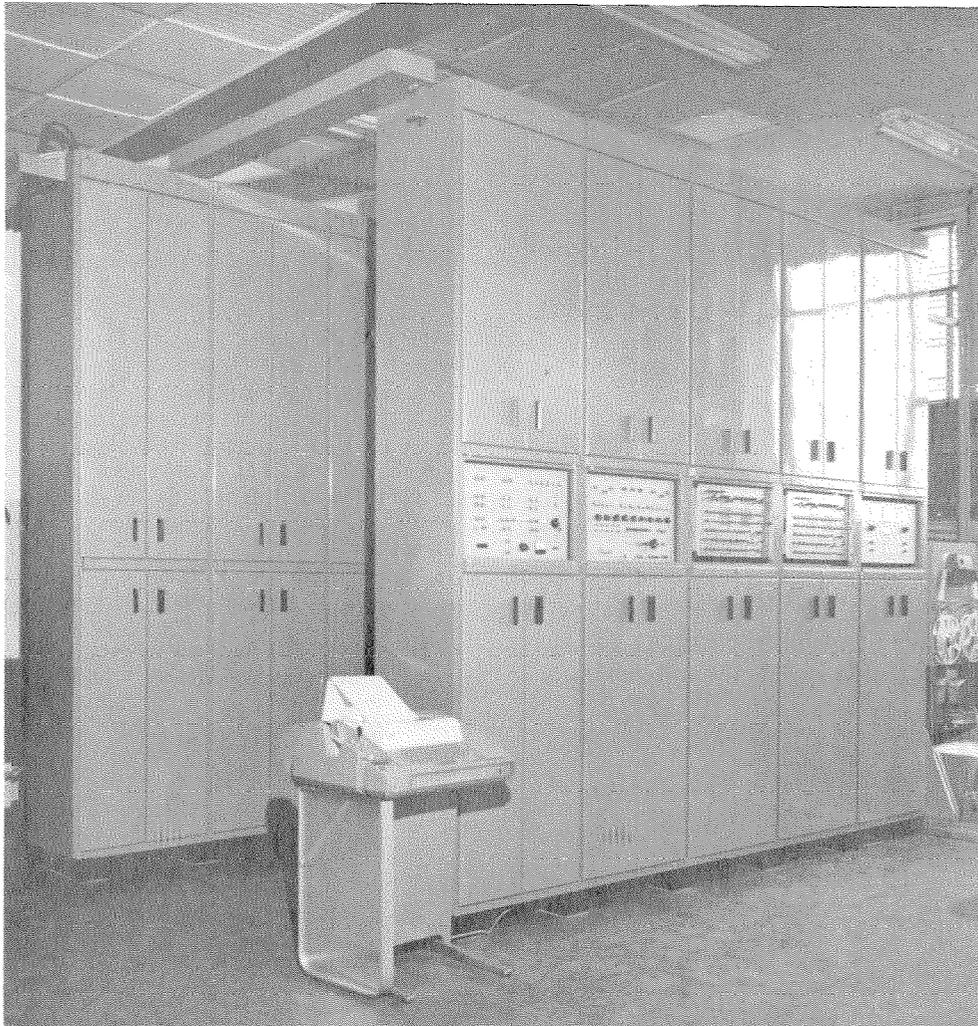


Fig. 5 Aspecto general del prototipo de la versión 11 C. La primera fila de bastidores contiene la unidad central de control y la posterior la red de conmutación y órganos periféricos telefónicos.

Los programas operacionales comprenden a su vez varios grupos según la función que realizan, a saber:

- Programas de tratamiento de llamadas.
- Programas de comunicación hombre-máquina, cuya función es facilitar el intercambio de mensajes entre el sistema y el personal de explotación.
- Programas de pruebas "en línea", que reaccionan ante las anomalías del sistema, bien volviéndolo a la normalidad o poniendo fuera de funcionamiento la unidad defectuosa cuando el fallo es permanente y afecta al normal desarrollo de sus operaciones.
- Programas de arranque y de recuperación automática del sistema, que intervienen en la iniciación de las operaciones o en el proceso de recuperación automática cuando falla uno de los procesadores, asegurando la continuidad de las comunicaciones en curso, bajo el control del procesador en buen estado.

3.2 Organización de los programas por niveles

Para hacer frente a las exigencias impuestas por el funcionamiento en tiempo real los programas se han distribuido en niveles, a los que se han asignado distintas prioridades en función de la urgencia con que deben actuar dentro del sistema.

- Nivel de interrupción de reloj, de alta prioridad, que interviene cíclicamente para controlar la exploración de la periferia, recogiendo informaciones sobre el estado de los circuitos terminales y comparándolas con los estados anteriores para decidir los casos que exigen una atención inmediata.
- Nivel de interrupción del marcador-distribuidor, de menor prioridad que el anterior, que interviene cuando está disponible un órgano marcador-distribuidor para enviarle las órdenes de marcaje de la red o de gobierno de los circuitos terminales, consecuencia final del tratamiento iniciado en el nivel anterior y de las decisiones tomadas en el nivel de base.
- Nivel de base, de prioridad más baja, que trata las informaciones resultantes de los niveles anteriores, tomando las decisiones y acciones convenientes según el tipo de comunicación. A este respecto, consulta las tablas de la memoria, que contienen las clases de las líneas de abonado, rutas de salida, etc.

Una función importante ejecutada en este nivel es el control de las diversas temporizaciones que permiten reconstituir la señalización en línea y enlaces.

4. Conclusión

El prototipo puesto en servicio en Septiembre de 1968 (Fig. 5) y empleado para cursar el tráfico interno de los Laboratorios ITT de Standard Eléctrica, constituye la primera experiencia en ITT de una red de conmutación con retención mecánica y control por programa en memoria. El prototipo ofrece a los abonados todos los servicios y facilidades propios de los modernos sistemas de control por programa en memoria y, en particular, los ya presentes en el sistema Metaconta 10 C, tales como la señalización de abonado por aparato de teclado, selección abreviada, transferencia de llamadas, servicio de abonados ausentes y restricciones variables bajo el control remoto del propio abonado. Se han incorporado asimismo, nuevos servicios de tipo administrativo y de gestión, como la tarificación centralizada y un sistema centralizado de explotación, supervisión y mantenimiento.

La experiencia adquirida en el diseño y realización de la versión 11C, que demostró que las características técnicas del Miniswitch ITT son adecuadas a un sistema de control con programa en memoria, junto con la investigación paralela de técnicas fiables de mapa en memoria y el esfuerzo realizado en ITT en la racionalización y perfeccionamiento de los procesadores aplicados a las telecomunicaciones, han constituido la base del desarrollo del sistema Metaconta 11A, un sistema avanzado de conmutación con una red a dos hilos y una unidad de control con programa en memoria formada con procesadores ITT de la nueva generación.

Referencias

- [1] H. H. Adelaar, J. L. Masure: Sistema de conmutación telefónica semielectrónica 10CX, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 42 (1967), N° 3, págs. 52—62.
- [2] J. A. Broux: Experiencia inicial del sistema de conmutación semielectrónico 10C, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43 (1968), N° 4, págs. 319—325.
- [3] C. Vazquez, G. Dufresnoy: Multiconmutador miniatura, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 44 (1969), N° 4, págs. 329—333.

Juán A. de Miguel, nació en Madrid, en Enero de 1936. Alcanzó el título de Ingeniero de Telecomunicación en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación en 1960. En 1963 obtuvo el grado de Doctor Ingeniero en la misma Escuela.

En 1960 se incorporó a Standard Eléctrica, S. A., iniciando sus actividades en la división de ingeniería Pentaconta. Desde 1961 se dedicó al estudio de los sistemas semielectrónicos de conmutación espacial, en los Laboratorios ITT de Standard Eléctrica. Permaneció, durante un año, en el Laboratorio Central de Telecomunicaciones, en París.

En 1966 fué nombrado Jefe del Proyecto de Desarrollo de la versión Metaconta 11 C.

El Sr. de Miguel es actualmente Jefe Adjunto del desarrollo del sistema Metaconta 11 A.

Fundamentos de navegación hiperbólica en LF y VLF

J. P. VAN ETEN
ITT Avionic Division, Nutley, New Jersey, USA

1. Descripción de los sistemas de navegación hiperbólica

Un sistema de navegación hiperbólica es aquél en el que una línea de posición representa una diferencia de distancias constante con respecto a un par de transmisores. Suponiendo la tierra plana las posiciones de los transmisores constituyen los focos de una familia de líneas hiperbólicas de posición. En la figura 1, M es la posición de la estación principal, S la posición de la estación subordinada y R la posición de un receptor. β es la distancia eléctrica de la línea base entre M y S o, más sencillo, el tiempo que invierte una onda de radio para propagarse de M a S . Análogamente, t_{MR} es el tiempo que tarda una onda de radio para ir de M a R y t_{SR} es el tiempo que invierte la onda de radio para ir de S a R . Suponiendo que la estación principal, M , transmite una señal de impulsos en el tiempo $t = 0$ y que la estación subordinada, S , transmite una señal de impulsos similar, Δ microsegundos después de recibir la señal de impulsos procedente de la estación principal, la estación subordinada recibirá el impulso de la estación principal en el tiempo $t = \beta$ microsegundos y, por tanto, transmitirá un impulso en el tiempo $t = \beta + \Delta$. Un receptor, situado en la posición R , que mide la diferencia de tiempo de la llegada de las señales de impulso procedentes de las estaciones principal y subordinada, medirá DT (diferencia de tiempo) $= (\beta + \Delta) + t_{SR} - t_{MR}$. El lugar geométrico de los puntos con esta DT es la hipérbola que pasa por la posición del receptor R . Si el receptor se encuentra en la extensión de la línea de base de la estación subordinada, en el bisector perpendicular de la línea de base o en la extensión de la línea de base de la estación principal, las hipérbolas se convierten en círculos máximos sobre la tierra y representan el lugar geométrico de todos los puntos que tienen las siguientes diferencias de tiempo:

- extensión de línea de base subordinada $DT = \Delta$
- bisector perpendicular $DT = \beta + \Delta$
- extensión de la línea de base principal $DT = 2\beta + \Delta$

Cada hipérbola queda así definida de manera única por un número $DT \geq \Delta$ y $\leq 2\beta + \Delta$.

Si se hacen dos medidas de diferencia de tiempos, DT_A y DT_B , utilizando una terna o configuración en estrella de estaciones transmisoras, como se indica en la figura 2, la intersección de las dos hipérbolas así definidas, nos da una determinación de la posición. Las configuraciones de emisores comunes comprenden la configuración en terna y la configuración en estrella, esta última incluye una tercera estación secundaria situada de tal manera que las tres estaciones subordinadas que rodean a la principal formen, aproximadamente, un triángulo equilátero. Otras configuraciones pueden ser aconsejadas por requisitos de funcionamiento especiales o por consideraciones prácticas, tales como la disponibilidad de un lugar adecuado para una emisora. Como se ha indicado, la estación central se designa generalmente como estación principal y las estaciones exteriores se llaman subordinadas ya que sus transmisores están sincronizados con los de la principal.

Se ha definido un sistema hiperbólico en función de un sistema de impulsos. La descripción es igualmente válida para un sistema de onda continua, salvo que, en este caso, una diferencia de fase dada no representa una línea única de posición de manera inequívoca, antes bien, representa una línea de posición en cada una de varias calles. La anchura de una calle y , por tanto, el número de ellas contenidas entre una estación principal y una subordinada depende de la frecuencia portadora, en el caso de transmisores de la misma frecuencia escalonadas en tiempo, tal como en el sistema Omega, o en

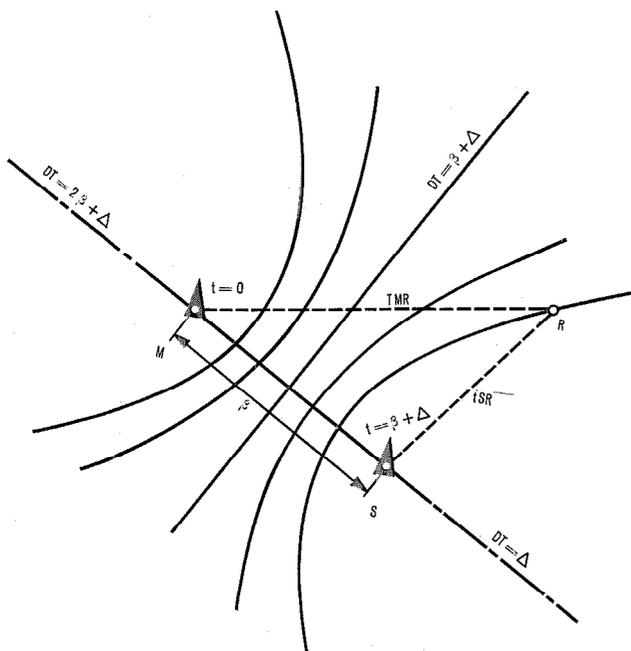


Fig. 1 Principios de los sistemas de navegación hiperbólicos.

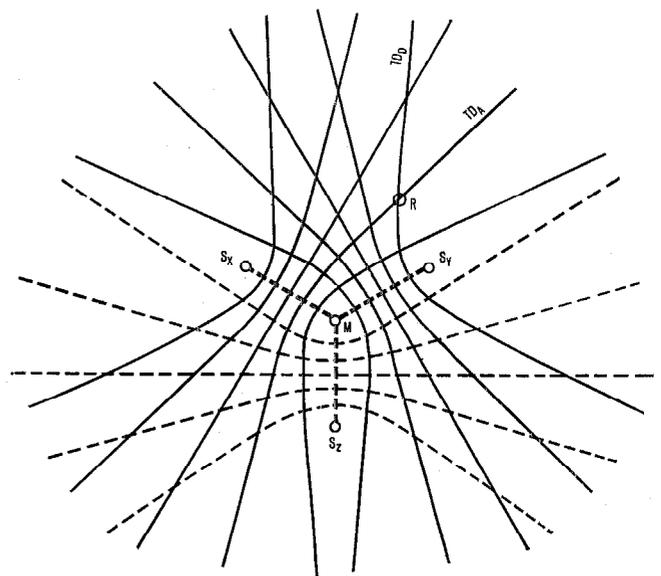


Fig. 2 Configuraciones en terna y en estrella. Las hipérbolas de trazo continuo corresponden a la configuración en terna con las estaciones M , S_x y S_y . El conjunto de curvas constituye la configuración en estrella obtenida añadiendo la estación S_z .

la multiplicidad de frecuencias portadoras utilizadas para comparación de fase, en un sistema de frecuencias múltiples, relacionadas de manera coherente, tal como en el sistema Decca.

Las características mas ventajosas de los sistemas de navegación de tipo hiperbólico son las siguientes:

- no requieren transmisión por parte del usuario y son, por lo tanto, no saturables puesto que el usuario solamente escucha y la cantidad de éstos puede ser indefinida. Además, el silencio de radio del usuario no afecta directamente al uso operacional;
- las diferencias de tiempo pueden medirse con suficiente precisión mediante un reloj relativamente sencillo;
- el control de precisión del sistema está concentrado en los transmisores y el equipo del usuario puede elegirse según una escala y modularizarse para mejor adaptarse en su coste a las diferentes necesidades del usuario;
- la medida de diferencia de tiempo puede reducir al mínimo ciertos errores, debidos a anomalías de propagación en el área de servicio primaria;
- las técnicas de medidas de diferencia de tiempo reducen de manera notable los requisitos de estabilidad del retardo de tiempo de los circuitos de proceso de la señal en el receptor, ya que los retardos son comunes tanto para las señales de la estación principal como para los de la subordinada y se cancelan cuando se hace una medida de diferencia de tiempo;
- puesto que no se requiere una medida de ida y vuelta, la energía radiada está limitada solamente por la estación terrestre.

1.1 Decca

El Decca [42] es un sistema de navegación hiperbólica en baja frecuencia que utiliza técnicas de comparación de fase de onda continua. Una estación principal transmite en una frecuencia de $6f$ y tres estaciones subordinadas (designadas púrpura, rojo y verde), transmiten en $5f$, $8f$ y $9f$, respectivamente. Las transmisiones de frecuencias coherentes, se reciben en el receptor móvil, se multiplican en frecuencia, hasta una frecuencia común: $30f$ para la principal y la subordinada púrpura, $24f$ para la principal y la roja y $18f$ para la principal y la verde. Las medidas de fase se hacen entonces entre las señales de las estaciones principal y subordinada a estas frecuencias de comparación. Cada medida de diferencia de fase representa una línea hiperbólica de posición y dos o más determinan la posición. Hay varias líneas de posición que representan la misma lectura de diferencia de fase y, en la línea de base de antenas entre las estaciones principal y subordinada, las lecturas de idéntica diferencia de fase están espaciadas $\frac{c}{2f_c}$, donde c es la velocidad de la luz y f_c es la frecuencia de comparación a la que se hace la medida de fase. La figura 3 es un esquema simplificado del sistema receptor Decca. Existe un número de asignaciones de canales Decca, pero en todos los casos, f es aproximadamente 14 kHz. La tabla 1

define la distancia sobre la línea de base de antenas entre incertidumbres (anchura de la calle) y tabula los parámetros de dos técnicas de identificación de calle, empleadas para resolver las incertidumbres.

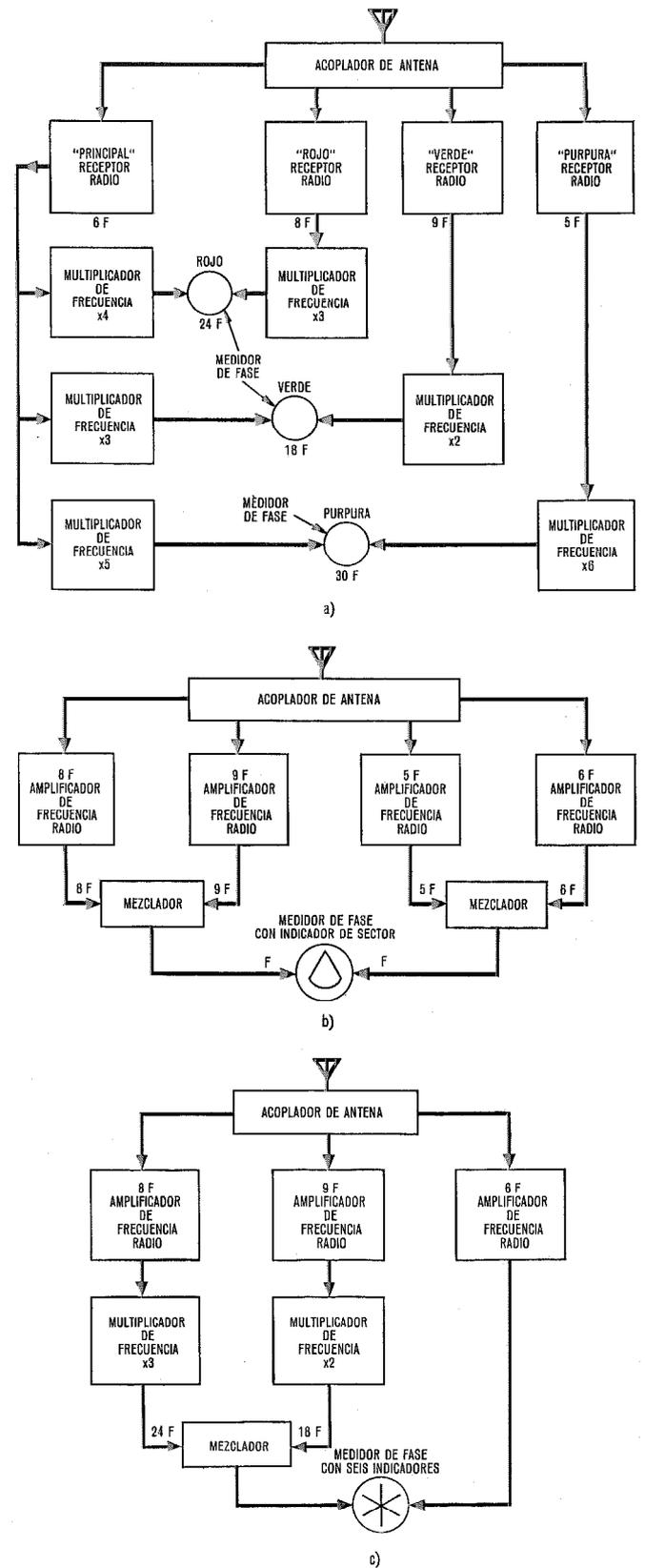


Fig. 3 Esquema simplificado del receptor Decca. a) Sistema de fase b) Determinación aproximada de la ambigüedad c) Determinación de precisión de ambigüedad.

Tabla 1 - Características relativas al sistema de navegación Decca.

Característica	Principal	Púrpura	Roja	Verde
Frecuencia emisora	6f	5f	8f	9f
Frecuencia de comparación		30f	24f	18f
Anchura aproximada de calle		0,2 mill. n.	0,25 mill. n.	0,3 mill. n.
Frecuencia adicional de identificación de calle	5f	6f	9f	8f
Calles/Zona		30	24	18
Anchura de zona		5,8 mill. n.	5,8 mill. n.	5,8 mill. n.
Sistema Mark X de identificación de calle	Cada estación transmite 5f, 6f, 8f, 8,2f, y 9f simultáneamente, en secuencia, mientras que las otras estaciones permanecen en silencio.			
Anchura de zona		5,8 mill. n.	5,8 mill. n.	5,8 mill. n.
Anchura de superzona		29 mill. n.	29 mill. n.	29 mill. n.

Para resolver las dudas, las estaciones terrestres transmiten señales de identificación de ruta con determinada secuencia de tiempo. Primero, la estación principal transmite una señal, 5f, además de la transmisión regular 6f, y la subordinada roja transmite las señales 9f y 8f, mientras que las otras dos estaciones subordinadas permanecen en silencio. Las señales procedentes de las estaciones principal y secundaria se reciben y mezclan y luego se comparan para dar una medida aproximada a la frecuencia f. Puesto que ésta resulta, a veces, demasiado imprecisa para resolver las calles individuales, se hace una comparación en una fase intermedia a la frecuencia 6f.

En el sistema Mark X se ha ideado e incorporado otro tipo de identificación de ruta.

En esta disposición, cada estación terrestre, sucesivamente, transmite 5f, 6f, 8f, 8,2f, y simultáneamente 9f, mientras que las otras estaciones permanecen en silencio. Estas se reciben y almacenan en osciladores separados en el receptor. Las fases de la frecuencia de batido, f, se comparan para resolver la primera ambigüedad. La ambigüedad de zona se mejora cinco veces mediante comparación de fases de la frecuencia de batido 0,2f.

Las estaciones terrestres Decca están generalmente desplegadas en configuración de Y, con la estación principal en el centro y las subordinadas roja, verde y púrpura en las extremidades de la Y. La separación típica entre principal y subordinada es aproximadamente, de 50 a 75 millas náuticas.

El sistema receptor Decca comprende el receptor de comparación de fase, decímetros de indicación, medidores de identificación de calle y suministro de energía. También puede incluir un computador que recibe la información de coordenadas hiperbólicas procedente del receptor y gobierna un registro de vuelo. La limitación notable del sistema Decca se debe a la perturbación en la onda

terrestre causada por la onda de espacio. A distancias superiores a 250 millas durante el día y 100 millas por la noche, se degradará la exactitud de la medida de fase y la identificación de la ruta puede resultar inaceptable.

1.2 Loran-C

El sistema de fijación de posición Loran (Long Range Navigation) se desarrolló originalmente durante la segunda guerra mundial como ayuda a la navegación de los aviones aliados y de los convyees en el Atlántico del Norte. Después de la guerra se extendió su utilización por los guardacostas de los EE.UU. para ayudar a la navegación naval. Este sistema funciona a una frecuencia de aproximadamente 2 MHz y se conoce como Loran A. El Loran C ha partido del anterior para proporcionar un mayor alcance y una mayor exactitud repetitiva.

El Loran-C [18, 19] es un sistema hiperbólico que utiliza la transmisión de onda de tierra, a bajas frecuencias, para obtener un margen de funcionamiento superior a 1000 millas náuticas; se evita la contaminación de onda de espacio mediante el uso de técnicas de impulsos; se obtiene una alta precisión por la utilización de comparación de fase de portadoras, la ambigüedad de ciclo se resuelve totalmente por medidas de diferencia de tiempos entre las envolventes de los impulsos. Se hace posible el funcionamiento en malas condiciones de relación señal a ruido, usando técnicas de correlación y de filtrado en el dominio del tiempo.

Todos los transmisores Loran-C trabajan en una frecuencia fija de 100 kHz y deben confinar el 99 por ciento de su energía radiada en la banda de 90 a 100 kHz. Cada impulso radiado está pues diseñado para establecerse rápidamente y desvanecerse lentamente, como se indica en la figura 4. Dentro de cada impulso la radiofrecuencia es coherente con la frecuencia de repetición.

Puede esperarse perturbación debida a la onda de espacio a partir de 30 microsegundos desde el comienzo del impulso. En los modelos más precisos de equipos receptores solo se utilizan, por tanto, los tres primeros ciclos. En este punto, la amplitud es aproximadamente, el 50 por ciento del valor de pico. El transmisor genera una potencia de pico de hasta 4 megavatios que se aplica a una torre única que forma la antena vertical, que puede tener una altura de unos 405 m (1350 pies). Las estaciones principal y subordinada están, generalmente, separadas unos 1100 km. Puesto que normalmente, el objetivo es cubrir el océano, las estaciones se encuentran ordinariamente en islas; esto, a la vez, puede ser un factor decisivo en la geometría de la cadena que

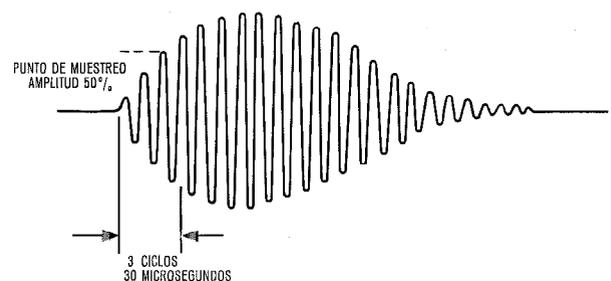


Fig. 4 Impulsos del sistema Loran-C.

puede adoptar la forma de una estación principal y dos subordinadas (una terna), una principal y tres subordinadas, en estrella, o una principal y tres subordinadas en cuadrado.

En la actualidad, existen en el mundo ocho cadenas Loran-C, que comprenden un total de treinta y cuatro transmisores en funcionamiento. En la figura 5 se da la situación de estas estaciones; en la tabla 2 se dan detalles de configuración y nombres de la colocación de las estaciones.

La cadena hawaiana, por ejemplo, tiene su estación principal en la isla Johnston y sus subordinadas en Hawai y Kure (cerca de Midway).

La estación principal transmite sus impulsos en grupos de nueve, con un régimen de repetición de 10 a 25 grupos por segundo. Hay cinco modos básicos de repetición y cada uno comprende ocho modos específicos. La separación entre los impulsos de un grupo es de 1000 microsegundos. Después y con un retardo de, al menos, el tiempo de una distancia entre las estaciones principal y subordinada, más un tiempo adicional de 2000 microsegundos para permitir que la onda de espacio se desvanezca, una estación subordinada transmite un grupo de ocho impulsos, también espaciados 1000 microsegundos; a continuación, la siguiente estación subordinada transmite un grupo similar. La utilización de ocho impulsos aumenta la potencia media transmitida sin necesidad de mayores potencias de pico. Cada impulso comprendido en un grupo puede tener sus ciclos de radiofrecuencia en fase o desfasados 180 grados respecto

a una referencia establecida. Este código de fase identifica las emisoras principal y secundaria en tal forma que puede establecerse de manera inequívoca, la captura automática de la señal; la configuración es tal que los efectos de los trenes largos de impulsos de la onda de espacio (por encima de 1000 microsegundos) se cancelarán, permitiendo mantener la exactitud de la onda de tierra en todas las condiciones. Los impulsos del grupo están codificados en fase de la siguiente manera:

Principal	Subordinada
++--+-+--+	+++++--+
+---++++-	+---+---+

(Un más significa una relación de fase de la portadora con respecto a la de referencia; un menos la relación de fase opuesta. Los impulsos dentro del grupo están espaciados 1000 microsegundos, salvo el impulso noveno de la estación principal que está separado 2000 microsegundos del impulso octavo). En la figura 6 se muestra una señal de transmisión típica.

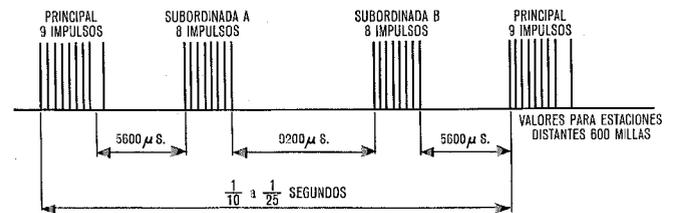


Fig. 6 Forma de la señal transmitida en el sistema Loran-C. Los impulsos, según Fig. 4, están separados 1000 microsegundos dentro de cada grupo.

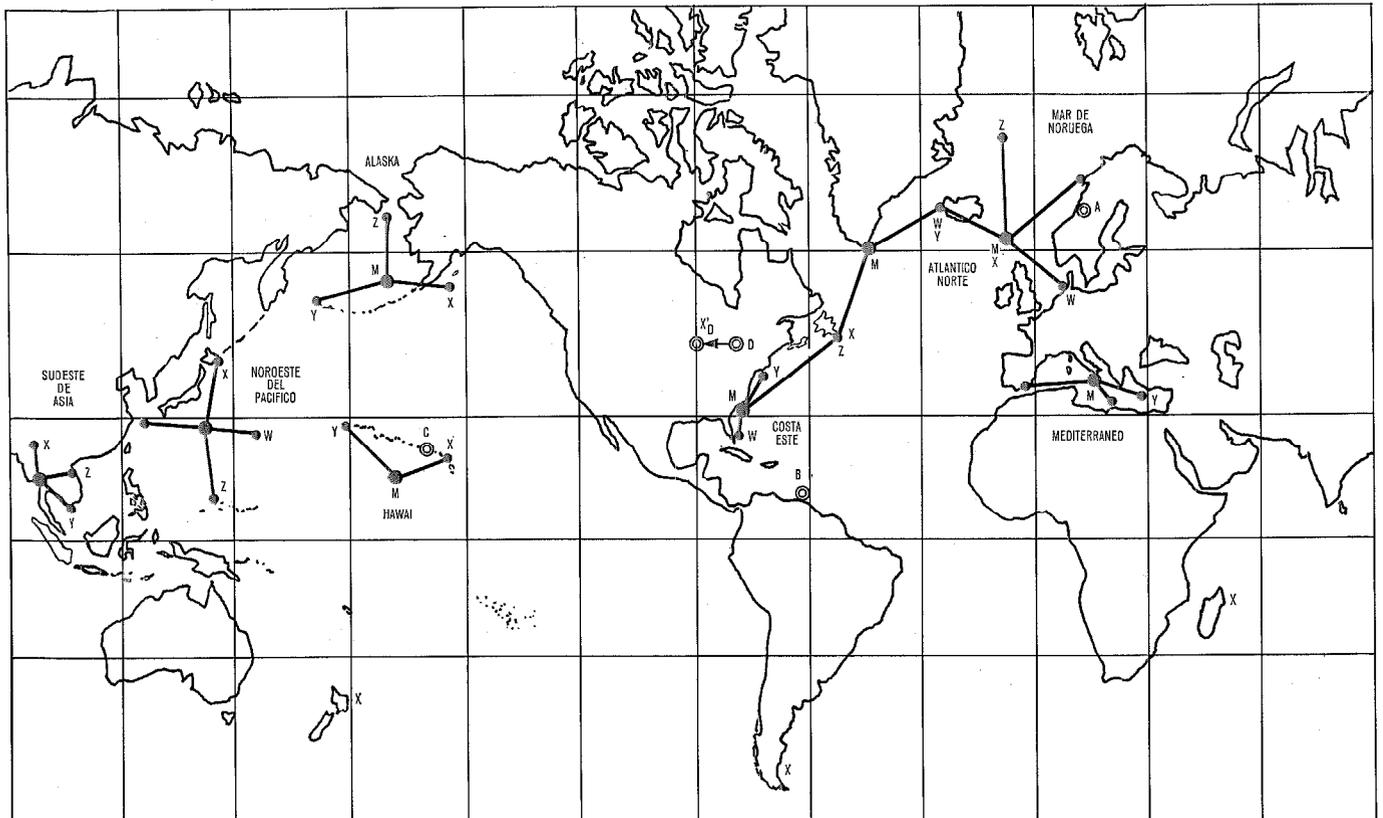


Fig. 5 Estaciones Loran-C y Omega en el mundo. Las estaciones activas de Loran-C se representan por puntos negros. Las estaciones transmisoras Omega se representan por círculos designados A, B, C, D. Las cruces representan propuestas de nuevos transmisores Omega. X_D reemplazará a D.

Tabla 2 - Datos de estaciones Loran-C.

Cadena	Índice	Período (μ seg.)	Principal	Secundarias			
				W	X	Y	Z
Costa Este	SS-7	99.300	Cabo Fear, N. C. 1 mw	Jupiter, Fla. 400 kw $\Delta = 11.000$ $\beta = 2695,5$	Cabo Race Newfoundland 3 mw $\Delta = 23.000$ $\beta = 8389,6$	Islas Nantucket Mass. 400 kw $\Delta = 49.000$ $\beta = 3541,3$	Dana, Indiana 400 kw $\Delta = 65.000$ $\beta = 3560,7$
Hawai	SH-4	59.600	Isla Johnston 300 kw		Upolo Point, Hawai 300 kw $\Delta = 11.000$ $\beta = 4972,4$	Isla Kure 300 kw $\Delta = 30.000$ $\beta = 5253,0$	
Mediterráneo	SL-1	79.900	Simeri Chichi (Catanzaro), Italia 200 kw		Matratin, Libia 200 kw $\Delta = 11.000$ $\beta = 3107,6$	Targabarun, Turquia 200 kw $\Delta = 29.000$ $\beta = 3273,3$	Estartit, España 200 kw $\Delta = 47.000$ $\beta = 3999,7$
Atlántico Norte	SL-7	79.300	Angissoq, Groenlandia 500 kw	Sandur, Islandia 3 mw $\Delta = 11.000$ $\beta = 4068,1$	Ejde, Islas Faeroe 400 kw $\Delta = 21.000$ $\beta = 6803,8$		Cabo Race, Newfoundland 3 mw $\Delta = 43.000$ $\beta = 5212,8$
Alaska	SL-2	79.800	St. Paul, Islas Pribiloff 400 kw		Sitkinak, Alasca 400 kw $\Delta = 11.000$ $\beta = 3284,4$	Attu, Islas Aleutian 400 kw $\Delta = 28.000$ $\beta = 3875,3$	Port Clarence, Alaska 1,8 mw $\Delta = 50.000$ $\beta = 3069,1$
Mar de Noruega	SL-3	79.700	Ejde, Islas Faeroe 400 kw	Sylt, Alemania 300 kw $\Delta = 26.000$ $\beta = 4065,2$	BØ, Noruega 200 kw $\Delta = 11.000$ $\beta = 4048,1$	Sandur, Islandia 3 mw $\Delta = 46.000$ $\beta = 2944,7$	Jan Mayen 200 kw $\Delta = 60.000$ $\beta = 3217,0$
Noroeste del Pacífico	SS-3	99.700	Iwo Jima 4 mw	Isla Marcun 4 mw $\Delta = 11.000$ $\beta = 4283,9$	Hokkaido, Japón 400 kw $\Delta = 30.000$ $\beta = 6684,7$	Gesashi, Okinawa 400 kw $\Delta = 55.000$ $\beta = 4463,3$	Yap 4 mw $\Delta = 75.000$ $\beta = 5746,8$
Sudeste de Asia	S-3	49.700	Sattahip, Thailandia 400 kw		Lampang, Thailandia 400 kw $\Delta = 11.000$ $\beta = 2182,9$	Isla Con Son Vietnam del Sur 400 kw $\Delta = 27.000$ $\beta = 2522,1$	Tan My Vietnam del Sur $\Delta = 41.000$ $\beta = 2807,3$

1.3 Loran-D

El Loran-D es una versión táctica del Loran-C, proyectada para un servicio de corta distancia. La ventaja del Loran-D sobre el Loran-C es su facilidad de transporte y por consiguiente un rápido despliegue de las estaciones terrestres. Esta movilidad ocasiona una sustancial disminución de la potencia radiada (4 kw de pico), debido a que los transmisores son más pequeños y las torres de antena más bajas (90 metros). Para compensar, en parte, la reducción en la potencia radiada, el Loran-D tiene una configuración que emplea 16 impulsos codificados en fase, con 500 microsegundos de separación en cada grupo.

La captación del impulso se realiza también cerca del pico de la señal puesto que los retardos de la onda de

espacio son mayores para pequeñas distancias. El equipo de a bordo [21] se ha diseñado para que funcione adecuadamente tanto con el Loran-C como con el Loran-D.

1.4 Omega

El sistema de navegación Omega [29, 31, 36] es un sistema de radio de largo alcance desarrollado por la marina de EE. UU. Cuando se termine totalmente, proporcionará una cobertura permanente de alcance mundial a partir de ocho estaciones terrestres estratégicamente colocadas que transmiten en VLF. Es un sistema de navegación hiperbólica que emplea comparación de fase de señales de radio de onda continua en VLF (10 a 14 kHz) y que puede usarse por aeronaves, barcos, vehí-

culos de tierra y por submarinos con profundidades de antena moderadas (12 a 15 metros).

Actualmente, existen cuatro transmisores Omega en funcionamiento. Uno de éstos, Forestport, en Nueva York, será trasladado a Minnesota. Los otros están situados en Noruega, Trinidad y Hawai. Por ahora la parte que cubre comprende Norteamérica, la parte Norte de América del Sur y Norte del Océano Atlántico. Existe el proyecto de situar estaciones transmisoras adicionales en el Océano Indico, en el Sur del Océano Pacífico, Japón y en América del Sur (Fig. 5). Todos los transmisores Omega están sincronizados en fase y transmiten en cada una de las tres frecuencias comunes de navegación: 10,2 kHz, 11¹/₃ kHz y 13,6 kHz. La sincronización se mantiene mediante relojes atómicos sincronizados; las transmisiones en cada frecuencia se suceden de acuerdo con el formato de señales Omega que se muestra en la figura 7. Este modelo permite al receptor identificar cada uno de los emisores que puede recibir. La diferencia de fase entre las señales recibidas procedentes de un par de emisores, determina una familia de líneas hiperbólicas, espaciadas una de otra por una medida de diferencia de fase de 2π radianes, que corresponde a una diferencia en distancia igual a λ. Sobre la línea de base de antenas entre estaciones, la anchura de la calle es, aproximadamente, ocho millas, si se utilizan solo las emisiones en 10,2 kHz; si se emplean también las emisiones en 13,6 kHz, la anchura de las calles puede decidirse en 24 millas empleando la frecuencia diferencia, 3,4 kHz, para medidas de fase; análogamente, si se utiliza también la transmisión de 11¹/₃ kHz, puede extenderse la decisión a 72 millas. Para resolver esta indeterminación de 72 millas, pueden utilizarse métodos de rumbo estimado o medidas de fase Omega redundantes.

La transformación de coordenadas de fase Omega en coordenadas terrestres tales como latitud-longitud, no sería problema si la velocidad de propagación de las señales de VLF fuese constante. Desgraciadamente, no sucede así sino que, más bien, es una función de una variedad de parámetros tales como la hora del día, la estación del año, la dirección de propagación, actividad solar, conductividad de la tierra, etc. En primer lugar, existe una fluctuación aleatoria natural que no puede reducirse por ningún método conocido. Existe además,

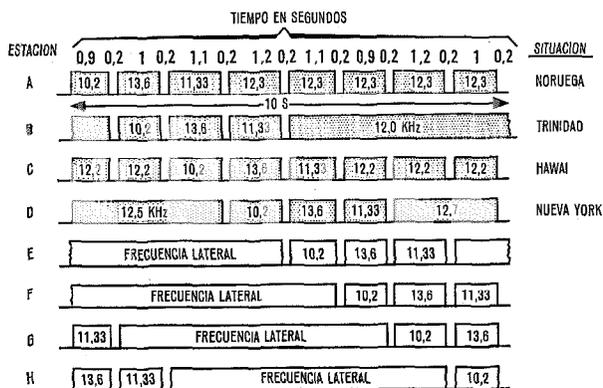


Fig. 7 Forma de la señal Omega. Las áreas rayadas están en funcionamiento en 1969.

una variación sistemática debida, principalmente, a los factores mencionados; errores sistemáticos existirán incluso después de haber tenido en cuenta estos factores debido a las deficiencias en el conocimiento actual del modo correcto de propagación. El estimado de la precisión del sistema Omega varia desde 0,5 a 1,0 millas náuticas durante el día y el doble de este valor durante la noche.

2. Propagación: alcance y estabilidad

Los sistemas Decca, Loran-C y Loran-D trabajan en baja frecuencia, en la región de 100 kHz. El Decca es un sistema de comparación de fase en onda continua y la señal recibida es una señal compuesta por la energía propagada por la onda de tierra y por la onda de espacio. El Loran-C y el Loran-D son sistemas de impulsos y han sido diseñados e instrumentados de manera que la onda de tierra pueda captarse sin alteración por la onda de espacio.

El sistema Omega trabaja a muy baja frecuencia (10 a 14 kHz) y la propagación puede considerarse que tiene lugar en un guionondas esférico formado por la tierra y la ionosfera. Este modelo de propagación se basa en los modos de resonancia del guionondas y no se consideran de forma explícita los saltos de la onda de espacio especifica.

2.1 Propagación en baja frecuencia (LF)

La figura 8 es una representación de la intensidad de campo de las ondas de espacio y terrestre a 100 kHz, para una potencia radiada de 100 kw. La intensidad de campo se indica en decibelios sobre un microvoltio por metro, y la distancia en millas náuticas. Las conductividades de la onda de tierra son: para el agua del mar (σ = 5 milimhos por metro), para tierra buena conductora (σ = 0,005) y tierra mala conductora (σ = 0,001). Se muestran las curvas típicas de intensidades de campo de la onda de espacio durante la noche para el primero y segundo saltos. También se indican dos curvas de intensidad de campo durante el día de la onda de espacio del primer salto; la propagación de la onda de espacio durante el día está sujeta a cambios diurnos y de la

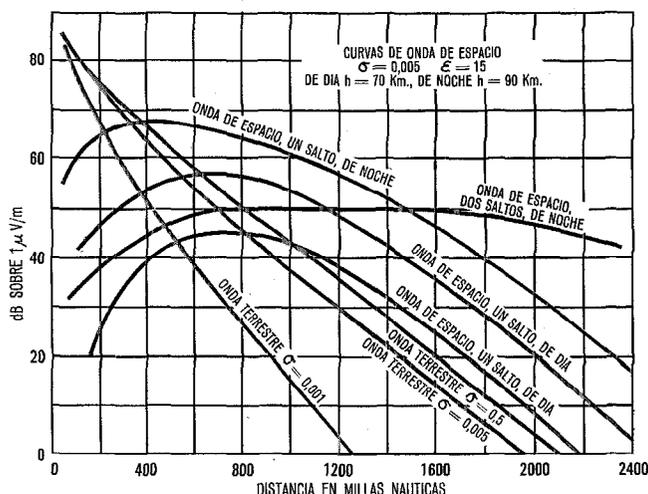


Fig. 8 Intensidad de campo de la onda de tierra y de la onda de espacio a 100 kHz para 100 kw.

estación del año, más bien amplios, y las dos curvas marcan los límites, aproximadamente, de las variaciones normales. La intensidad de campo del primer salto es independiente de la conductividad del terreno; sin embargo, no lo es la intensidad de campo de la onda de espacio de múltiples saltos (por ejemplo, las ondas de espacio de múltiples saltos se atenúan menos en las reflexiones en el agua del mar que en la tierra, debido al mayor coeficiente de reflexión del mar). El trayecto de la onda de espacio de dos saltos indicado, supone una buena conductividad del terreno.

La figura 9 representa el retardo de la onda de espacio, como función de la distancia desde el transmisor, para alturas efectivas de la ionosfera de 50, 70 y 90 kilómetros. Durante el día, la altura media aparente es aproximadamente 70 km; por la noche es de unos 90 km. El retardo mínimo para 70 km es de unos 30 microsegundos a 1200 millas náuticas. Se han observado alturas inferiores a 70 km, particularmente en épocas de mucha actividad solar. (Se ha observado que las erupciones solares de gran intensidad aumentan la densidad de ionización de la capa D y disminuyen su altura efectiva para las bajas frecuencias en 15 a 20 km de la normal. La intensidad de campo de la onda de espacio de LF puede también incrementarse en un orden de magnitud). Se ha observado que las épocas de elevada actividad solar tienen una periodicidad de, aproximadamente, 11,2 años, y se ha pronosticado el pico actualmente para el año en curso.

Johler y otros [5], han calculado la fase de la onda terrestre de baja frecuencia radiada por un dipolo eléctrico vertical elemental. En los cálculos de Johler se demostraron la influencia perturbadora del generador y el efecto de la conductividad finita de la tierra y la caída vertical de la permeabilidad de la atmósfera. Encontró conveniente expresar el campo total E como el producto de dos factores: el primario o campo en el espacio libre E_{pr} (voltios/metro), y el factor secundario F (sin dimensiones) que tiene en cuenta la influencia perturbadora del generador de energía en la tierra.

$$E = 2E_{pr}F.$$

El campo primario se define como

$$E_{pr} = \frac{Ak_1^2}{\omega d} \exp [i(k_1d - \omega t)]$$

$$k_1 = \frac{\omega}{c} n_1$$

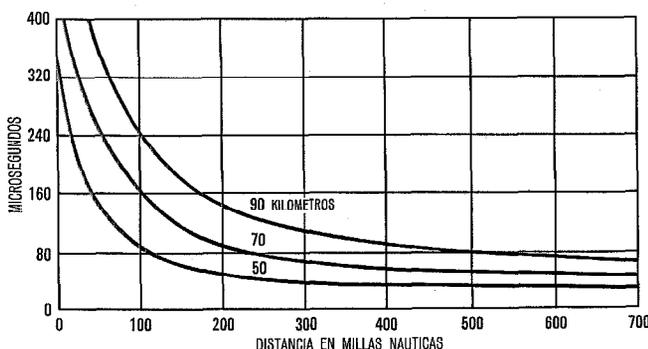


Fig. 9 Retardo de la onda de espacio con la distancia para distintas alturas de la ionosfera.

donde:

- A = constante, relacionada con la antena y con la energía radiada;
- k_1 = número de ondas de la atmósfera en la superficie de la tierra, en radianes por metro;
- n_1 = índice de refracción de la atmósfera en la superficie de la tierra;
- c = velocidad de la luz.

La fase del campo primario, despreciando la función del tiempo es:

$$\Phi' = k_1d = \frac{\omega}{c} n_1d.$$

Si Φ_c = fase del factor secundario F , entonces la fase total es:

$$\begin{aligned} \Phi &= \Phi' + \Phi_c \\ &= k_1d + \Phi_c. \end{aligned}$$

La fase puede también interpretarse como un retardo de tiempo equivalente t

$$t = \frac{\Phi}{\omega} = \frac{k_1d}{\omega} + \frac{\Phi_c}{\omega} = t' + t_c.$$

El término t' es un retardo del campo primario y es solamente función de la distancia y de la refractividad; el término t_c es la fase del factor secundario, expresada en tiempo.

La variación de Φ_c y t_c con la distancia y conductividad del terreno ha sido calculada por Johler [5] y se muestra en la figura 10.

Pueden esperarse cambios estacionales en el retardo de fase debidos a cambios correspondientes en la refracción atmosférica. También pueden esperarse cambios estacionales en la conductividad debidos a variaciones en la abundancia de la vegetación y en la humedad contenidas en la tierra. Estos cambios estacionales han sido difíciles de identificar ya que son muy pequeños.

La anterior discusión se refiere al caso en que el transmisor y el receptor están sobre la tierra. En aplicaciones a aeronaves, otro factor Δt_c puede tener importancia.

$$\Delta t_c = t_c(b_2) - t_c(b = 0)$$

donde b_2 es la altura del receptor.

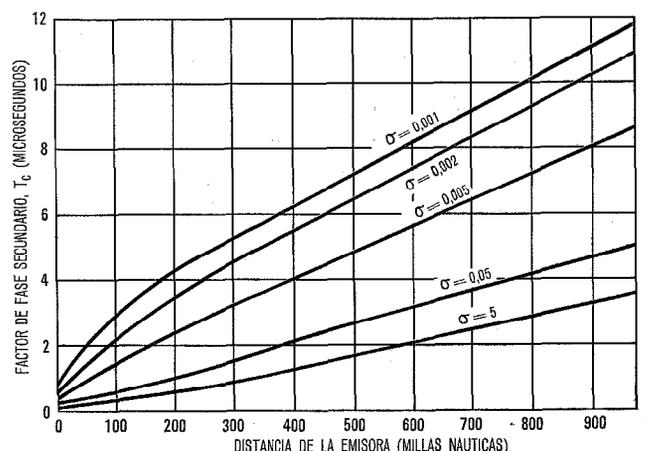


Fig. 10 Variación de la corrección del factor de fase secundario con la distancia para distintos valores de conductividad.

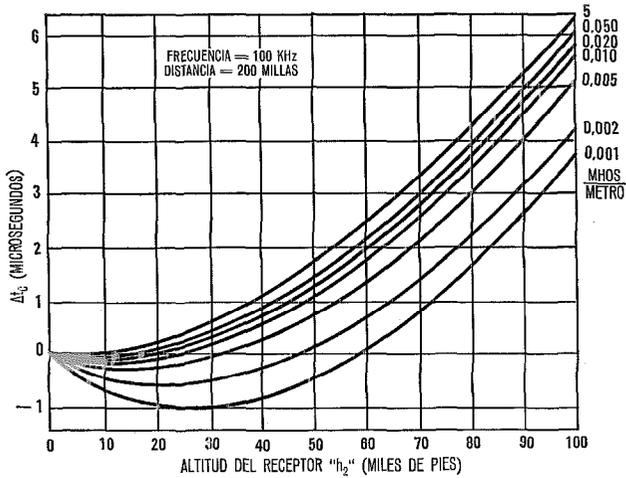


Fig. 11 Variación de la fase respecto la altura para distintos valores de conductividad.

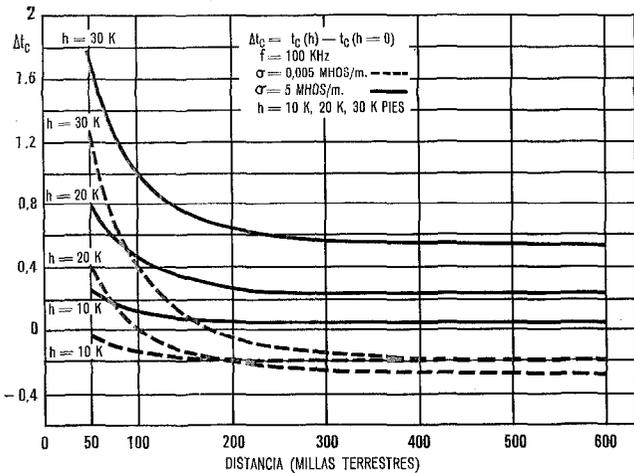


Fig. 12 Fase en función de la distancia y de la ganancia de altura de la onda terrestre de baja frecuencia (microsegundos).

El cálculo de t_c con respecto a la altura ha sido realizado por la Universidad de Michigan [10] y en la figura 11 se muestran los valores de Δt_c para una distancia de 200 millas y frecuencia de 100 kHz. La figura 12 da Δt_c para trayectos sobre el mar, o terrenos de buena conductividad en diversas condiciones de alturas y distancias.

2.2 Propagación a muy bajas frecuencias (VLF)

La intensidad de campo y la velocidad de propagación a VLF es un asunto complejo que ha sido tratado por diversos autores [1, 9, 11, 12]. Un modelo de propagación adecuado para el tratamiento analítico es el que nos proporciona un guíaondas esférico formado entre la tierra y la capa D de la ionosfera. Existen muchos modos resonantes que pueden propagarse en este guíaondas, cada uno con diferentes características de velocidad y atenuación. Los dos más importantes son los modos TM_1 y TM_2 . Naturalmente, sería de desear que existiera un solo modo que excediese a todos los demás en excitación y propagación y que predominase a todas las distancias. La intensidad relativa de campo de los modos TM_1 y TM_2 a varias distancias, es una función de la proporción de atenuación relativa de cada modo y de la ca-

pacidad relativa para excitar el guíaondas. El guíaondas esférico tierra-ionosfera se excita, aproximadamente, con la misma eficacia para los modos TM_1 y TM_2 , para las frecuencias próximas a 10 kHz. A medida que la frecuencia aumenta, la excitación del modo TM_1 se hace inferior a la del modo TM_2 , especialmente durante la noche.

El modo TM_2 generalmente se atenúa más rápidamente que el modo TM_1 a lo largo de la banda VLF, pero la atenuación diferencial del modo TM_2 con respecto al TM_1 aumenta a medida que disminuye la frecuencia. Una frecuencia de, aproximadamente, 10 kHz proporciona un único modo de propagación (TM_1) que excede ampliamente a todos los demás para todas las distancias necesarias. Por encima de esta frecuencia, por ejemplo, a 20 kHz el modo TM_2 será el dominante para varios miles de kilómetros y luego resulta casi igual al modo TM_1 para muy grandes distancias, produciéndose considerables perturbaciones de fase. Por debajo de 10 kHz, las transmisiones diurnas comienzan a aproximarse al corte del guíaondas, lo que produce elevada atenuación y una reducción significativa en la velocidad de fase. Esto último complica la predicción exacta de la fase y ocasiona un cambio diurno excesivamente grande. Se ha seleccionado la frecuencia de 10,2 kHz como transmisión principal del sistema Omega, con transmisiones adicionales a 11,33 y 13,6 kHz para facilitar una mejor determinación de la ruta y redundancia de navegación.

La teoría sobre la influencia funcional en la atenuación de las muy bajas frecuencias y en su velocidad de propagación, de factores tales como la frecuencia, efectos diurnos, estación del año, latitud, actividad solar, dirección de la propagación con relación al campo magnético terrestre y efectos de la conductividad de la superficie terrestre, se salen del alcance de este artículo. Sin embargo, se revisan aquí alguno de los resultados del amplio análisis realizado por Wait, Spies, Pierce, Swan-

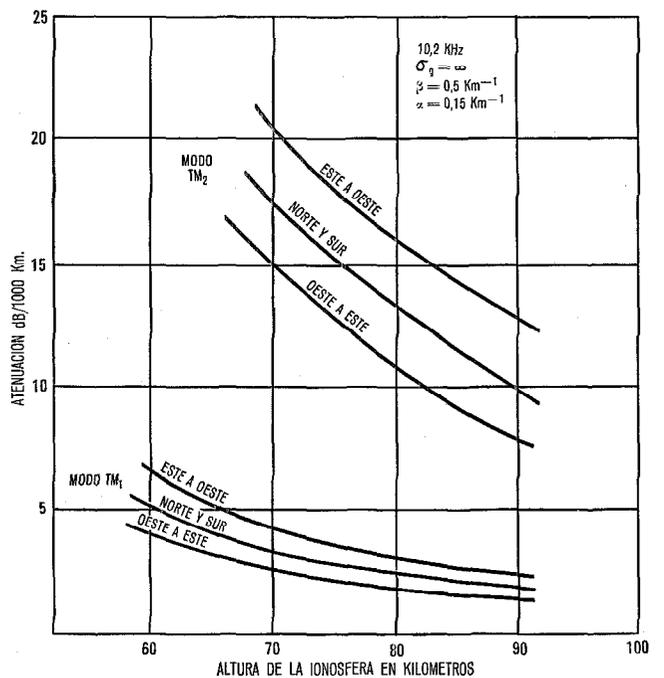


Fig. 13 Atenuación de la señal Omega (10,2 kHz) en función de la altura de la ionosfera para los modos TM_1 y TM_2 mostrando el efecto del campo magnético, (según Wait y Spies [12]).

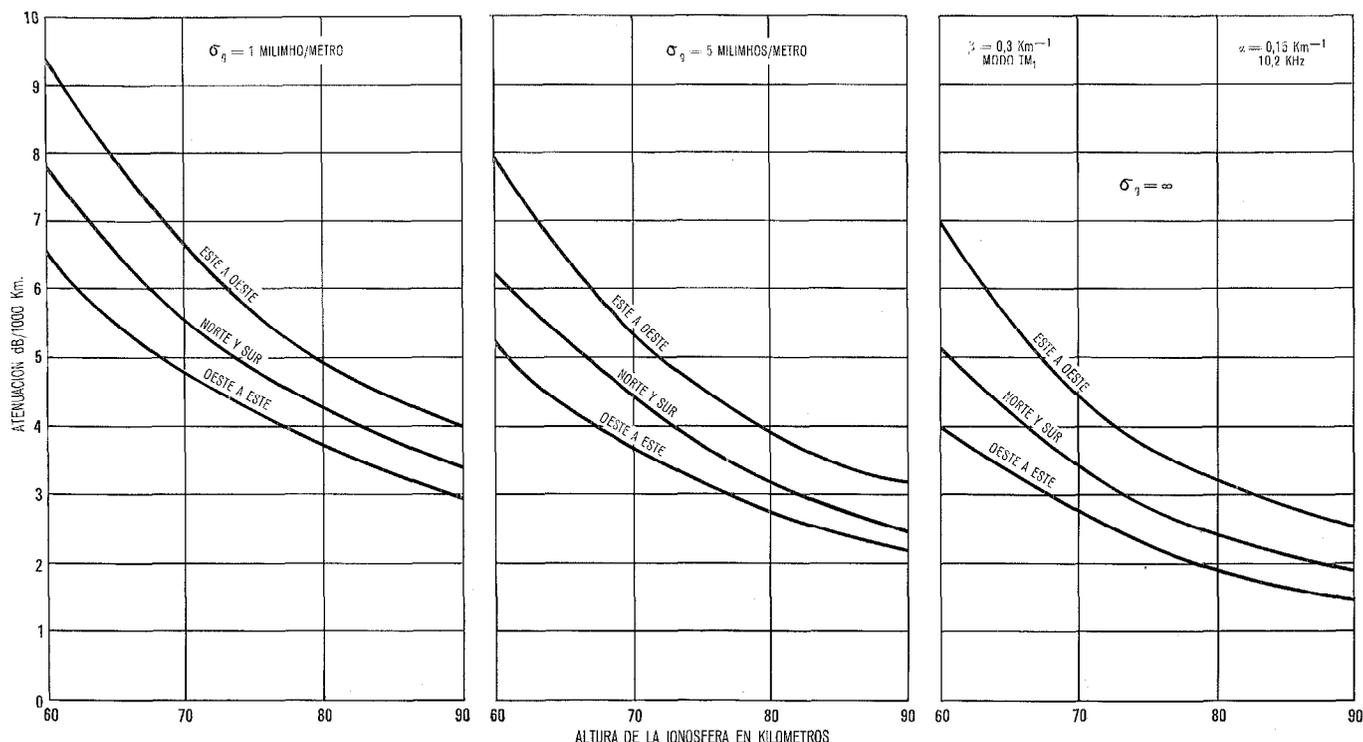


Fig. 14 Atenuación de la señal Omega (10,2 kHz) en función de la altura de la ionosfera, para los modos TM_1 y TM_2 mostrando el efecto de la conductividad del terreno y campo magnético, (según Wait y Spies [12]).

son y otros, ya que tienen aplicación en el sistema Omega.

La figura 13 muestra la atenuación de la señal Omega (10,2 kHz) como función de la altura de la ionosfera tanto para los modos TM_1 como TM_2 , indicando el efecto del campo magnético terrestre. Se han supuesto una conductividad infinita de la tierra, σ_g , un parámetro de gradiente ionosférico adecuado, β , y un parámetro de conductividad ionosférica α . Se desprende de la ilustración que la velocidad de atenuación del modo TM_2 es significativamente mayor que la del modo TM_1 , de manera que más allá de los 1000 kilómetros, aproximadamente, el modo TM_1 predomina lo suficiente para ser útil en navegación. (En la práctica, las líneas hiperbólicas para el sistema Omega, se muestran con líneas de puntos dentro de las primeras 650 millas náuticas a partir de la estación transmisora). La altura nominal de la capa ionosférica efectiva es, aproximadamente, de 70 km durante el día y de 90 km por la noche. (Las erupciones solares, las perturbaciones ionosféricas repentinas y las absorciones del casquete polar producen una reducción efectiva en la altura de la ionosfera). También se puede ver en la figura 13 que las señales se propagan con menor atenuación de Oeste a Este que de Este a Oeste debido a los efectos de la componente horizontal del campo magnético terrestre en la ionosfera.

La figura 14 muestra la atenuación de la señal Omega (10,2 kHz) en función de la altura ionosférica, indicando el efecto de la conductividad del terreno y del campo magnético terrestre. Una conductividad $\sigma_g = \infty$, da resultados representativos de trayectos sobre el mar, $\sigma_g = 5$ milimhos por metro, indican trayectos sobre terreno

buen conductor y $\sigma_g = 1$ milimho por metro, indican trayectos de mala conductividad, tales como se encuentran en el Artico.

La figura 15 representa la velocidad de fase como función de la altura efectiva de la ionosfera, indicando

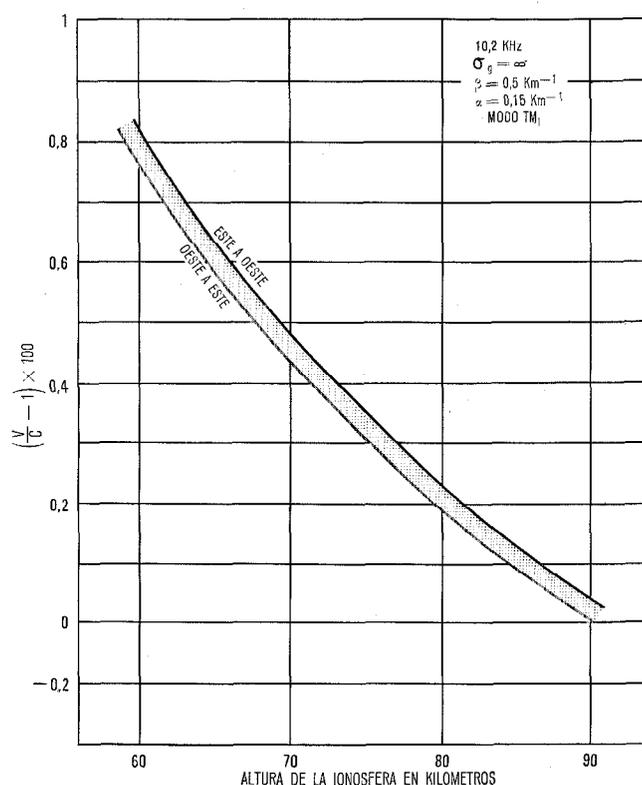


Fig. 15 Velocidad de fase en función de la altura de la ionosfera, mostrando el efecto del campo magnético, (datos de Wait y Spies [12]).

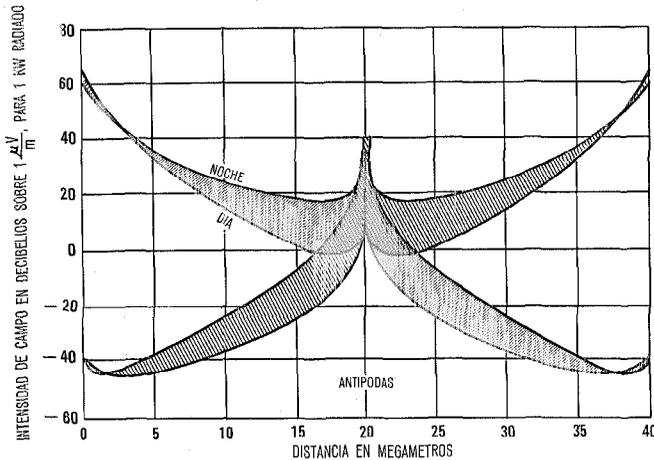


Fig. 16 Transmisión de 10,2 kHz de Norte a Sur y de Sur a Norte (de Pierce y otros [31]).

también el efecto del campo magnético terrestre. En coordenadas se indica el porcentaje de aumento de la velocidad de fase sobre la velocidad de la luz, c , en el espacio libre.

Las figuras 16 y 17 muestran la intensidad de campo de la señal Omega [40] a 10,2 kHz en función de la distancia. Se supone una potencia radiada de 1 kw y condiciones normales de baja latitud (no se incluye la atenuación extra debida a la baja conductividad del terreno que se encuentra en las regiones árticas). La figura 16 se refiere a la transmisión a lo largo del campo magnético terrestre (Norte a Sur); la figura 17 se refiere a la transmisión de Oeste a Este y de Este a Oeste. Las bandas densamente rayadas indican las intensidades de campo estimadas a las distancias indicadas en abcisas. Las bandas ligeramente rayadas representan la señal propagada en la dirección opuesta, alrededor de la tierra. Las barras verticales representan el límite de alcance de utilidad del sistema que está limitado por el excesivo nivel de interferencia procedente de la señal que ha dado la vuelta a la tierra.

Estos alcances son:

Dirección de propagación	Alcance máximo, aproximado	
	(km)	(millas náuticas)
Norte y Sur	15.000	8.000
Oeste a Este	21.000	11.300
Este a Oeste	9.000	4.800

Las mayores variaciones en fase y en amplitud de las señales Omega se deben a efectos diurnos. Están asociadas con el cambio ionosférico debido al ángulo cenital solar sobre el trayecto de propagación. (Otros cambios más pequeños se deben a la estación del año y latitud, lo que también está relacionado, principalmente, con la variación con que se ve afectado el ángulo cenital solar). Las variaciones diurnas en latitudes ecuatoriales difieren marcadamente de las correspondientes a latitudes polares. La intensidad de campo se reduce, desde su valor durante la noche, siguiendo el tránsito del amanecer, a lo largo del camino de propagación, hasta que

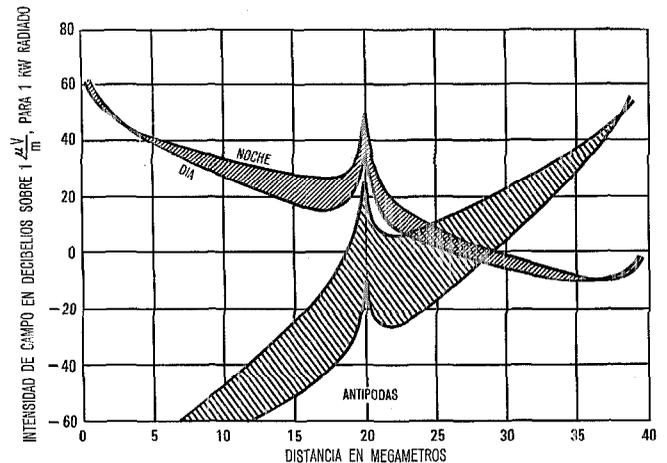


Fig. 17 Transmisión de 10,2 kHz en las proximidades del Ecuador. (De Pierce y otros [31]).

La figura representa la transmisión de Oeste a Este. Para la transmisión de Este a Oeste debe invertirse la escala de abcisas, con 40 a la izquierda y 0 a la derecha. (De Pierce y otros [31]).

el trayecto completo resulta con luz del día. Análogamente tiene lugar un cambio de fase durante el día, a medida que la altura efectiva de la ionosfera se reduce al pasar de la noche al día. Afortunadamente, existe periodicidad, día a día, en estas variaciones de fase y amplitud. Sin embargo, pueden producirse ocasionalmente amplias variaciones. Súbitas anomalías de fase relacionadas con radiaciones de rayos X provocadas por una erupción solar, pueden ocasionar un intenso avance en la fase en trayectos diurnos, con un tiempo de recuperación típico de una hora. Estas anomalías repentinas de fase pueden ocurrir varias veces al día, durante períodos de muy alta actividad solar, hasta quedar casi anuladas durante periodos de reposo del ciclo de las manchas solares. Las absorciones del casquete polar afectan a la propagación de las frecuencias muy bajas en las proximidades de los polos geomagnéticos. Estas absorciones ocurren muy raras veces pero su efecto es intenso y pueden durar hasta dos semanas. Estos efectos son ocasionados por un descenso de la capa reflectora ionosférica de, aproximadamente, 10 km, producido por la llegada de una radiación de protones solares (ocasionada por una erupción solar). Los efectos están restringidos a regiones cuyas latitudes magnéticas son superiores a 60 grados.

2.3 Observaciones de Pierce y Swanson

En 1966 C. W. Earp [26-A] de Standard Telecommunication Laboratories de ITT, propuso una técnica para hacer mínimos los errores del sistema Omega relativos a las variaciones en propagación empleando las transmisiones Omega redundantes en 10.2 y 13.6 kHz. Pierce observó también que para algunos guiaoondas el producto de las velocidades de grupo y de fase permanecían constantes y pensó que esta forma de relación podría también ser verdadera con guiaoondas esféricos, formados por la tierra y la ionosfera, dentro de los cuales se propagaban las ondas de VLF. Ambos razonaron que con una combinación, ponderada adecuadamente, de las medidas a las dos

frecuencias discretas, podría esperarse obtener significativamente mejor exactitud que la que se obtendría con medidas a cualquiera de las frecuencias aisladamente. Swanson y Hepperley han examinado también este concepto de "Omega compuesto".

Como antes se ha dicho, Pierce observó que muchos guiondas para los que se han obtenido soluciones matemáticas exactas, presentan la característica

$$V_p V_g = V_o^2$$

en donde:

- V_p = velocidad de fase en el guiondas
- V_g = velocidad de grupo en el guiondas
- V_o = velocidad de propagación en el medio contenido en el guiondas.

Esta ecuación es sólo aplicable por encima de la frecuencia de corte, que, como antes se ha indicado, es la región de interés para la propagación de las frecuencias Omega. Pierce sugirió que la velocidad de propagación en el medio, V_o , puede ser relativamente constante, aunque las velocidades de grupo y de fase pueden variar debido a los cambios en la ionosfera. Dedució que se podría obtener una característica deducida, que sería más

estable que cualquiera de las únicas medidas de fase de portadora y obtuvo la siguiente ecuación:

$$T_0 = mT_2 - (m-1)T_1$$

donde:

T_2 es la diferencia de tiempo, equivalente a la diferencia de fase observada a la frecuencia $f_2 = 13,6$ kHz;

T_1 es la diferencia de tiempo, equivalente a la diferencia de fase a la frecuencia $f_1 = 10,2$ kHz;

m es una cantidad seleccionada para obtener el mejor valor de T_0 que da la máxima estabilidad;

T_0 es la diferencia de tiempo que se obtendría para una velocidad de propagación V_o .

Analíticamente, puede predecirse que el valor óptimo de m es 9/4. Los resultados empíricos han confirmado esta selección. Por tanto,

$$T_0 = 2,25 T_2 - 1,25 T_1.$$

Tanto Pierce [30] como Swanson [35] han analizado considerable número de datos de observación. Mientras que Pierce deduce que la dispersión normal de las observaciones compuestas es, aproximadamente, la mitad

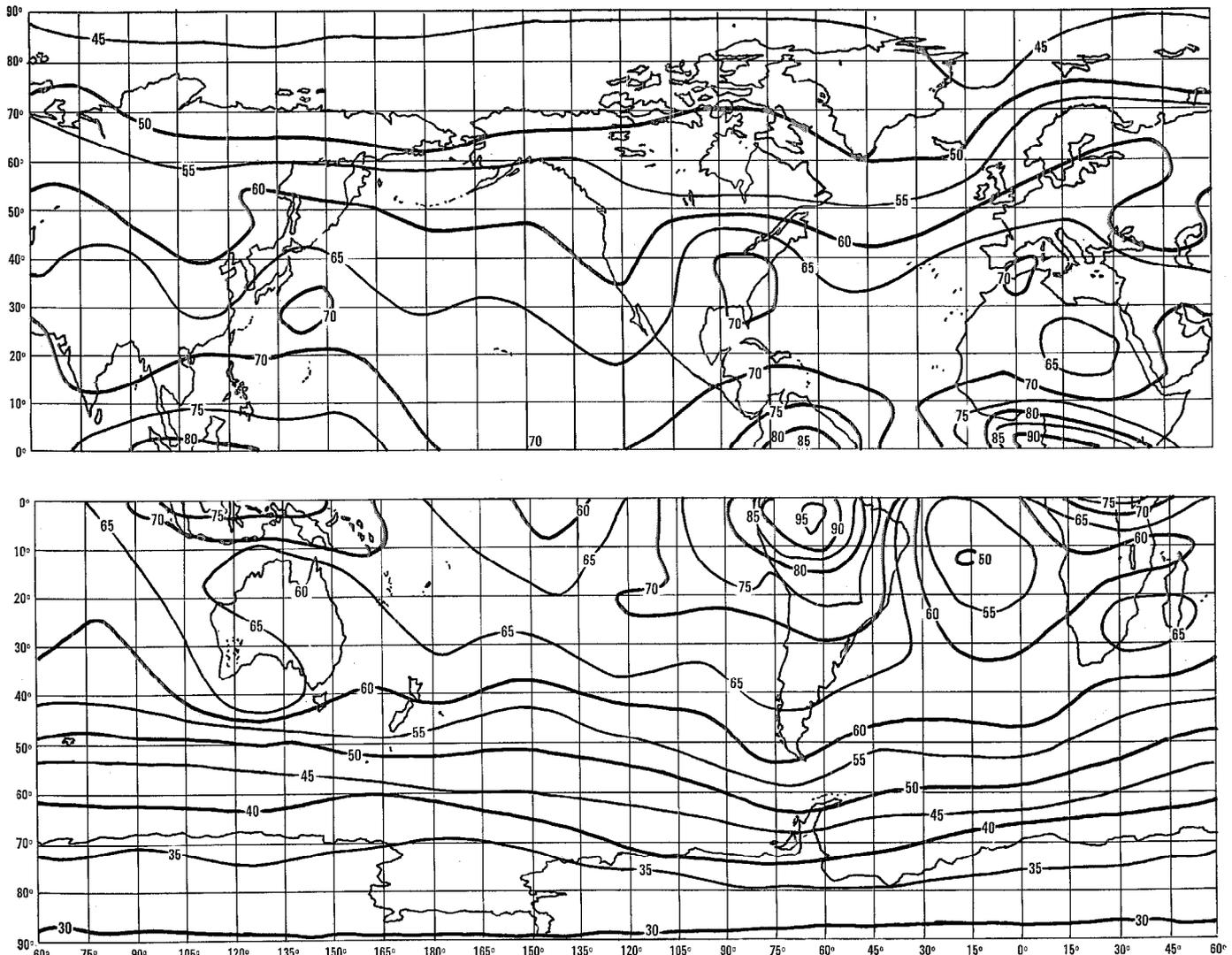


Fig. 18 Valores esperados del ruido atmosférico de radio F_{am} (dB sobre $kT_o b$ a 1 MHz). (Invierno 0000 a 04 horas). (De CCIR 322 [13]).

de la dispersión a la frecuencia portadora más baja, los resultados de Swanson muestran que la señal Omega compuesta es aproximadamente el 30 por ciento más exacta que la frecuencia portadora inferior (10,2 kHz), y el 10 por ciento menos exacta que la frecuencia portadora más alta (13,6 kHz). Ambos investigadores deducen que el mérito del Omega compuesto aumenta cuando la estabilidad de la portadora disminuye; y que pueden esperarse comparativamente mejoras con un factor de dos a tres sobre trayectos en el Artico, durante absorciones del casquete polar.

3. Ruido atmosférico

El ruido atmosférico se produce principalmente por las descargas eléctricas que se originan durante las tormentas. El nivel del ruido depende, pues, de la frecuencia, hora del día, clima, estación del año y lugar geográfico.

Aunque está sujeto a variaciones debidas a zonas borrascosas locales, el ruido disminuye generalmente a medida que aumenta la latitud sobre la superficie del globo. El ruido es particularmente intenso durante la estación de las lluvias en áreas tales como las del Caribe, Indias Orientales, Africa ecuatorial, Norte de la India, etc.

Existen mapas en los que se indica el nivel del ruido atmosférico para diversas partes del mundo; en la figura 18 se muestra un mapa de este género para la hora local de 0 a 4, en invierno. En este mapa se indica el nivel de ruido medio en decibelios sobre kT_0b a la frecuencia de 1 MHz, recibido con un dipolo corto vertical puesto a tierra (k es la constante de Boltzmann, T vale 290 grados Kelvin y b es la anchura de banda del receptor en Hz). Este parámetro, F_a , está relacionado con la intensidad eficaz de campo de ruido, E_n , por la expresión.

$$E_n = F_a + 20 \log_{10} f_{MHz} = 65,5 + \log_{10} BW_{kHz}$$

donde E_n = campo eficaz de ruido en decibelios sobre

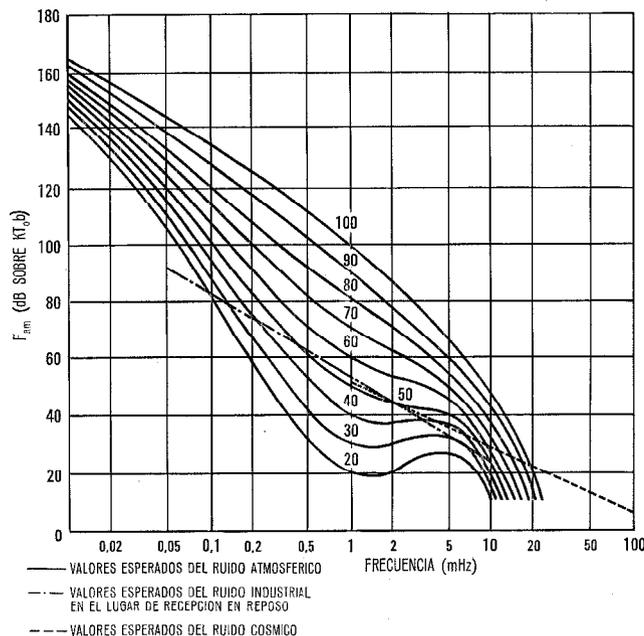


Fig. 19 Variación del ruido de radio con la frecuencia. (Invierno 0000 a 0400 horas). (De CCIR 322 [13]).

un microvoltio por metro para la frecuencia y anchura de banda especificada, F_a = nivel de ruido en decibelios sobre kTb a 1 MHz y para 1 kHz de anchura de banda, y f_{MHz} = frecuencia en megahertzios, BW_{kHz} = anchura de banda en kilohertzios.

En la figura 19 se muestra la dependencia, respecto de la frecuencia, del ruido atmosférico para el mismo tiempo y estación. En el informe 322 del CCIR [13] se da la distribución mundial del ruido de radio a frecuencias entre 0,01 y 100 MHz. En este informe, el valor esperado del ruido de radio se basa con medidas hechas con una antena vertical corta, sobre un terreno perfectamente conductor.

Utilizando los datos del informe 322 del CCIR, se han

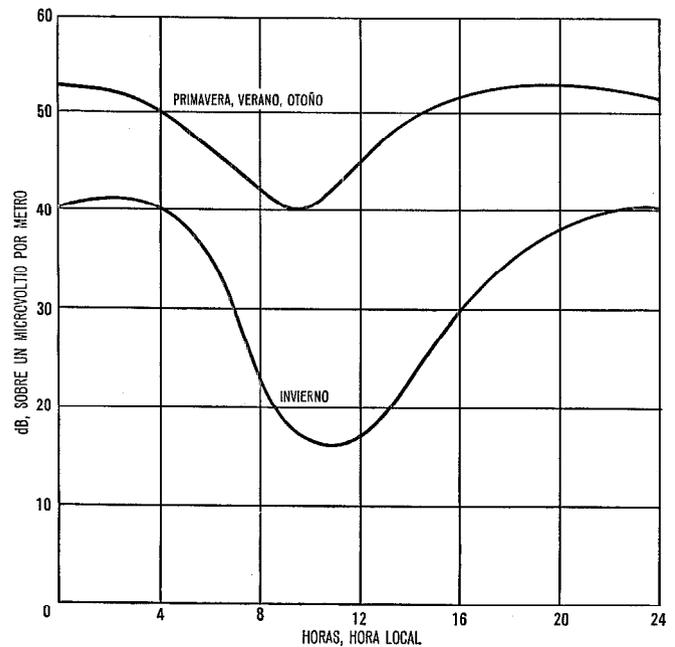


Fig. 20 Nivel del ruido medio en el Sudeste de Asia (ancho de banda 20 kHz a 100 kHz).

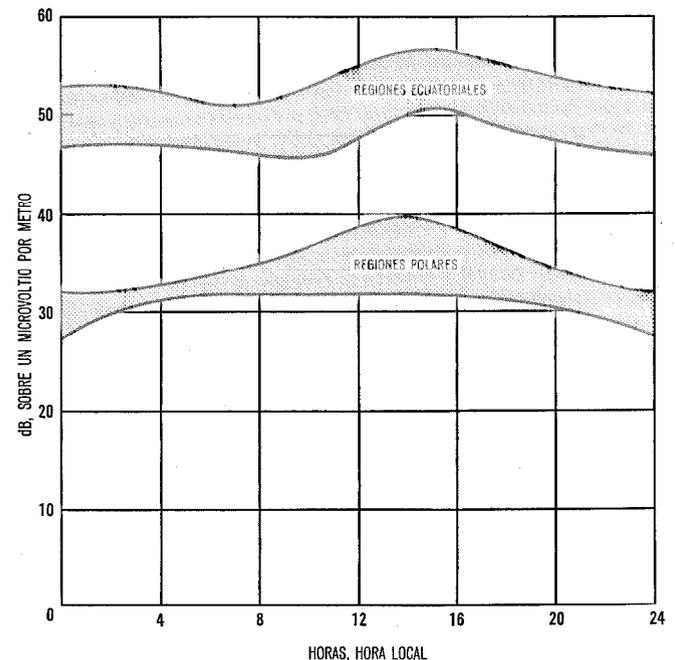


Fig. 21 Nivel medio del ruido normal (ancho de banda 100 Hz a 10 kHz).

determinado los niveles de ruido atmosférico para la banda de frecuencias del sistema, Loran C/D en el Sudeste Asiático. La figura 20 muestra el ruido medio en decibelios, sobre un microvoltio por metro, en función de la hora local, para una anchura de banda de 20 kHz. La curva superior representa las condiciones que se tienen en primavera, verano y otoño; la curva inferior representa las condiciones de invierno.

La figura 21 representa el ruido mundial medio (en decibelios sobre un microvoltio por metro, en función de la hora local), en VLF (10 kHz) para una anchura de banda de 100 Hz. A muy bajas frecuencias (VLF), las condiciones de ruido no varían de manera notable, ni diurna ni estacionalmente. La curva superior de la figura 21 es

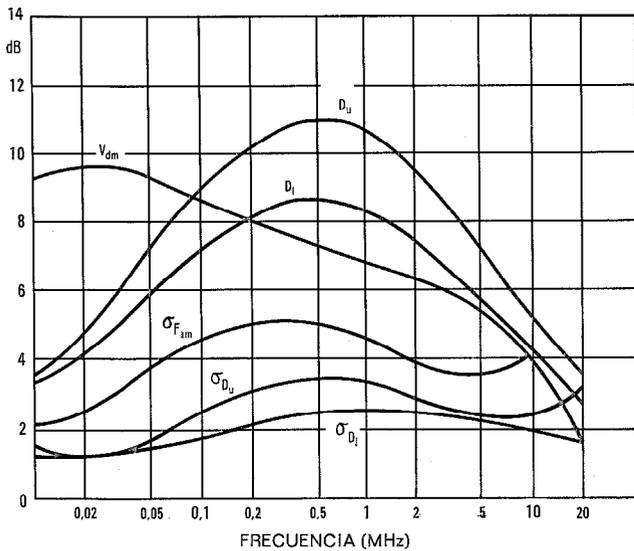


Fig. 22 Caracter y variabilidad del ruido.

- $\sigma_{F_{am}}$ = Desviación normal de valores de F_{am} .
 - D_u = Relación de la decila superior al valor medio F_{am} .
 - σ_{D_u} = Desviación normal de D_u .
 - D_l = Relación del valor medio a la decila inferior.
 - σ_{D_l} = Desviación normal de D_l .
 - V_{dm} = Valor que se espera de la desviación media del promedio de voltaje. Ancho de banda 200 Hz.
- (De CCIR 322 [13]).

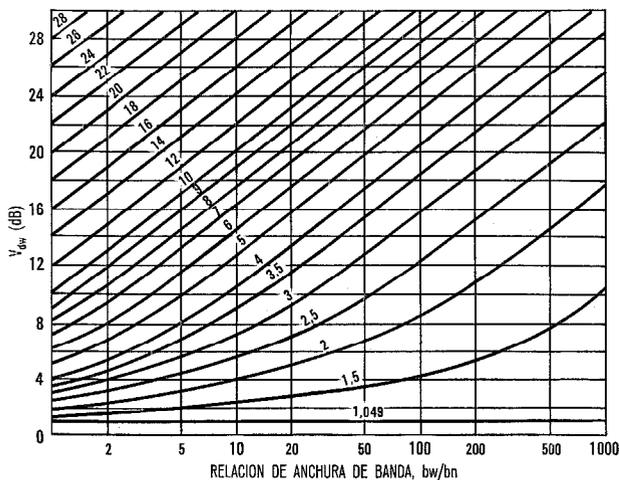


Fig. 23 Gráfico de conversión de V_d para un ancho de banda, en otro para distinto ancho de banda. Los valores de V_{dw} y V_{dn} se leen en la línea apropiada para la relación de anchura de banda.

- b_w = es la anchura de banda mayor.
 - b_n = es la anchura de banda menor.
- (De CCIR 322 [13]).

típica de regiones ecuatoriales y la curva inferior de regiones polares.

En la figura 22 se muestra una medida de la variabilidad del ruido con respecto al valor previsto en cada bloque de tiempo. V_{dm} es el valor medio esperado de la desviación de voltaje, V_d , que se define como la relación (dB) del voltaje eficaz al voltaje medio de la envolvente de ruido. Los valores indicados de V_{dm} se refieren a una anchura de banda de 200 Hz. La figura 23 permite determinar V_{dm} para diferentes anchuras de banda.

Por ejemplo, a 100 kHz:

- $V_{dm} \approx 9$ dB (anchura de banda 200 Hz, figura 22)
- $V_{dm} \approx 29$ dB (anchura de banda 20 kHz, figura 23).

La figura 24 muestra la distribución probable de amplitud del ruido atmosférico en función de V_d . Las curvas se dan respecto al parámetro V_d y expresadas en decibelios. Para una anchura de banda del receptor de 20 kHz, como en el Loran-C, el ruido atmosférico excede de su valor eficaz en menos del 1 por ciento del tiempo, es decir, el ruido está caracterizado por impulsos muy agudos con períodos de relativo reposo entre impulsos (también el 75 por ciento del tiempo la amplitud del ruido atmosférico puede esperarse que esté, más de 40 db por debajo de su valor eficaz). En consecuencia, pueden resultar muy efectivas contra este tipo de ruido en el mundo real, técnicas mediante las cuales, se descarten las muestras de señal, durante irrupciones de ruidos intensos.

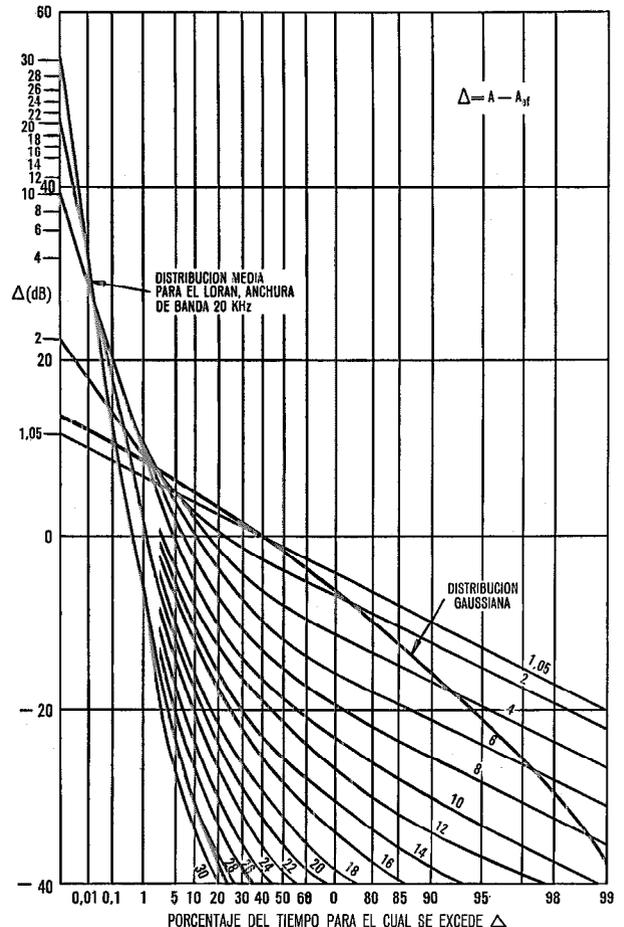


Fig. 24 Distribución de la probabilidad de amplitud de la envolvente de ruido. (Adoptado de CCIR 322 [13]).

4. Exactitud de la posición

4.1 Fundamentos matemáticos

La fijación de una posición viene determinada por la intersección de dos líneas de posición. Cada una de las líneas de posición puede estar afectada de un error. La figura 25 muestra la intersección de dos de estas líneas de posición en escala aumentada.

Una medida normalizada del error para una línea de posición (error dimensional) es su desviación normal, error eficaz, o sigma (σ). Cada uno de estos términos significa lo mismo. Numericamente, una sigma (σ) corresponde al 68 por ciento de la distribución, es decir, si se

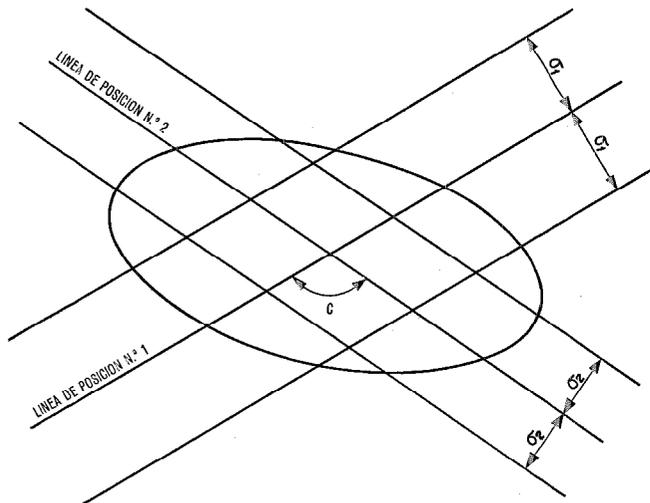


Fig. 25 Intersección de dos líneas de posición.

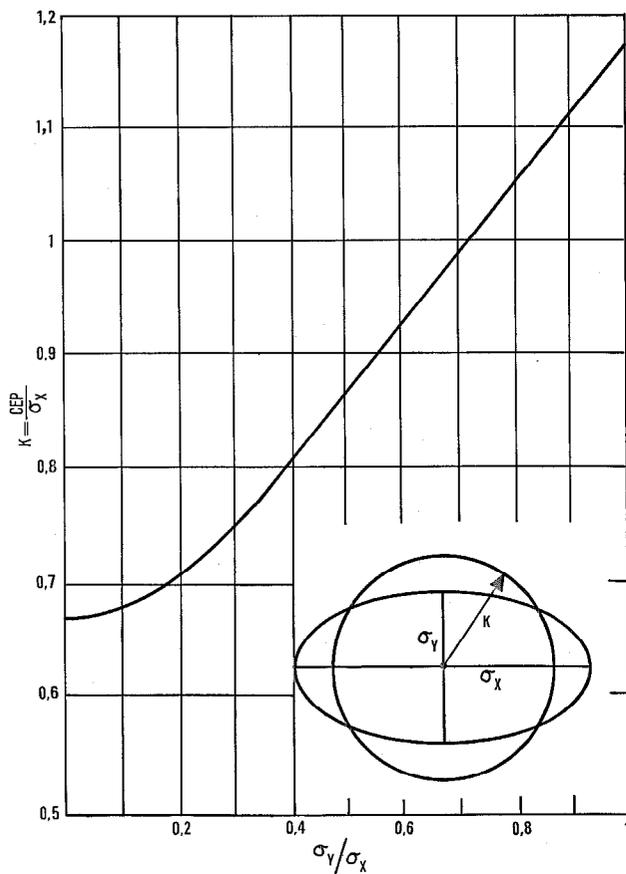


Fig. 26 Elipse de error y círculo de probabilidad equivalente. (De Burt y otros [14]).

hace un amplio numero de medidas de una cantidad dada, el 68 por ciento no serán mayores de una sigma; análogamente 2σ corresponde al 95 por ciento de la distribución, y 3σ al 99,6 por ciento de la distribución.

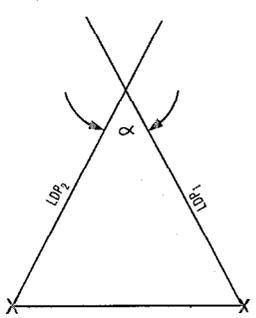
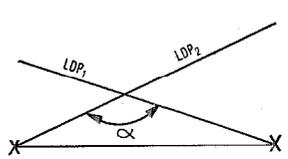
La medida más útil para describir un error bidimensional es el círculo de error probable (CEP). Este término CEP se utiliza para indicar el radio de un círculo dentro del cual hay un 50 por ciento de posibilidades de que ocurra el hecho, aún cuando la figura de error real pueda ser una elipse. La figura 26 muestra la relación entre la elipse de error y el círculo de probabilidad equivalente.

W. Allan Burt y otros [14] han elaborado un tratamiento completo de las técnicas matemáticas utilizables en la evaluación precisa de la fijación de la posición y en los sistemas de navegación. En la tabla 3 se resumen los símbolos utilizados. Las suposiciones más importantes que se hacen son las siguientes:

- se han eliminado los errores sistemáticos y sólo están presentes errores casuales;
- los errores asociados con las dos líneas de posición son independientes;
- se supone que los errores presentan una distribución normal.

La figura 27 muestra la elipse de error básica con desviaciones normales de las líneas de posición σ_1 y σ_2 ,

Tabla 3 - Lista de símbolos.

<p>LDP Línea de posición.</p> <p>En un punto determinado por la intersección de dos líneas de posición, se tiene:</p> <p>σ_1 = Desviación normal asociada con LDP 1, medida en sentido perpendicular a la LDP.</p> <p>σ_2 = Desviación normal asociada con LDP 2, medida perpendicular a la LDP.</p> <p>α = Ángulo entre las dos líneas de posición, también (y de manera equivalente) ángulo entre LDP 1 y LDP 2, como se indica en las figuras.</p> <div style="display: flex; justify-content: space-around;">   </div> <p>σ^* = Desviación normal ficticia.</p> <p>α^* = Ángulo de intersección ficticia.</p> <p>La combinación de σ^*, σ_x, y α^* representa una descripción equivalente de una distribución de probabilidad descrita realmente por σ_1, σ_2, y α.</p> <p>Después de la transformación desde una distribución de probabilidad descrita por σ_1, σ_2, y α, a una distribución equivalente definida en términos de los ejes de una elipse, tenemos:</p> <p>σ_x = Desviación normal sobre el eje mayor.</p> <p>σ_y = Desviación normal sobre el eje menor.</p>

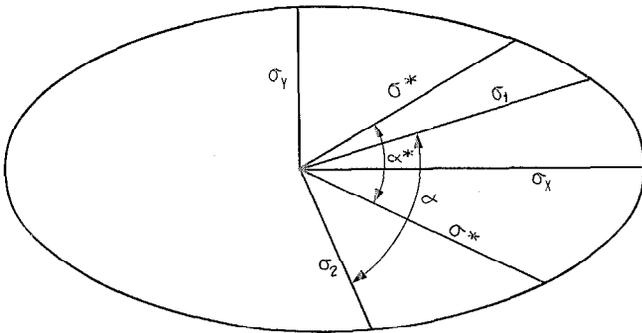


Fig. 27 Parámetros transformados de la elipse de error.

y el ángulo de cruce α entre las líneas de posición. También se muestran las correspondientes desviaciones normales ficticias, equivalentes e iguales, α^* , para un ángulo ficticio de intersección α^* , y las desviaciones normales ortogonales correspondientes, σ_x y σ_y , sobre los ejes de la elipse de error. Pueden deducirse las siguientes relaciones:

$$\sigma^* = \frac{\text{sen } 2\beta \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}}{\sqrt{2}}$$

$$\alpha^* = \text{arco sen} (\text{sen } 2\beta \text{ sen } \alpha)$$

donde

$$\beta = \text{arco tag } \frac{\sigma_1}{\sigma_2}$$

σ^* y α^* pueden obtenerse de las figuras 28 y 29. La figura 30 muestra curvas paramétricas que relacionan R , radio de un círculo de probabilidad de error, P , σ^* , desviación normal ficticia equivalente, y α^* , ángulo de intersección ficticia equivalente. De esta manera, si se especifican tres cualesquiera de estos parámetros, puede determinarse el cuarto.

Consideremos el siguiente ejemplo:

- $\sigma_1 = 50$ metros
- $\sigma_2 = 30$ metros
- $\alpha = 60^\circ$.

Hállese el círculo de error probable.

De la figura 28

$$\begin{aligned} \text{Factor } \sigma^* &= 0,73 \text{ y} \\ \sigma^* &= 0,73 \times 50 = 36,5 \text{ metros.} \end{aligned}$$

De la figura 29

$$\alpha^* = 50 \text{ grados.}$$

A partir de la figura 30 se determina el círculo de error probable (CEP):

$$\begin{aligned} \text{Se entra con } P &= 50 \text{ por ciento y } \alpha^* = 50 \text{ grados.} \\ \text{Se obtiene } R/\sigma^* &= 1,42 \text{ y} \\ R &= 1,42 \times 36,5 = 52 \text{ metros.} \end{aligned}$$

Puede también interesar la determinación de σ_x y σ_y , desviaciones normales sobre los ejes mayor y menor de la elipse. Esto puede hacerse utilizando las figuras 28 y 29 y como argumentos de entrada α^* y $\alpha = 90$ grados.

Por ejemplo, en el anterior problema:

$$\begin{aligned} \text{Se entra en la figura 29 con } \alpha^* &= 50 \text{ grados,} \\ \alpha &= 90 \text{ grados y se obtiene } \sigma_y/\sigma_x = 0,47. \end{aligned}$$

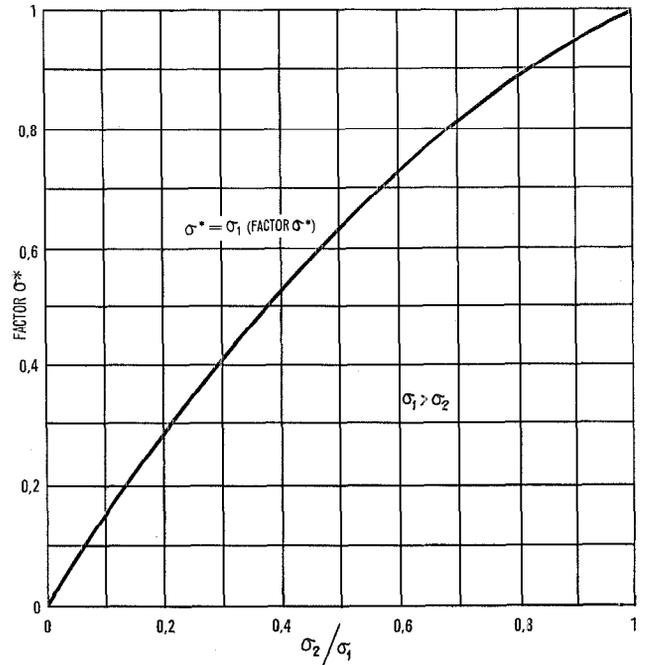


Fig. 28 Factor σ^* respecto a la relación $\frac{\sigma_2}{\sigma_1}$. (De Burt y otros [14]).

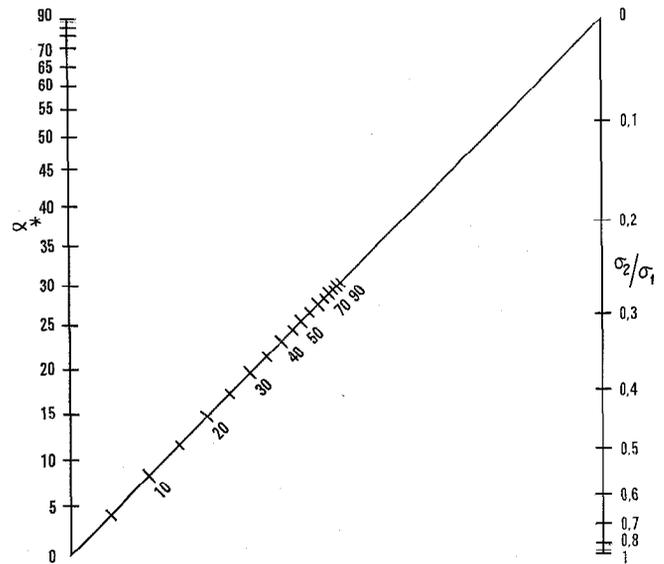


Fig. 29 Nomograma para obtención de α^* . (De Burt y otros [14]).

Se entra en la figura 28 con $\sigma_y/\sigma_x = 0,47$ y se obtiene Factor $\sigma^* = 0,6$.

Pero $\sigma^* = 36,5$ metros, por tanto,

$$\begin{aligned} 0,6 \sigma_x &= 36,5 \\ \sigma_x &= 61 \text{ metros} \\ \sigma_y &= 29 \text{ metros.} \end{aligned}$$

4.2 Gradiente de un sistema hiperbólico

La desviación normal de un sistema de navegación hiperbólico se expresa generalmente en términos de microsegundos de error de diferencia de tiempo. La desviación normal correspondiente en unidades de distancia es una función de la velocidad de las ondas radioeléctricas y del ángulo θ , que subtiende las dos estaciones

transmisoras en la posición del receptor. La relación entre las unidades de distancia y las de tiempo, es la siguiente:

$$\sigma_d = \frac{w}{\text{sen } \frac{\theta}{2}} \sigma_t$$

Con σ_t expresada en microsegundos, los siguientes valores de w corresponden a la unidad de distancia seleccionada para σ_d .

- $w = 492$ pies por microsegundo
- $w = 150$ metros por microsegundo.

En la figura 31 se da un nomograma para determinar los contornos de precisión constante para una terna de estaciones. Nótese que en esta figura se define d_{ef} en lugar del círculo de error probable.

4.3 Contornos de precisión del sistema Loran

Se han elaborado contornos de precisión para la cadena Loran-C del Sudeste Asiático. La estación principal está en Sattahip, Tailandia; la secundaria X en Lampang, Tailandia; la secundaria Y en la isla Con Son, Vietnam del Sur y la Z en Tan My, en Vietnam del Sur. Los contornos de precisión suponen que las desviaciones normales para DT_x , DT_y y DT_z son iguales y que los contornos se han elaborado para configuraciones de ternas independientes M, X, Z (Fig. 32), y M, Y, Z (Fig. 33). Los contornos expresan el CEP en metros, correspondientes a una desviación normal de diferencia de tiempo de un microsegundo.

En el Sudeste Asiático, la relación señal a ruido del sistema Loran-C es muy buena debido a la elevada

potencia de transmisión (100 kw) y las relativamente pequeñas exigencias de alcance, en consecuencia, el error de ruido de fluctuación puede reducirse al mismo

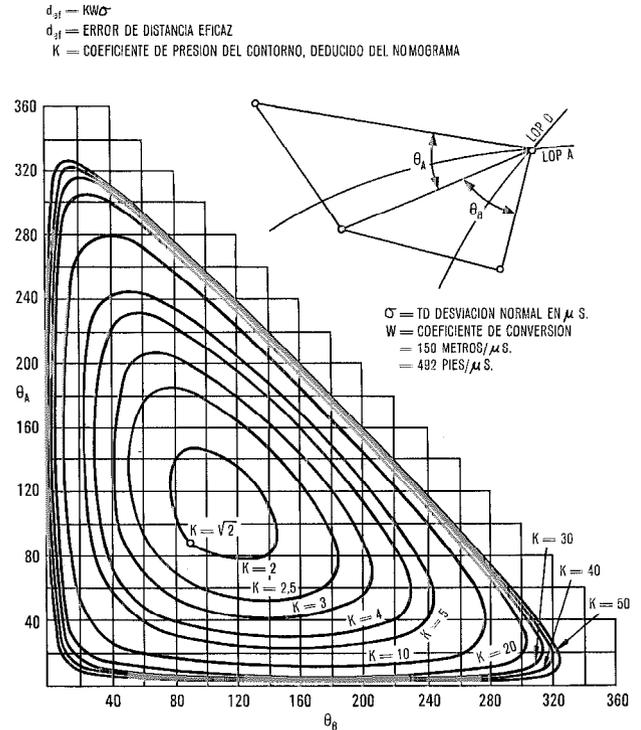


Fig. 31 Nomograma para calcular líneas de exactitud geométrica constante.

- $d_{ef} = KW\sigma$
- d_{ef} = Media cuadrática de error de distancia
- K = Coeficiente de exactitud del contorno del nomograma
- σ = DT — Desviación normal en microsegundos
- w = Coeficiente de conversión 150 m/ μ s (402 pies/ μ s).

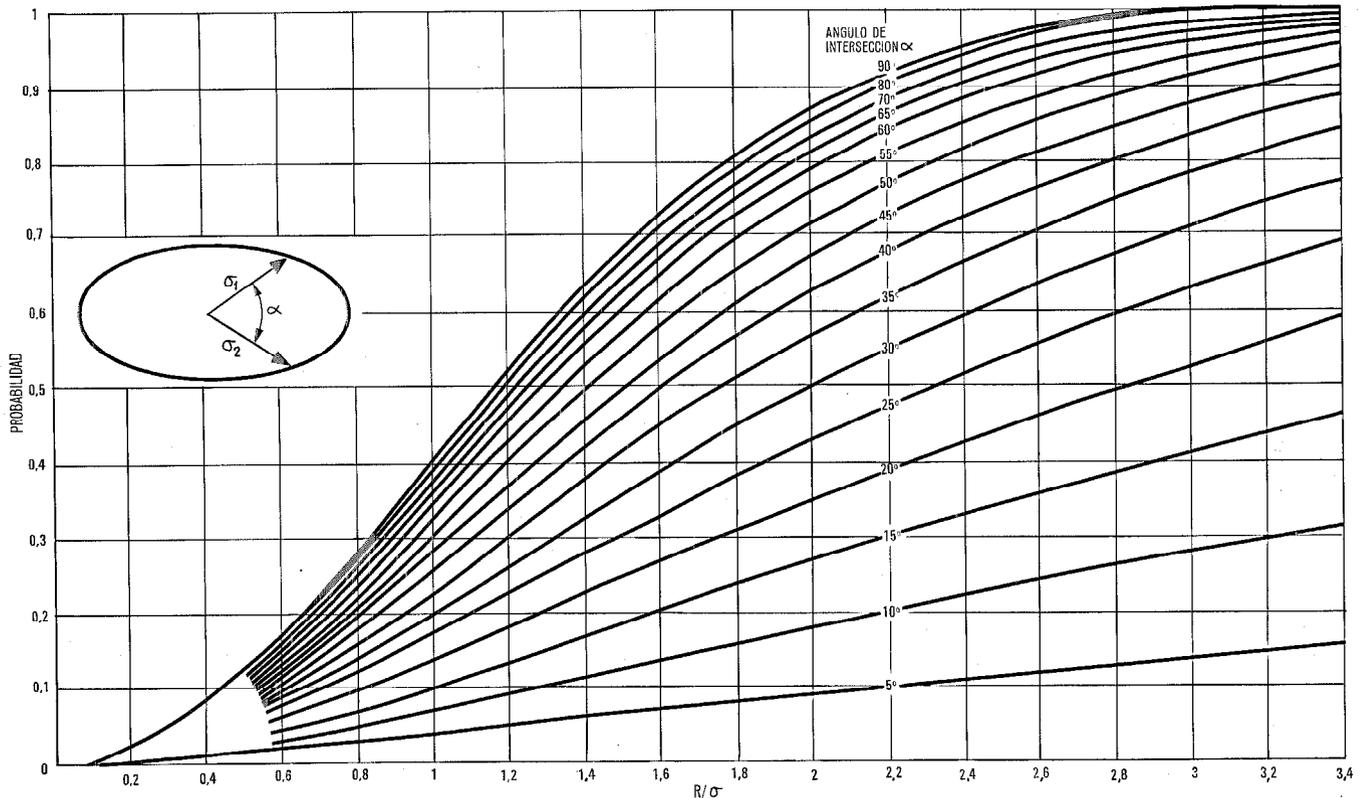


Fig. 30 Probabilidad en función de R/σ y α para distribuciones elípticas con dos desviaciones normales iguales. Este gráfico puede usarse directamente cuando $\sigma_1 = \sigma_2$. Para $\sigma_1 \neq \sigma_2$ convertir a σ^* y α^* y luego entrar en el gráfico con estos valores. (De Burt y otros [14]).

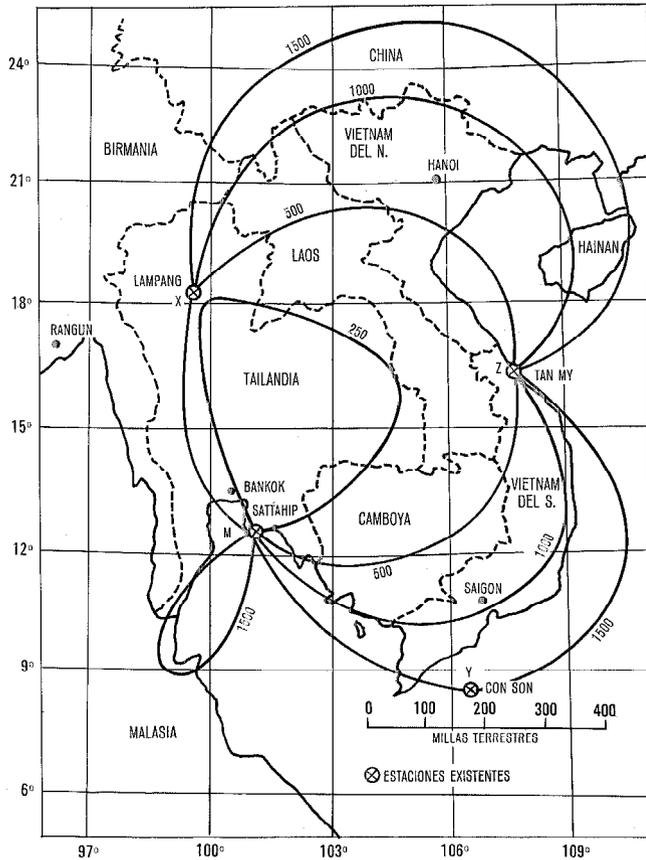


Fig. 32 Líneas de la misma CEP (en metros) por σ_{DT} (en microsegundos). Terna M, X, Y.

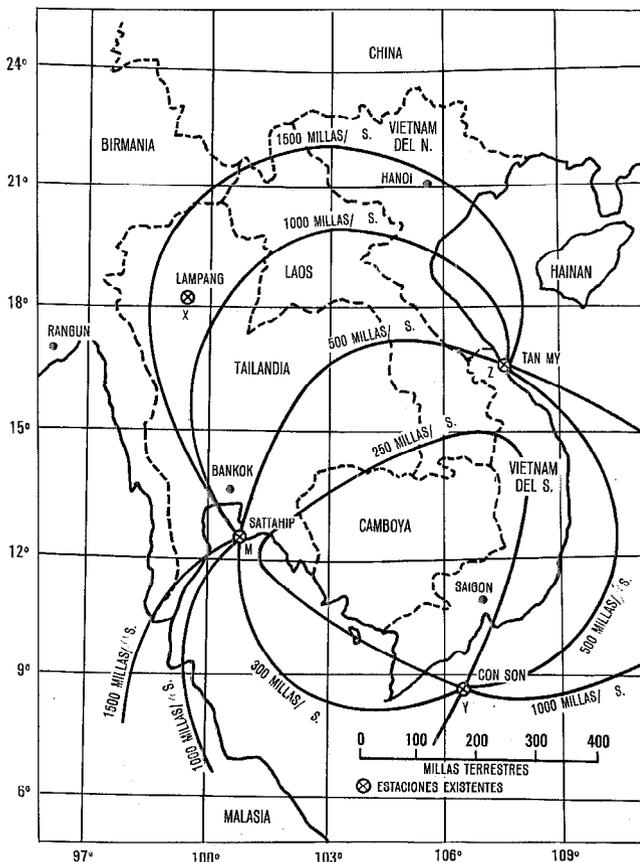


Fig. 33 Líneas de la misma CEP (en metros) por σ_{DT} (en microsegundos). Terna M, Y, Z.

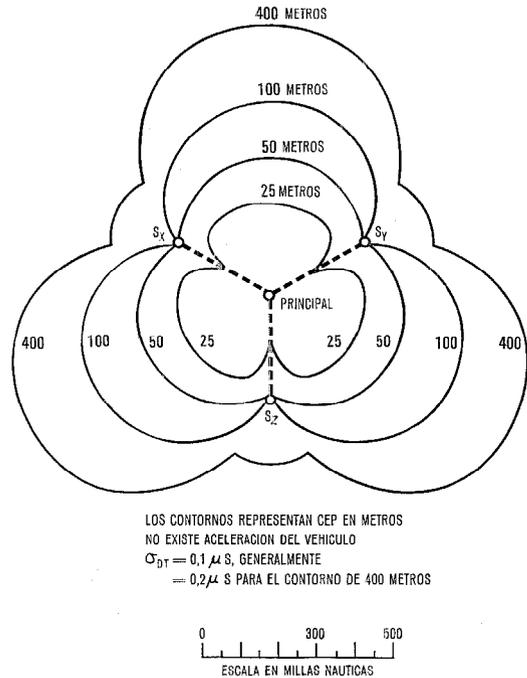


Fig. 34 Area cubierta y precisión previstos en el Loran-D. Las cifras en las líneas indican CEP en metros. Ninguna aceleración en los vehículos. $\sigma_{DT} = 0,1 \mu s$. Generalmente $= 0,2 \mu s$ para el contorno de 400 metros.

orden que el error instrumental y el error de estabilidad de la cadena. Si se desprecian los errores de los mapas Loran y los errores dinámicos, puede conseguirse una desviación normal de 0,06 microsegundos para cada uno de los dos pares de estaciones más favorables.

En la figura 34, se muestra la cobertura y precisión que puede obtenerse de una cadena Loran-D. La potencia transmitida es sólo de 2,5 kw (en lugar de 100 kw) en el punto de muestreo; el ruido de fluctuación aumenta, se reduce el alcance y, por consiguiente, resulta una geometría mas pobre. Los contornos CEP de la figura 34 representan predicciones típicas. Para este despliegue táctico, se ha supuesto una desviación normal de 0,1 microsegundos en las mejores condiciones, que se degrada a 0,2 microsegundos para el contorno de 400 metros, debido al aumento del ruido de fluctuación (peor relación señal/ruido).

4.4 Contornos de precisión del sistema Decca

En la figura 35 se muestran contornos de precisión típicos del sistema Decca. Estas curvas están rotuladas en valores aproximados de CEP en metros, y, para los márgenes que se indican, son generalmente útiles tanto de día como de noche. Durante el día, se pueden obtener mayores alcances, y la precisión dentro de los contornos, puede mejorarse en la proporción de dos a uno. Por el contrario, durante la noche, rara vez es posible un alcance mayor y la precisión dentro de los contornos puede degradarse en la proporción de dos a uno. (Se ha supuesto desviación normal de 0,2 microsegundos; ésta puede reducirse a 0,1 microsegundos durante el día o puede aumentar a 0,4 microsegundos o más al anochecer, dependiendo de la intensidad de la onda de espacio más potente).

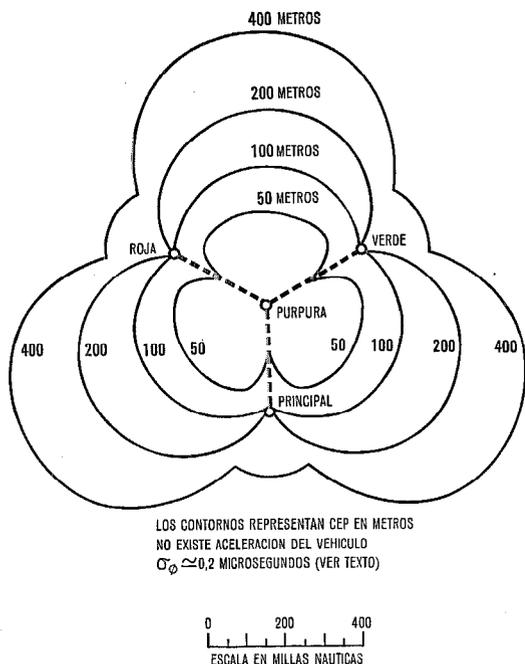


Fig. 35 Área cubierta y precisión en el sistema Decca. Los números en las líneas representan CEP en metros. Sin aceleración en el vehículo. $\sigma_\phi = 0,2$ microsegundos (ver texto).

Los resultados de las pruebas realizadas en el Sudeste Asiático confirman la validez de los contornos de la figura 35; la precisión durante el día fué, en general, el doble de la indicada (entre un CEP de 50 metros a 50 millas de las estaciones y un CEP de 200 metros a 150 millas). Los datos que se poseen indican que la precisión durante la noche o en el crepúsculo era, en general, incierta en Vietnam del Sur (distancias de 200 millas desde las estaciones) ya que las ondas de espacio degradan la precisión de fase y causan indeterminación de calles.

4.5 Precisión del sistema Omega

La geometría del sistema Omega en términos de la relación del error circular de posición (CEP) a la desviación normal, σ_Ω de las diferencias de tiempo individuales asociadas a las líneas de posición, es enteramente constante a través de todo el mundo debido a las muy largas longitudes de las líneas de base de antenas (del orden de un cuadrante del círculo máximo) y a los excelentes ángulos logrados con un sistema mundial adecuadamente configurado. Para la mayor parte de los propósitos, puede adaptarse la siguiente relación empírica, sin miedo a un notable error:

$$R_{CEP} (\text{mill. naut.}) \approx 0,12 \sigma_\Omega$$

donde R_{CEP} = error circular probable en millas náuticas y σ_Ω es la diferencia de tiempo Omega en microsegundos ("centilanes" a 10,2 kHz).

En los últimos años, la marina de EE.UU. ha llevado a cabo numerosas observaciones sobre la estabilidad y precisión del sistema Omega. En fechas relativamente recientes se han hecho muchas medidas [34] en cuatro posiciones monitoras sobre señales transmitidas desde cuatro emisoras Omega:

Posiciones monitoras	Latitud	Longitud
Hestmona, Noruega	66°31'46"N	12°50'43"E
NEL, San Diego, California	32°42'29"N	117°14'47"O
Roma, Nueva York	43°13'26"N	75°24'37"O
Trinidad, Ind. Occ., Pos. 1	10°44'32"N	61°36'16"O
Posiciones emisoras	Latitud	Longitud
Aldra, Noruega	66°25'15"N	13° 9'10"E
Trinidad, Ind.	10°42'06"N	61°38'20"O
Haiku, Hawaii	21°24'20"N	157°49'48"O
Forestport, Nueva York	43°26'41"N	75°05'10"O

Se recogieron datos en diferentes épocas del año y las distintas posiciones proporcionaron diferentes orientaciones y latitudes del trayecto. Se manejaron mensualmente bloques de datos. Se registraron cada hora datos de la fase mediante un registrador de cinta; las muestras de datos individuales son representativas de las intensidades de campo predominante de la relación señal a ruido y un tiempo de integración del receptor de 30 segundos. No se manejaron las observaciones durante las bruscas perturbaciones ionosféricas para llegar a un promedio mensual, pero se tuvieron en cuenta para obtener los valores eficaces de las desviaciones normales alrededor del promedio mensual.

La tabla 4 es representativa de precisión repetible; en ella puede verse una distancia CEP del orden de 0,6 a 0,8 millas náuticas como precisión repetible del sistema Omega para el mismo mes del año y la misma hora del día.

Tabla 4 - Valores eficaces de las desviaciones normales horarias de las medidas de diferencia de fase de portadora ("centilanes") y CEP correspondiente.

Período	Discrepancia eficaz en microsegundos (10,2 kHz)	CEP correspondiente (millas náuticas)
De día	5,2	0,62
De noche	6,0	0,72
Transición	6,5	0,78

Swanson y Davis [37] han dado un resumen de las discrepancias entre las diferencias de fase previstas y las observadas, basándose en medidas hechas en el sistema Omega en el Atlántico, en el período comprendido entre 1963 y 1965. Se muestra en la tabla 5. (En la noche, se incluyen los períodos en los que todos los caminos de propagación están a oscuras; en el día, cuando todos están iluminados y en el de transición, cuando participan

Tabla 5 - Discrepancias típicas entre diferencias de fase observadas y previstas.

Período	Discrepancia eficaz en "centilanes" (10,2 kHz)	CEP correspondiente (millas náuticas)
De día	6,7	0,8
De noche	8,1	0,97
Transición	10,8	1,3

Tabla 6 - Resumen de las características del sistema Omega.

Periodo	Condición A		Condición B		Condición C	
	σ_Ω en "centilanes"	CEP (millas náuticas)	σ_Ω en "centilanes"	CEP (millas náuticas)	σ_Ω en "centilanes"	CEP (millas náuticas)
De día	1-3	0,12-0,36	5,2	0,62	6,7	0,3
De noche	1-3	0,12-0,36	6,0	0,72	8,1	0,97
Transición	1-3	0,12-0,36	6,5	0,78	10,8	1,3

de una y otra situación). Durante cada período, cada valor observado se ha comparado con la predicción correspondiente y se ha obtenido la desviación eficaz.

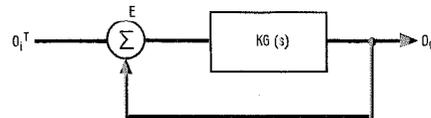
Puede conseguirse una mejora adicional en la precisión, habilitando un monitor de área que mide los datos Omega en un lugar fijo y transmite las correcciones al usuario [24, 40]. Esto tiene el efecto de mejorar considerablemente las predicciones diurnas y estacionales en el área, facilitando, además, una corrección para la perturbación ionosférica que, de otro modo, no podría compensarse. La fuente de error más importante que queda es, pues, el error de fluctuación debido al ruido atmosférico. Para tiempos de integración compatibles con aplicaciones a barcos, el valor de σ_Ω debido al ruido está, típicamente, entre 1,0 y 3,0 "centilanes". Por tanto, podemos resumir las precisiones del sistema Omega bajo tres condiciones diferentes (ver tabla 6):

- A: relativa y repetible (Omega diferencial);
- B: repetible (retorno a la posición dentro del espacio de tiempo de una hora y de un mes);
- C: previsible, utilizando correcciones diurnas, estacionales y de trayectoria.

4.6 Errores dinámicos

Los bucles del control automático de seguimiento de los receptores de navegación hiperbólica [27] son generalmente bucles de tipo I o de tipo II. Al de tipo I se le llama también bucle de error de posición cero porque establece un error de posición cero después de haberse introducido un paso en posición. El bucle tipo II se llama de error de velocidad cero porque coloca un error de posición y de velocidad cero después de dar bien un paso en la posición o en la velocidad. El bucle de tipo I se ajusta a una posición de compensación cuando se utiliza en un vehículo que viaja a una velocidad constante. Para vehículos que se mueven con lentitud, puede resultar satisfactorio el empleo de un bucle de tipo I, pero en vehículos de alta calidad es esencial un bucle de clase superior. Generalmente, se emplea un bucle de tipo II, aunque en ciertos sectores se ha abogado por bucles del tipo III (que también ajustan a error cero en condiciones de aceleración constante). La ventaja del bucle de tipo III sobre el de tipo II no está claramente definida, incluso en aeronaves de alta calidad, ya que una aceleración constante nunca se mantiene durante un largo período de tiempo. Sin embargo, la ventaja práctica de un bucle del tipo II o del tipo III puede juzgarse solamente sobre la base de su comportamiento en los fenómenos transitorios.

Consideremos el siguiente diagrama bloque:



$$\frac{\Theta_o(s)}{E(s)} = KG(s) \quad E(s) = \frac{\Theta_i(s)}{1 + KG(s)}$$

$$\frac{\Theta_o(s)}{\Theta_i(s)} = \frac{KG(s)}{1 + KG(s)}$$

La función de transferencia del bucle abierto, $\frac{\Theta_o(s)}{E(s)}$, tiene la siguiente forma característica básica para cada tipo de bucle:

$$\text{Tipo I: } \frac{\Theta_o(s)}{E(s)} = \frac{\alpha}{s}$$

$$\text{Tipo II: } \frac{\Theta_o(s)}{E(s)} = \frac{K_A(\tau s + 1)}{s^2}$$

$$\text{Tipo III: } \frac{\Theta_o(s)}{E(s)} = \frac{K_i(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{s^3}$$

Con fines de comparación, puede dibujarse la respuesta a los transitorios de cada uno de estos tipos de bucle; sin embargo, para que esta comparación resulte útil es necesario igualar el comportamiento de cada tipo de bucle de una manera que resulte significativa. Una igualación de este tipo podría ser ajustar las constantes de cada tipo de bucle a la misma anchura de banda de ruido efectiva. Por ejemplo, la potencia de ruido de un bucle de servo del tipo I es $\frac{\alpha}{2} = \frac{1}{2\tau}$, y para un bucle del tipo II, críticamente amortiguado, es $\frac{5}{4} \sqrt{K_A}$, si normalizamos para la misma anchura de banda de ruido (igual ruido de fluctuación), entonces $\sqrt{K_A} = 0,4\alpha$ y $\frac{1}{\sqrt{K_A}} = 2,5\tau$.

La figura 36 representa la respuesta a los transitorios de los bucles de servos tipo I, II y III, igualados respecto al ruido para los pasos de posición, velocidad y aceleración. Se observa claramente, a partir de estas respuestas a los transitorios normalizados, que la recuperación de la compensación desde una posición, es más rápida con el sistema del tipo I, sigue en rapidez la del tipo II y resulta más lenta la del tipo III. Con un paso en la velocidad, la recuperación resulta más rápida con el bucle de tipo II y más lenta con el tipo III, un paso en la velocidad produce una compensación de posición con un bucle del tipo I. Análogamente, un paso de aceleración produce una compensación de posición con un bucle

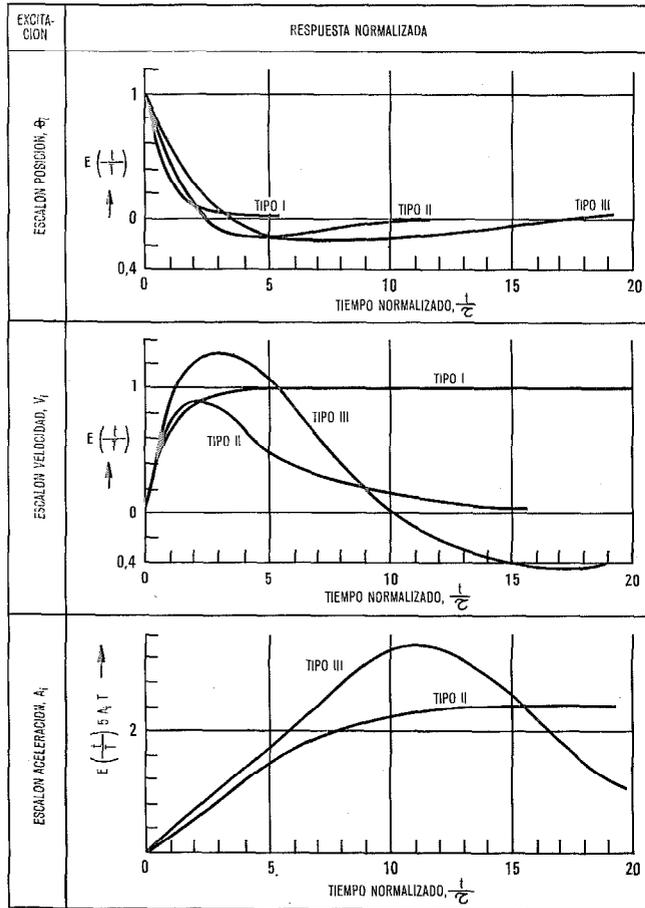


Fig. 36 Respuesta típica del servo a los transitorios.

del tipo II, sin embargo, es interesante resaltar que el error de aceleración con un bucle del tipo II es menor que con un bucle del tipo III si la aceleración no dura más de 15τ , aproximadamente (15 veces el tiempo del bucle tipo I con un ruido equivalente). Puesto que τ es generalmente igual o mayor que un segundo, el bucle de tipo II resulta, generalmente, ventajoso para aplicaciones del sistema Loran en aeronaves de alta calidad. Análogamente, un bucle de tipo I, es ventajoso para aplicaciones de muy baja velocidad, tales como en receptores portátiles.

La figura 37 representa la desviación normal " σ_{ruido} " debida al ruido gaussiano para un bucle del tipo I en función de la constante de tiempo del bucle (en abscisas) y de la relación señal a ruido (curvas paramétricas). También indica el error estacionario debido a la velocidad en función de la velocidad y de la constante de tiempo del bucle.

La figura 38. representa la relación que existe entre " σ_{ruido} " y la relación señal a ruido en función de la constante de tiempo del bucle, $\frac{1}{\sqrt{K_A}}$, para un servo del tipo II.

La figura 39 muestra el error de cresta transitorio debido a un paso en la velocidad en función de éste y de la constante de tiempo del bucle, $\frac{1}{\sqrt{K_A}}$, para un servo de tipo II.

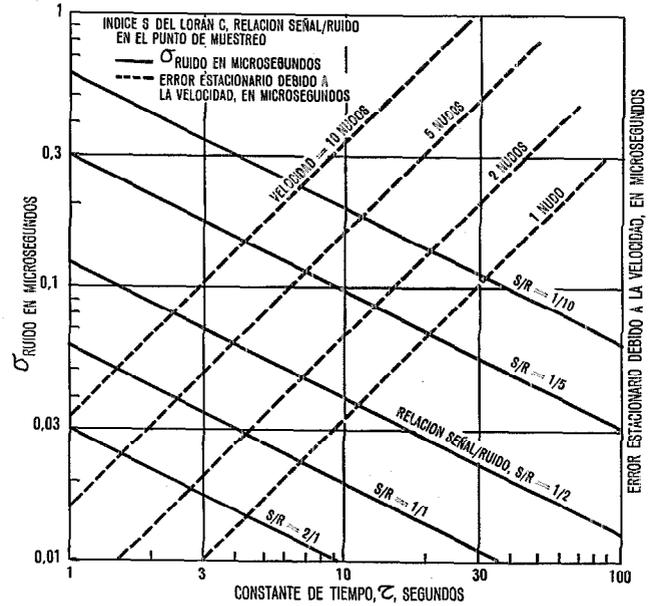


Fig. 37 Características del servo tipo I del Loran C. Línea llena = " σ_{ruido} " en microsegundos. Línea de trazos = error constante debido a la velocidad en microsegundos.

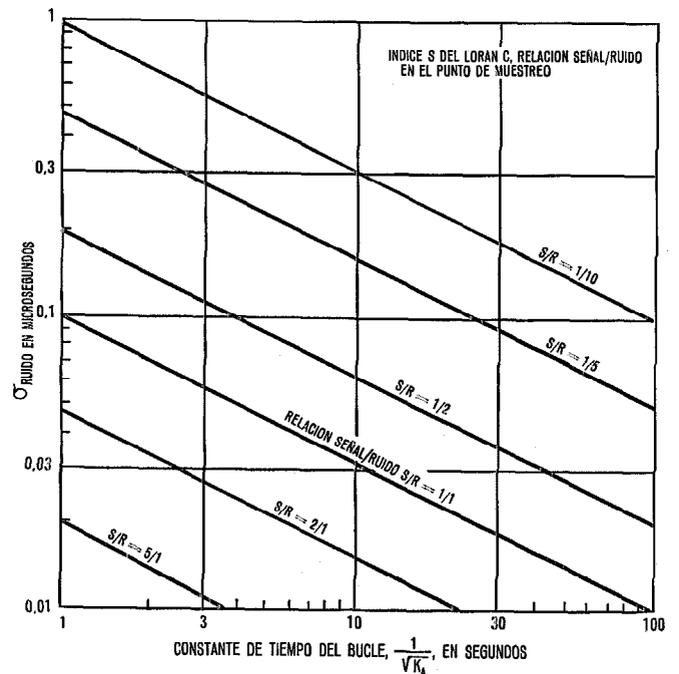


Fig. 38 Características del servo tipo II del Loran C en función de la relación señal/ruido y de la constante de tiempo del bucle $\frac{1}{\sqrt{K_A}}$.

La figura 40 muestra el error máximo (en microsegundos) para un servo del tipo II con entradas de aceleración 0,2, 1,0 ó 5,0G en función de la constante de tiempo del bucle $\frac{1}{\sqrt{K_A}}$. También se muestran los efectos de un paso de aceleración sostenido y otro en el que se ha suprimido después de 10 segundos.

Consideremos la aplicación a un caso en el que un receptor Loran-C, desprovisto de ayuda, esté sometido a aceleraciones de la aeronave de hasta 5G. En estas condiciones, es esencial que no tenga lugar ninguna pér-

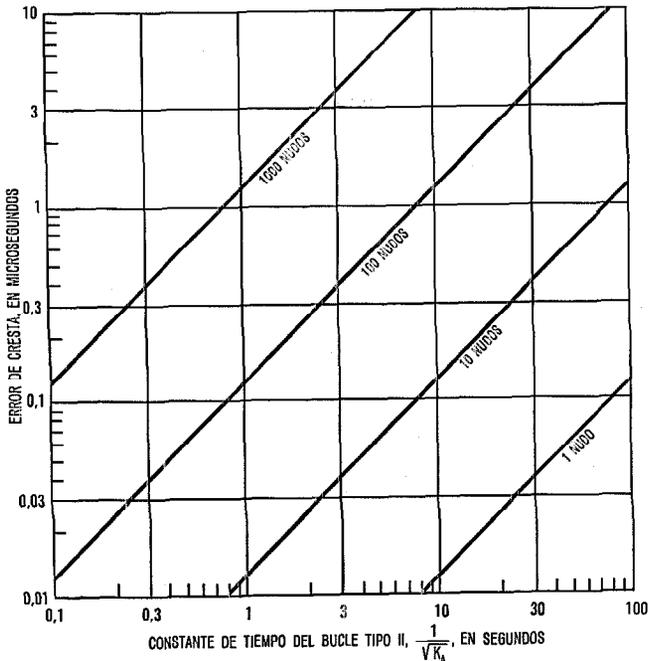


Fig. 39 Características del servo tipo II del Loran-C. Error de cresta del transitorio al paso de velocidad.

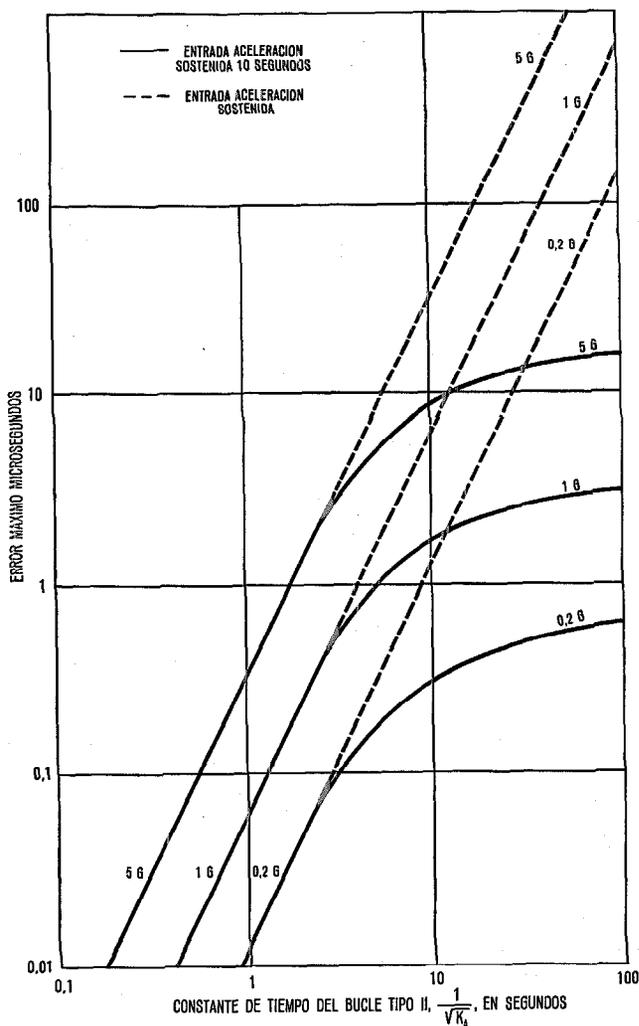


Fig. 40 Características del servo tipo II del Loran-C. Error debido a la aceleración.
 Línea llana = entrada de aceleración sostenida 10 segundos.
 Línea en trazos = entrada de aceleración sostenida.

didada de bloqueo de fase; por consiguiente, el error mínimo durante la aceleración no excederá de 2,0 microsegundos, aproximadamente. En la figura 40, $\frac{1}{\sqrt{K_A}}$ debe ser menor de 2,5 segundos. En estas condiciones, puede mantenerse una buena precisión con una relación señal a ruido gaussiano de uno a uno. (La figura 38 indica " σ_{ruido} " = 0,06 microsegundos). Los pasos de velocidad inferiores a 10 nudos, producirán una degradación de la precisión despreciable. El funcionamiento en condiciones peores de relación señal a ruido producirá degradación de la precisión.

Cuando se facilita una ayuda de tipo externo procedente de un sistema inercial, los pasos de aceleración no compensados puede esperarse que se reduzcan en un factor de aproximadamente, 25, a menos de 0,2 G, permitiendo que $\frac{1}{\sqrt{K_A}}$ sea, al menos, del orden de 12,5 segundos.

Con un sistema Loran-Inercial, adecuadamente integrado, donde el sistema inercial ayuda al Loran y la posición del Loran se utiliza para actualizar el sistema inercial, la ayuda de velocidad del Loran puede ser de una precisión de una a dos décimas de nudo, aproximadamente. Con una integración de doble sentido, tan excelente, la constante de tiempo del servo, $\frac{1}{\sqrt{K_A}}$, puede ser del orden de 100 segundos sin restringir las maniobras del vehículo y sin incurrir en errores transitorios significativos.

Bibliografía

Propagación y ruido

- [1] H. R. Arnold y E. T. Pierce: The Ionosphere Below 100 Km (D-Region), A Simple Model, Stanford Research Institute Research Memorandum 11, Septiembre 1933.
- [2] J. S. Belrose: Low-Frequency Propagation, Notes to Lecture No. 33 presented at the National of Standards Course in Radio Propagation, Boulder, Colorado, Verano, 1962.
- [3] J. Ralph Johler: The Propagation Time of a Radio Pulse, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-11, No. 6, Noviembre 1963, págs. 661-668.
- [4] J. R. Johler: Propagation of the Low-Frequency Radio Signal, Proceedings of the IRE, Vol. 50, No. 4, Abril 1962.
- [5] J. R. Johler, W. J. Kellar y L. C. Walters: Phase of the Low Radio-Frequency Ground Wave, National Bureau of Standards Circular 573, U. S. Department of Commerce, Washington, D. C., 26 Junio 1956.
- [6] J. R. Johler y L. A. Berry: Loran-D Phase Corrections Over Inhomogeneous, Irregular Terrain, ESSA Technical Report IER59-ITSA56, Noviembre 1937.
- [7] G. Millington: Ground-Wave Propagation Over an Inhomogeneous Smooth Earth, Proc. IEE, Vol. 96, Parte III, 1949.
- [8] R. R. Morgan y E. L. Maxwell: Omega Navigational System Conductivity Map, Deco Electronics Report 54-F-1 for ONR, AD 625490, Diciembre 1965.
- [9] Kenneth A. Norton: Transmission Loss in Radio Propagation: II, National Bureau of Standards Report No. 5092, NBS Project 8300-00-9083, Boulder, Colorado, 25 Julio 1957.
- [10] R. E. Scott: Phase of the Height-Gain Function of the Low Radio Frequency Ground Wave, Report No. 2500-256-T, Institute of Science and Technology, The University of Michigan, Ann Arbor, May 1966, Da-36-039, SC-78801 and DA-23-043-AMC-00013 (E).
- [11] J. R. Wait: Introduction to the Theory of VLF Propagation, Proceedings of the IRE, Vol. 50, No. 7, Julio 1962.
- [12] J. R. Wait y K. P. Spies: Characteristics of the Earth — Ionosphere Waveguide for VLF Radio Waves, National Bureau of Standards Technical Note No. 300, 30 Diciembre 1964.
- [13] World Distribution and Characteristics of Atmospheric Radio Noise, Report No. 322, Documents of the Xth Plenary Assembly of the International Radio Consultative Committee at Geneva, 1963, International Telecommunication Union, Ginebra, 1964.

General sobre sistemas hiperbólicos

- [14] W. Allan Burt y otros: Mathematical Considerations Pertaining to the Accuracy of Position Location and Navigation Systems — Part I, SRI Research Memorandum NWRC-RM34, AD 629 609, Abril 1966.

- [15] Edward A. Lewis: Geometry and First-Order Error Statistics for Three and Four-Station Hyperbolic Fixes on a Spherical Earth, Physical Sciences Research Papers No. 29, AD 605 816, AFCRL-64-461, Junio 1964.
 [16] E. M. Lipsey: Tactical Air Navigation, Journal of Institute of Navigation, Vol. 16, No. 3, Otoño 1969.

Loran-C/D

- [17] R. H. Doherty, G. Hefley y R. F. Linfield: Timing Potentials of Loran-C, Proceedings of the IRE, Vol. 49, No. 11, Noviembre 1961.
 [18] Jansky y Bailey: The Loran-C System of Navigation, Febrero 1962.
 [19] Jansky y Bailey: Engineering Evaluation of the Loran-C Navigation System, Final Report.
 [20] J. A. Pierce, A. A. McKenzie y R. H. Woodward: LORAN, McGraw-Hill Book Co., Inc., Nueva York 1948.
 [21] R. A. Reilly: Microminiature Loran-C Receiver/Indicator, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. ANE-13, No. 1, Enero 1966.

Omega

- [22] J. W. Brogden y otros: Lane Identification in the Omega System, NRL Memorandum Report 1876, AD 672 587, Mayo 1968.
 [23] J. W. Brogden y otros: Lane Identification in the Omega System, NRL Memorandum Report 1803, AD 659 959, Julio 1937.
 [24] J. W. Brogden y K. O. L. Luken: Differential Omega, Naval Research Laboratory Memorandum Report 1716, Agosto 1966.
 [25] B. Burgess: Some Aspects of VLF Propagation as Appropriate to Omega in the Arctic Environment, R. A. E. Technical Report 68142, Junio 1968.
 [26] B. Burgess: Propagation Effects and Lane Ambiguity Resolution in Omega, R. A. E. Technical Report 68 151, Junio 1968.
 [26 A] C. W. Earp: "Automatic Suppression of Errors due to Diurnal and Seasonal Variations of Propagation", presentado en la conferencia sobre propagación radio en MF, LF y VLF; 8-10 noviembre 1967. Editado en IEEE Conference Publication No. 35.
 [27] R. L. Eisenberg y M. F. Williams: Interim Report of Precipitation Effects on Omega Aircraft Receivers, ARL Memorandum Report 1810, Agosto 1967.
 [28] Winslow Palmer: Omega-Inertial Hybrid Receiver, Journal of the Institute of Navigation, Vol. 15, No. 4, Invierno 1968, 69.
 [29] J. A. Pierce: Omega, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. ANE 12, No. 4, Diciembre 1965.
 [30] J. A. Pierce: The Use of Composite Signals at Very Low Radio Frequencies, Harvard University Engineering & Applied Physics Division Technical Report 552, Febrero 1968.
 [31] J. A. Pierce y otros: Omega — A World Wide Navigational System — System Specification and Implementation — Second Version, Pickard and Burns Electronics, Mayo 1966.
 [32] E. R. Swanson: Estimating the Accuracy of Navigation Systems, Navy Electronics Laboratory Report 1188, 24 Octubre 1963.
 [33] E. R. Swanson: Omega Lane Resolution, Phase Measurements at Two Very Low Frequencies, Navy Electronics Laboratory Report 1305, 5 Agosto 1965.
 [34] E. R. Swanson y E. J. Hepperley: Omega Lane Resolution — Further Measurements in the Absolute Mode, Navy Electronics Laboratory Technical Memorandum 1085, 23 Marzo 1957.
 [35] E. R. Swanson y E. J. Hepperley: Composite Omega, Navy Electronic Laboratory Center Report 105, 23 Octubre 1969.
 [36] E. R. Swanson y otros: The Omega Navigation System, Navigation, Journal of the Institute of Navigation (U.S.), Vol. 12, No. 1, Primavera 1965.

- [37] E. R. Swanson y W. E. Davis: Omega in the Atlantic, U. S. Navy Electronics Laboratory Research and Development Report 1350, 10 Enero 1966.
 [38] W. M. Swartwood y L. L. Cunningham: Evaluation of the Navy Navigation Satellite System and the Omega Navigation System, Naval Oceanographic Office IR No. 67-61, Agosto 1937.
 [39] A. Zuccaro y P. A. Rona: Omega Navigation Performance Off North-west Africa During Operation No 267, April 23—May 29, 1968, Hudson Laboratories, CU-131-68-ONR-266-Phys., Agosto 1968.
 [40] Differential Omega Test and Evaluation Program, Final Technical Report, Tracor Pub. No. 67-135-U, Contract CG-14,091-A, 18 Enero 1967.
 [40 A] Braff y Baverman: VLF Multirange Navigation Errors, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES, 5 Mayo 1969.
 [40 B] B. Burgess: Navigation Errors Using Omega at Ranges Close to a Transmitter, Proc. IEEE, Vol. 117, No. 1, Enero 1970.
 [40 C] B. Burgess y D. Walker: Effects in Omega from Propagation Variations, The Journal of the Institute of Navigation (U. K.), Vol. 23, No. 1, Enero 1970.

Decca

- [41] A. Keeling: An Assessment, Based on Air Trials, of the Operational Performance of the Decca Navigator System When Used in Conjunction with the Mark 10 Receiver and Associated Flight Log. Ministry of Transport and Civil Aviation.
 [42] C. Powell: The Decca Navigator System for Ship and Aircraft Use, Proceedings of the IEE, England, Vol. 105, Part B Supplement, No. 9, Marzo 1958.
 [43] Operational Evaluation of Decca, TAC-TEST-64-41, APGC-TR-65-84, Mark VIII A/X Navigation Systems, Diciembre 1965.
 [44] Tests of Decca at Fort Huachuca, U. S. Army Engineering Research and Development Labs., Topographic Engineering Department Surveying and Geodesy Branch, Artillery System Memo No. 7.8.1.

J. P. Van Etten nació en Perry, Nueva York en 1922. Obtuvo el grado B. S. en la academia de guardacostas de los Estados Unidos. Obtuvo el grado de EE de Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, Massachusetts en 1950. Sirvió como oficial ejecutivo y después como oficial de mando en el centro de ingeniería electrónica de guardacostas, Wildwood, New Jersey, desde 1950 a 1954 y como oficial de mando del USCG Conifer Cutter de guardacostas desde 1954 a 1956.

Se incorporó a los Laboratorios de ITT, Nutley, New Jersey, en 1958. Entre 1963 y 1969 fué director de ingeniería para sistemas de navegación. Recibió un primer premio del programa de premios de ITT en 1966 por su trabajo en el desarrollo del equipo de navegación aérea Loran-C y una mención en el programa de premios de ITT de 1967 por su trabajo en el desarrollo del equipo de estación terrena Loran-C.

Mr. Van Etten fué designado científico jefe para la línea de producción de sistemas de navegación, ITT Avionics, Nutley, New Jersey, en Agosto de 1969. Es miembro senior del Institute of Electrical and Electronic Engineers y miembro del instituto de Navegación.

Premios

Recompensa ITT 1968

Por su éxito en el desarrollo y trabajo de planificación en el campo de los grandes transmisores de televisión, los siguientes ingenieros de SEL recibieron el reconocimiento especial del ITT Awards Committee:

- Horst Gehrke
- Heribert Gorzel
- Walter de Haas
- Dr. Jörg Irmer
- Dr. Gotthard Müller

Este trabajo de desarrollo cubría grandes transmisores de televisión, ya descritos en "Comunicaciones Eléctricas", Vol. 43 (1968) N° 3, págs. 210—217 y en este número, págs. 249—260.

Standard Elektrik Lorenz es la única compañía del Sistema ITT que fabrica grandes transmisores de televisión.

Programa de BEA para operaciones con cualquier situación meteorológica

F. ORMONROYD

British European Airways, Londres

1. Introducción

Para el invierno de 1974—75, BEA (British European Airlines), espera poder hacer funcionar sus aviones Trident utilizando unos mínimos de visibilidad de pistas de 50 metros para aterrizaje y despegue en el aeropuerto de Londres (Heathrow) y en los otros aeropuertos europeos en que estén equipadas las ayudas a la navegación que permitan estos márgenes. Este artículo trata de los problemas operacionales encontrados en el programa de operaciones en cualquier situación meteorológica y la forma en que se piensa resolverlos.

2. Historia

2.1 Necesidad de mejorar la seguridad y la regularidad

Hace doce años, la flota aérea de BEA para las líneas principales estaba formada por aviones de turbo-propulsión, con tales características, que se consideraba una altura de decisión de 76 metros y una visibilidad de pista de 360 metros no solo como factible sino también apropiada para conseguir un compromiso satisfactorio entre la regularidad y la seguridad. Sin embargo, con la aparición del Trident resultó evidente que se presentaban unos factores tales como: visibilidad inferior hacia el suelo, una respuesta de los motores más lenta, menor elevación instantánea proporcionada por los propulsores a chorro, y especialmente un aumento significativo de la velocidad de aproximación que llevaban a una disminución del tiempo disponible para maniobrar, con lo que se precisarían unos sistemas perfeccionados de guía y control instrumental (superiores a los disponibles con los directores de vuelo y un piloto automático cuyos resultados de acoplamiento estaban perturbados por la falta de autoridad y por un equipo de tierra indiferente), si tenían que mantenerse los límites meteorológicos existentes.

Sin embargo, la experiencia ha demostrado que no bastaba mantener el "statu quo". Debido a que BEA es una compañía dedicada exclusivamente a vuelos cortos, los tiempos de vuelo son pequeños comparados con el invertido en tierra. En consecuencia, se precisa que los planes de vuelo estén muy integrados para tener un grado alto de utilización de las aeronaves y de las tripulaciones. Por la misma razón cualquier interrupción importante de los servicios por malas condiciones meteorológicas, afecta a BEA más que a otras compañías aéreas. En las condiciones peores, la visibilidad disminuye de 400 m a 50 m muy rápidamente (normalmente en 20 ó 30 minutos), y aumenta sólo algo más lentamente (dígamos de 30 a 40 minutos). En tales días, los meteorólogos no pueden hacer nada mejor que indicar que hay una gran probabilidad de que la visibilidad sea inferior a 100 m, y en estas condiciones, la mayoría de los pilotos cancelarían el vuelo. Además, está comprobado estadísticamente que sólo una tercera parte de los pilotos

intentan un aterrizaje cuando la visibilidad está en el límite. Por lo tanto, quedó suficientemente claro que el sistema que se diseñase para mejorar la regularidad, tendría que tener la confianza de los pilotos. También tendría que permitir que se eliminasen completamente los límites meteorológicos, es decir, que tendría que ser un sistema de aterrizaje a ciegas.

El hecho de que el tiempo de vuelo sea corto significa también que la carga de trabajo del piloto es frecuentemente muy elevada. Además, cada piloto hace un gran número de estos vuelos en un tiempo dado. En consecuencia, BEA es relativamente más susceptible a los accidentes que puedan ocurrir durante el despegue y el aterrizaje, que son los que constituyen la mayoría. A escala mundial, hay un accidente fatal cada millón de aterrizajes. BEA hace aproximadamente 180.000 aterrizajes por año, de forma que no puede descartarse la posibilidad de que se produzca un accidente cada cinco o seis años.

El margen de error en la realización de cualquier tarea aumenta rápidamente cuando se pasa de cierto grado de complejidad o de velocidad de operación. Por lo tanto la seguridad y la eficiencia de las operaciones dependería enormemente de la proporción en que pueda simplificarse el trabajo de la tripulación, y también de que la carga de trabajo esté dentro de límites tolerables. En el pasado, el piloto automático jugaba un papel importante en esta cuestión y, aunque su comportamiento en la fase de aproximación dejaba mucho que desear, la reducción de tiempo del control de vuelo, con el dispositivo automático utilizado, fué tan notoria que, desde nuestro punto de vista, era necesaria la extensión del papel del piloto automático a la fase de aterrizaje como un pre-requisito necesario para conseguir la seguridad en operaciones en todo tiempo.

2.2 Concepto del sistema

Animados por los resultados obtenidos con el B.L.E.U. (Unidad Experimental de Aterrizaje a Ciegas) con aterrizaje automático en las condiciones de niebla actuales, se decidió que se proyectaría inicialmente el Trident para que fuera capaz, a su tiempo, de hacer aterrizajes totalmente a ciegas; las condiciones de seguridad exigidas para el tráfico en aviación civil, se proporcionarían con un piloto automático triplex "operativo en fallos", junto con un control automático de obturadores de la velocidad del aire.

La filosofía del múltiplex es muy conocida actualmente. Resumiendo, no puede permitirse que un piloto automático de un solo canal siga funcionando por debajo de alrededor de 61 m, porque un solo fallo produciría una pérdida de altura peligrosa antes de que el piloto tuviera tiempo para intervenir. Para conseguir la seguridad necesaria durante una aproximación no visual, por ejemplo a 30 m, se utiliza un control "duplex". Si hay un fallo en un subcanal, el otro interviene y si la

diferencia entre los dos subcanales es lo suficientemente grande, se desconectan los dos subcanales sin que se produzca ninguna perturbación en la trayectoria del avión. De esta forma el piloto no tendría dificultades para aterrizar manualmente o para hacer una aproximación fallida si no visual. Esta propiedad de fallo sin producir perturbaciones se conoce con el nombre de "fail-steady". Sin embargo, en condiciones a ciegas, el piloto no puede aterrizar y se tiene que conseguir una propiedad de "operativo en caso de fallo" o "fault-survival". En este caso se utilizan tres subcanales, y si hay un fallo en un subcanal, éste es eliminado por los otros dos y el control continúa en un nivel duplex.

Como puede imaginarse, hace doce años esta decisión era muy animadora, por lo que como este tipo de sistema complejo sobrepasaba los recursos y posibilidades de la compañía para manejar las operaciones diarias, se decidió partir de un piloto automático que era duplex en altura ("fail steady" y por lo tanto apto para seguir conectado a nivel de tierra) y de supervisión simplex en dirección (no utilizable por lo tanto a nivel de tierra). Tenía que disponerse un director de vuelo con un juego independiente de sensores que podría utilizarse eventualmente por el tercer subcanal del piloto automático. Esta modalidad de equipo se conoció como "aproximación final automática" y para utilizarlo, el piloto sólo tendría que desconectar el canal de dirección aproximadamente a 61 metros y dirigir el avión manualmente en azimut, controlando el piloto automático al avión en altura hasta su contacto con el suelo. Además de dar a los ingenieros y fabricantes una oportunidad para que se clasificasen los defectos y se pudieran incorporar las modificaciones que fueran necesarias, proporcionaría también las siguientes ventajas operacionales.

En primer lugar permitiría que los pilotos aumentasen su experiencia en la técnica de aterrizajes automáticos, con buen tiempo, utilizando los haces de sistemas ILS (sistemas de aterrizaje instrumental), cuyas características no permiten un aterrizaje totalmente automático. (Para resolver el problema de las inflexiones en la senda de descenso de ILS de forma que pudiera continuar el control en altura hasta el nivel del suelo, se propuso que el sistema de guía dejase de utilizar la señal de la senda de descenso a 41 m, utilizando a continuación un sistema de posición media hasta la iniciación de la aproximación final a 19 m mediante radioaltímetros).

En segundo lugar, conocimos el trabajo hecho por la RAE (Royal Aircraft Establishment) que señala los pobres resultados de los pilotos para mantener la altura cuando se utilizan luces de aproximación para guía visual sin ver el punto al que se dirige. La figura 1 muestra los resultados de las pruebas con una visibilidad de pista simulada de 400 m, habiéndose obtenido un resultado muy semejante en las medidas tomadas con aviones que aterrizaran en Heathrow con una visibilidad de 1200 m. La adaptación a la senda de descenso nominal se hace peor progresivamente, hasta que se ve el punto al que se dirige, mientras que el comportamiento de los pilotos en la determinación del azimut es excelente aun cuando tenga a la vista sólo dos o tres luces. La aproximación final automática mejoraría por lo tanto la seguridad en

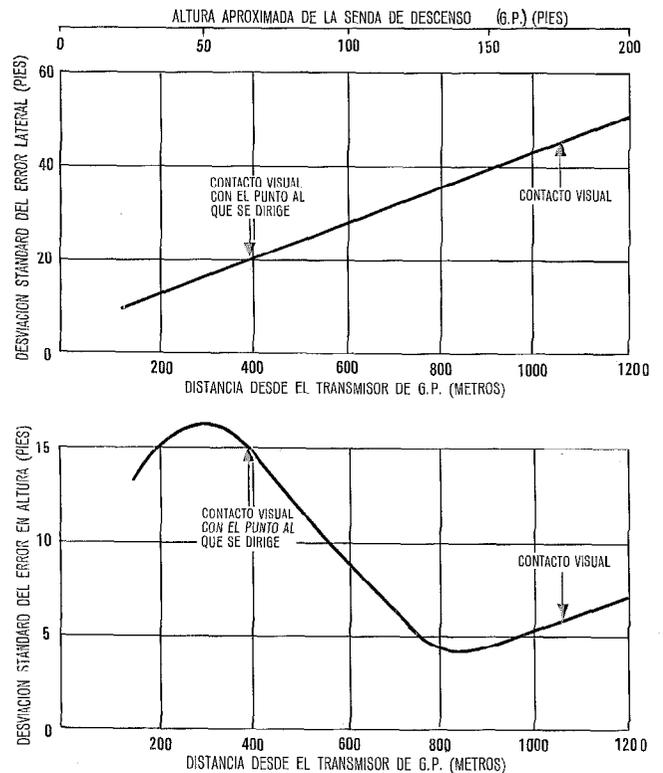


Fig. 1 Resultado de pruebas de aproximación de la unidad experimental de aterrizaje a ciegas (BLEU).

la aproximación en la fase visual, y al mismo tiempo nos permitirían reducir la altura de decisión y mejorar el porcentaje de aproximaciones conseguidas que en la actualidad es algo mejor que el 50 %.

El primer Trident 1 entregado a BEA estaba equipado con subcanales duplex de dirección en vez de tener un canal de supervisión simplex de dirección, estos subcanales estaban alimentados por el mismo receptor localizador ILS y así el canal dirección podía no estar disponible para funcionamiento a nivel de tierra en caso de una señal defectuosa de localizador.

Cuando el avión con aproximación final automática se mejoró con aterrizaje automático duplex, cada uno de los canales de radio se llevó a su subcanal respectivo en una selección de "preparar aterrizaje", de forma que en caso de fallo de un receptor resultaría una diferencia entre los dos subcanales, que desconectaría el canal de dirección. En la modificación final con equipo triplex de aterrizaje automático, se coloca un tercer receptor de localizador al tercer subcanal de forma que un fallo en un receptor conduzca a una vuelta a la dirección duplex, y sigue conectado el canal de dirección.

Se ha visto que era impracticable la igualación de las señales procedentes de las tres antenas de localizador separadas (dos en el fuselaje y una en el morro), y tuvo que diseñarse una antena común especial que iniciara la integración necesaria para su montaje en lugar de la antena que había en la parte anterior antes de que fuera posible la separación de las señales ILS a sus subcanales respectivos.

De momento, la separación de las salidas de ILS no se ha extendido al canal de pendiente de descenso du-

rante la fase de senda de descenso de ILS hasta que se ha conseguido una seguridad final por debajo de los 41 m (133 pies) mediante los tres radio-altímetros y, como se verá más tarde, el piloto tiene que actuar como el vigilante de la señal de senda de descenso de ILS por debajo de 41 m (133 pies). No se consideró conveniente someter el sistema a una posible reducción de integridad en la pendiente de descenso en esta primera etapa de aterrizaje automático; por lo tanto una salida de receptor de senda de descenso se lleva a los tres subcanales de pendiente del piloto automático triplex, conmutando el piloto un segundo receptor si falla el primero.

2.3 Requerimientos de seguridad para un sistema automático

En 1961, la ARB (Air Registration Board) estuvo en condiciones de dar orientaciones con relación a los requerimientos de un sistema de aterrizaje automático y, en particular, los grados de seguridad que tenían que conseguirse. Para operaciones, con visibilidad por debajo de los mínimos corrientes, la proporción total de accidentes de aterrizaje fatal, (esto es, el riesgo medio) en las nuevas condiciones de visibilidad no debía ser mayor que la proporción actual de accidente fatal total para todos los aviones de transporte (del orden de un accidente fatal cada millón de aterrizajes). La proporción de accidente fatal para operaciones con visibilidad mínima era significativamente mayor que en condiciones de visibilidad, de forma que si se conseguía el objetivo de elevar el nivel de seguridad en condiciones de visibilidad mínima al valor promedio actual, el resultado sería una mejoría en el nivel de seguridad total. Puesto que el piloto, sea automático o manual, era solamente una de las varias posibles causas de accidentes fatales, el sistema no contribuiría, por lo tanto, en una proporción mayor que uno por diez millones de aterrizajes.

Además, era necesario limitar el riesgo que pudiera haber en un vuelo específico, por lo tanto no debería iniciarse ni continuarse una aproximación en caso de que se supiera que las condiciones eran tales que el riesgo de un accidente sobrepasase 3×10^{-6} y hubiera disponible un medio de acción más seguro. A pesar de las mejoras de seguridad que se esperan con la aplicación de las técnicas modernas de diseño, era evidente que un sistema simplex no podía, posiblemente, cumplir con los estrictos requerimientos que están implícitos en tal objetivo de nivel de seguridad, y se ha visto que tuvo gran valor la decisión de disponer de un sistema que funcionase en caso de fallo (Fault survival) en una etapa anterior, en el diseño de los sistemas de piloto automático del Trident y de control del avión.

2.4 Limitaciones de la guía visual con niebla

El Trident entró en servicio en 1964, y llevaba un piloto automático que había sido garantizado para aproximación automática utilizando ILS hasta 46 m (150 pies), pero con mínimos meteorológicos de 61 m (200 pies) de altura de decisión y de 400 m de visibilidad de ruta. Sin embargo, no mucho más tarde, las investigaciones de RAE en la estructura de la niebla y la secuencia visual

que podía esperarse en diferentes tipos empezó a dar sus frutos (Figs. 2 y 3). Estos demostraron que con visibilidad de 400 m, era muy grande el riesgo inherente de una caída o de un aterrizaje brusco, como consecuencia de la interpretación incorrecta por el piloto en una secuencia visual anormal de que el morro del avión se elevaba, corrigiendo esta ilusión óptica haciendo descender el morro, BEA decidió aumentar este límite a 500 metros para todos los tipos de aviones. Esto no satisfizo a la British Board of Trade que poco después impuso un límite obligatorio de 600 metros para todos los operadores del Reino Unido, puesto que en su opinión, era demasiado elevada una proporción de aproximación equivocada de casi un 40 % con 500 metros producido por un segmento visual inadecuado, y una cifra del 20 % daba un compromiso razonable entre la regularidad y la seguridad (Fig. 4).

2.5 La necesidad de operación con los límites de la categoría 2

En primer lugar debemos señalar que en estos momentos, el objetivo de BEA no es la operación en los límites de la categoría 2 de la OACI (es decir 30 m (100 pies) de altura de decisión y 400 m de visibilidad de ruta). Su objetivo es el aterrizaje a ciegas y el desarrollo de un sistema automático para conseguirlo. Solamente cuando se haya modificado el avión para las nor-

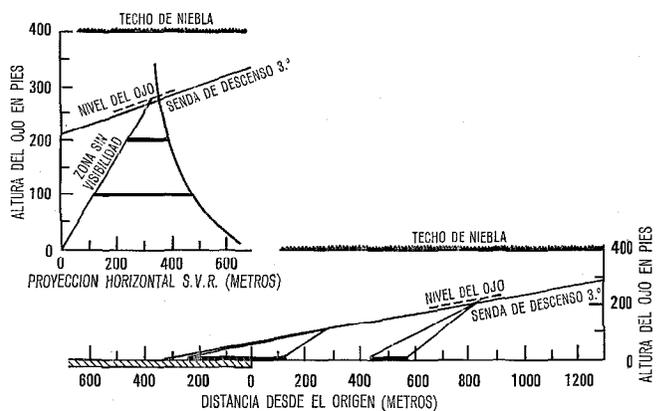


Fig. 2 Variación en el sistema segmento visual de aproximación/visibilidad de pista en la aproximación a tierra (secuencia normal). SVR = alcance de la visibilidad.

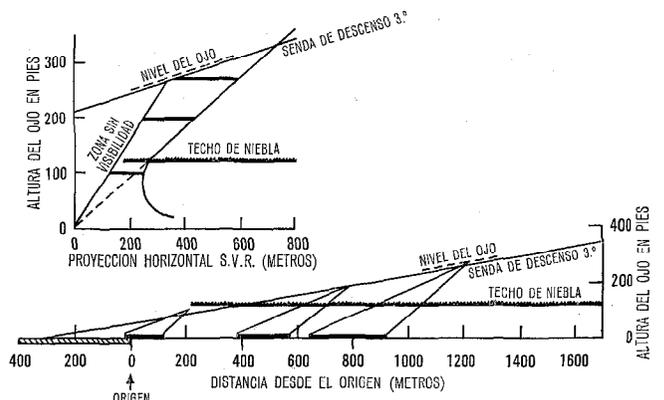


Fig. 3 Variación en el sistema segmento visual de aproximación/visibilidad de pista en la aproximación a tierra (secuencia anormal). SVR = alcance de la visibilidad.

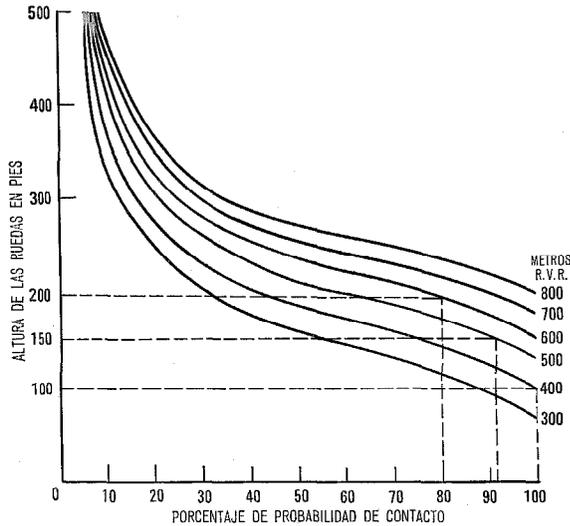


Fig. 4 Probabilidad de contacto a una altura dada para varios valores de visibilidad de pista.
RVR = visibilidad de pista

mas de aterrizaje automático triplex, se podrá estar preparado para disminuir los límites existentes, que permiten obtener experiencia con visibilidades peores. Sin embargo la acción de la Board of Trade elevando el límite de visibilidad de ruta hasta los valores del ILS de categoría 1 cambia la situación y si tuviéramos que mantener una posición competitiva necesitaríamos poder aprovecharnos de los planes de instalación de ILS de categoría 2 en Europa en el invierno de 1968/1969 con aviones todavía sin modificar para la norma de aterrizaje automático. En consecuencia nos propusimos obtener certificación y autorización para funcionar dentro de los límites de la categoría 2, aunque con cierta reluctancia por nuestra parte ya que suponíamos que esta etapa demoraría inevitablemente la puesta en servicio de las operaciones en categoría 3. En este caso parece que nuestros temores eran infundados ya que se han aprendido unas valiosas lecciones durante este ejercicio que ya han modificado nuestra forma de pensar y que facilitarán la transición al eventual aterrizaje a ciegas.

3. Preparación para la categoría 2

3.1 Los requerimientos de entrenamiento

En Noviembre de 1967 se dirigió a todos los pilotos un manual titulado "preparación para la categoría 2" y que abarcaba los aspectos siguientes:

- secuencias visuales en la niebla y limitaciones de guía visual en pendiente sin tener a la vista el punto de contacto deseado;
- la necesidad de mejorar la precisión en la parte no visual de la aproximación y para continuar utilizando el piloto automático en lo posible incluso con visibilidad;
- los cambios de los sistemas de iluminación en la aproximación y pista recomendados por la OACI, y la forma en que tenían que utilizarse para decidir continuar o no la aproximación a tierra;
- zonas sin obstáculos y cómo el comportamiento mejo-

rado del ILS de categoría 2 y el acoplamiento del piloto automático permiten una operación no visual con alturas menores;

- la distancia extra requerida para el aterrizaje (300 metros — la misma para la aproximación automática que para la aproximación final y el aterrizaje automático);
- condiciones climatológicas esperadas en el aeropuerto de destino o en los alternativos, que tienen que estar en o por encima de los límites de la categoría 1 para permitir en vuelo una degradación del equipo de a bordo o unas instalaciones de tierra de menor categoría;
- cambios como resultado de los requerimientos de la categoría 2, con relación a:
 - a) el equipo extra necesario y el efecto de las modificaciones en los procedimientos de fallo;
 - b) manejo de los sistemas de control de vuelo;
 - c) asignación de obligaciones (condiciones normales y de fallo);
 - d) instrucciones de aproximación fallida y técnica.

En Marzo de 1968 se empezó un programa de entrenamiento utilizando un simulador y concentrándose en dos aspectos importantes; detección de fallos y corrección, y el procedimiento de aproximación fallida.

3.2 La necesidad de un sistema especial de alarma de fallo de ILS

Puesto que las faltas del ILS contribuyen significativamente, en particular, al grado de riesgo de una aproximación instrumental en condiciones de categoría 2, se precisa un sistema de alarma muy urgente para suplementar la vigilancia normal de las presentaciones de desviación y las señales de alarma por la tripulación. El dispositivo utilizado para dar alarma en desviaciones excesivas del localizador y de la senda de descenso, se diseñó en consecuencia para incorporar también alarmas de fallo de ILS. Este comparador radio utiliza las tres ventanillas de la derecha de la fila inferior del indicador de modo del piloto automático (Fig. 5) y se pone en funcionamiento al seleccionar "preparar aterrizaje" alrededor de 356 metros (1200 pies) en la aproximación final. Las alarmas son las siguientes:

- destellos en la ventana AZM (azimut): desviación de

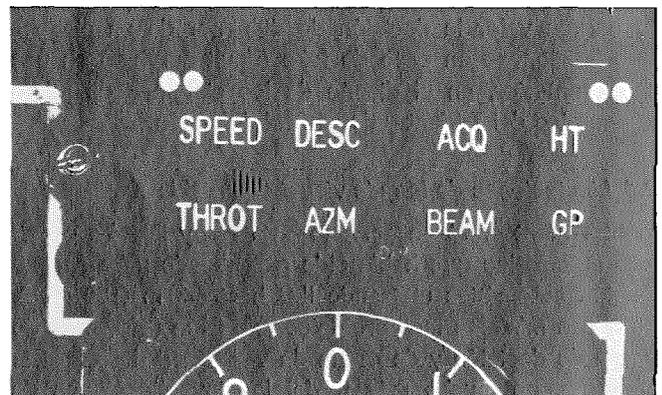


Fig. 5 Indicador de modo.

- la línea central del localizador en más de 25 microamperios;
- destellos en la ventana BEAM (haz del localizador ILS): fallo del transmisor del localizador o de los dos receptores de localizador NAV 1 y NAV 2;
- destellos de la ventana (senda de descenso) (GP):
 - a) desviación de la línea central de la senda de descenso en más de 90 microamperios;
 - b) fallo del transmisor de senda de descenso o de los dos receptores de senda de descenso;
 - c) diferencias de más de un tercio de punto (la escala completa es de 2 puntos) entre los indicadores de desviación GP del comandante y del segundo piloto.

Las alarmas GP se suprimen a 40 m (133 pies) cuando el sistema desecha la señal de senda de descenso y se conmuta a "mantener actitud". Cuando se utilizan estas alarmas junto con los destellos de BEAM y GP en el indicador de posición, el diagnóstico de las faltas se convierte en un asunto relativamente sencillo, pero la experiencia ha demostrado que la acción posterior debe analizarse con detalle y que cada miembro de la tripulación debe conocer exactamente lo que se requiere de él en todas las circunstancias. Esto se aplica generalmente a cada fase de la operación, y un sistema de asignación de obligaciones es un requisito previo de un sistema de aproximación instrumental con mínimos bajos.

3.3 Necesidad de un comportamiento y técnica mejorada en la aproximación fallida

Al reducir progresivamente los mínimos, el procedimiento de aproximación fallida adquiere cada vez más importancia, hasta que finalmente se convierte en el único método satisfactorio con el que un piloto puede intervenir si no está satisfecho con la aproximación por cualquier razón. La necesidad de una técnica que requiera poco o ningún cuidado extraordinario de un piloto consciente y bien entrenado y que sea segura a pesar de unas desviaciones razonables del camino óptimo, es por lo tanto fundamental. Las pruebas con el equipo de aterrizaje a ciegas experimental han demostrado que los factores que contribuyen más al éxito en una aproximación fallida, con pérdida de altura mínima y ejecución suave del giro y de la elevación del vuelo son:

- que se establezca en una posición estable al llegar a la altura de decisión;
- la provisión de una alarma automática de llegada a la altura de decisión;
- el uso de un director de vuelo computado o de guía por piloto automático.

Es indudable que la aproximación automática es la más adecuada para producir la condición estable necesaria al llegar a la altura de decisión, y para la ejecución de esta maniobra en condiciones de mínimo meteorológico, situación que se encuentra rara vez en el promedio de los pilotos de líneas aéreas; el funcionamiento descansado, posible mediante el uso del piloto automático, tiene que ser experimentado para ser creído.

Durante la aproximación a tierra, la velocidad se gobierna automáticamente mediante los obturadores. El selector de velocidad "Mach/IAS/Throttle" de la esquina

superior izquierda del controlador de piloto automático (Fig. 6), se pone en "Throttle" y se tira del mando "Engage". La indicación de la velocidad que se desea se pone en los contadores (152 nudos en el ejemplo) por medio de la rueda de ajuste de velocidad. Para iniciar una aproximación fallida, el piloto abre simplemente los obturadores del todo, y el avión se eleva automáticamente en 8° aproximadamente. Al mismo tiempo, el conmutador del selector de velocidad pasa de "Throttle" (obturador) a "IAS" (velocidad en el aire), apagándose la ventana THROT del indicador de modo, e iluminándose la ventana IAS controlándose a continuación el avión por el control de IAS. Los datos de velocidad se reajustan lentamente al valor constante deseado para remontar el vuelo, colocándose los alerones en la posición de despegue cuando se alcanza los 10° y elevándose el tren de aterrizaje en cuanto los alerones están en despegue. Si falla un motor al iniciarse la aproximación fallida, se deja el dato de velocidad en la colocación original.

Puesto que la facilidad automática en la aproximación fallida no estaría disponible, hasta que el avión estuviera equipado con las normas de aterrizaje automático triplex, se estableció un programa, como parte del ejercicio de garantía, para medir el comportamiento manual de 26 copilotos de BEA realizando aproximaciones equivocadas con una variedad de alturas de decisión en las proximidades de los 30 metros (100 pies). (En el procedimiento de aproximación vigilada de BEA, el copiloto gobierna el avión hasta que el comandante, al establecer referencia visual, indica "tomo el mando". En ausencia de esta indicación, el copiloto efectúa la aproximación fallida al llegar a la altura de decisión). Se realizaron 97 aproximaciones fallidas, 22 de las cuales con una condición de avería como fallo de la senda de descenso, corte del piloto automático y fallo de motores al iniciar la maniobra. De las 75 aproximaciones fallidas normales, la pérdida de altura media (con relación a la altura de decisión incorporando así el error de reconocimiento) fue de 7,6 metros (25 pies) con una desviación normal de 3 metros (10 pies).

En los 22 casos con una condición de falta, 14 tuvieron lugar a alturas muy por encima de la altura de deci-

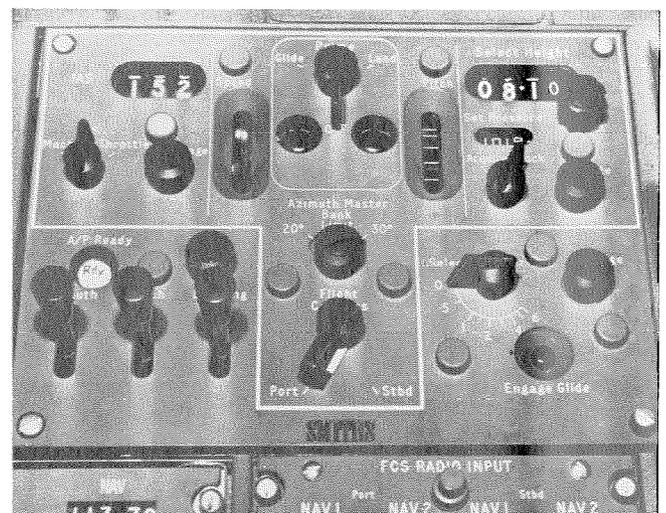


Fig. 6 Control del piloto automático.

sión y la pérdida de altura posterior a la desconexión de piloto automático fué, como se esperaba, algo superior a la normal. Sin embargo, de las ocho que ocurrieron a unos 30 metros (100 pies), la pérdida de altura máxima fué de 12 metros (40 pies).

En estas pruebas se obtuvieron unos resultados adicionales interesantes. En primer lugar se comprobó que casi todos los pilotos tendían a girar el avión en unas proporciones que aunque seguras, eran demasiado grandes para el confort de los pasajeros y con las que no se conseguían una menor pérdida de altura. Unos pocos pilotos tendían a hacer girar el avión vigorosamente y a hacerlo girar a una posición superior a los 12°. En la actualidad se hace un hincapié especial sobre este aspecto durante el entrenamiento con simulador. Se adiestra al piloto para que gire suavemente y lentamente a la marca de elevación de 10° de la indicación de posición, y a que mantenga esta posición mientras el avión ascienda claramente, consiguiendo después que la velocidad en el aire aumente gradualmente a 170 nudos, ajustando la posición consecuentemente. Este comportamiento ha sido medido y se hace referencia en la discusión posterior a los resultados registrados.

Los aspectos restantes del entrenamiento de la aproximación fallida se refieren al comandante que habiendo decidido aterrizar se hace cargo del control del avión y después sufre una disminución del segmento visual. Esto último es difícil de simular con los tipos existentes de representación visual, y lo mejor que puede hacerse es bajar la base de nubes al suelo suprimiendo así totalmente la guía visual. Incluso así, es notablemente eficaz para demostrar como puede llevar fácilmente a una sobre-elevación vigorosa cuando el piloto es cogido por sorpresa en esta etapa final de la aproximación, y se han obtenido unas mejoras muy significativas en el comportamiento de los pilotos.

3.4 Análisis de la seguridad del sistema

Los riesgos asociados a la parte no visual de la aproximación y de la aproximación fallida se trataron claramente en el ejercicio de certificación de la oficina de registro aéreo (ARB), y la probabilidad media de un accidente fatal por estos riesgos es aproximadamente de 1 en 10 millones (Fig. 7).

El análisis está hecho bajo tres aspectos principales; comportamiento durante la aproximación y aterrizaje, fallos, y aproximación fallida.

Las pruebas de vuelo mostraron que la probabilidad de cruzar los límites de libertad de obstáculos, de la OACI, en elevación en el caso de no haber fallo era prácticamente de 1×10^{-8} de forma que suponiendo una relación de incidente a accidente de 1:1, el riesgo es de 1×10^{-8} . El riesgo atribuible al canal de azimut es despreciable. La figura 8 muestra el límite de 10^{-8} con relación a las normas OACI y se apreciará que éste es innecesariamente conservador en el caso de aproximación.

El riesgo de sobrepasar la pista (1×10^{-9}) supone que el 10 % de todos los aterrizajes se hacen en pistas críticas, el 10 % de las pistas están mojadas y solamente uno de cada 100 incidentes produce un accidente.

Con el segmento visual limitado para el piloto en 400 metros de visibilidad en pista, puede no detectar una velocidad de descenso grande hasta que el punto de contacto lo tiene a la vista a una altura de 15 metros (50 pies) aproximadamente, en cuyo momento tal vez no habrá tiempo para evitar un aterrizaje brusco. Las pruebas han demostrado que el riesgo era menor de 4×10^{-8} al exceder el límite de diseño de 3,2 metros (10,4 pies) por segundo. Utilizando una relación de accidente a incidente de 1:10, el riesgo de catástrofe se convierte en 4×10^{-9} .

Los fallos de conmutación contribuyen a los mayores riesgos (casi el 50 % de la totalidad de los fallos), pero ya se tiene entre manos una acción de modificación y un nuevo diseño sustancial en los computadores de inclinación planeados para la categoría 3.

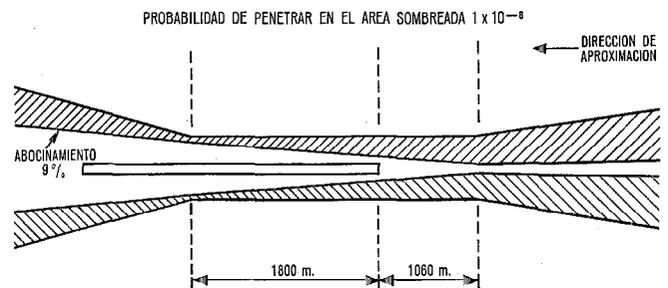


Fig. 3 Aproximación y aproximación fallida del Trident: resultados en azimut con relación a los límites de la OACI.

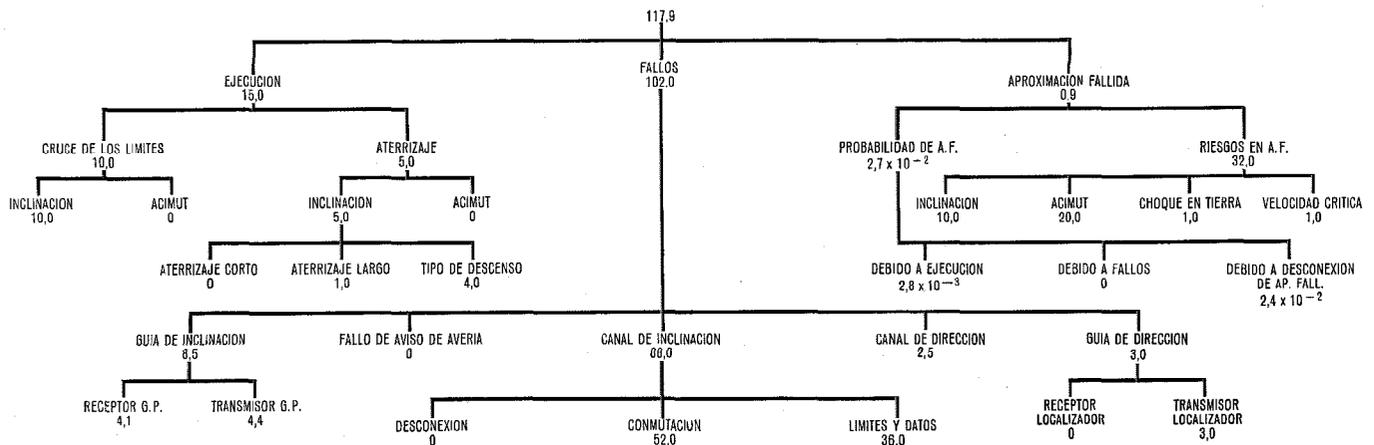


Fig. 7 Análisis de seguridad del Trident para aterrizaje automático en categoría 2 (riesgo total $\times 10^{-9}$).

Para la aproximación fallida, la oficina de registro aéreo requería que la probabilidad media debida al sistema no excediera del 3 %, y se verá que la probabilidad para el Trident es del 2,7 %, es decir, ligeramente inferior.

Para tener un paso seguro sobre los obstáculos, el manual de vuelo especifica tolerancia de pérdida de altura de 24 metros (80 pies); para el Trident esto significa que la probabilidad de sobrepasar esta cifra es de 1×10^{-8} . Desde una altura de decisión de 30 metros (100 pies) la probabilidad de dar contra la tierra es menor de 1×10^{-9} .

También se impone un límite WAT (peso-altitud-temperatura) para asegurar que el avión responde por lo menos en ejecución para que pueda cumplir con la superficie de aproximación fallida de OACI de 1 en 40, empezando en una distancia mínima del límite, de 900 metros contra el viento. El Trident puede cumplir con estos requerimientos a temperaturas hasta ISA + 26½ °C a 610 metros (2000 pies) de altitud de aeródromo y con un peso máximo de aterrizaje, y desde una altura de decisión de 30 metros (100 pies) puede salvar cualquier obstáculo que rebase de la superficie en no más de 6 metros (20 pies).

El límite de azimut calculado con una probabilidad de infracción de 1×10^{-9} se ha representado en la figura 8 suponiendo el caso peor de que tenga lugar una aproximación fallida a 60 metros (200 pies).

Utilizando de nuevo una suposición conservadora de que un incidente producirá un accidente si se cruza un límite durante una aproximación fallida, el riesgo en elevación es de 10^{-8} y en azimut de 2×10^{-8} .

Los diagramas de máxima incidencia obtenidos durante las pruebas predicen que habrá sacudidas bruscas una vez de cada 20.000 aproximaciones, por lo que se tiene un amplio margen sobre los valores críticos.

Hablando estrictamente, el análisis de seguridad debería utilizar una proporción de aproximaciones fallidas del 10 % en vez del 2,7 %, puesto que las aproximaciones fallidas son debidas a numerosas causas, incluyendo el control de tráfico aéreo y una visibilidad inadecuada en la altura de decisión, además de un comportamiento pobre y de los defectos. Aunque el piloto está virtualmente seguro de que tiene visibilidad a 30 metros (100 pies) con 400 metros de visibilidad en pista (Fig. 4), con valores intermedios de 40 metros (150 pies) y 500 metros puede necesitar todavía hacer una aproximación fallida en el 8 % de los casos. Sin embargo esta contribución adicional al riesgo medio es todavía muy pequeña.

3.5 Riesgos de operación

En Septiembre de 1968, el Trident obtuvo el certificado para operaciones de categoría 2 a la altura inferior de decisión de 30 metros (100 pies) utilizando aproximación automática hasta una altura mínima de 20 metros (65 pies) o aterrizaje automático hasta tocar tierra, supuesto que el piloto automático siguiera conectado hasta que se estableciera referencia visual. Quedó por considerar los riesgos asociados a la porción visual del vuelo y asegurarse de que éstos no aumentan significa-

tivamente el riesgo de accidente fatal. El problema presenta cierto número de puntos generales:

a) el efecto de muchos de los riesgos inherentes al vuelo con referencia visual se reduciría puesto que el tiempo de exposición a estos riesgos se reduce también considerablemente (comparativamente a la mitad de una altura de decisión de 61 metros [200 pies]);

b) la posibilidad de que los pilotos hagan una maniobra de aproximación final, con visibilidad en pista tan baja como 400 metros, ha sido demostrada para muchos tipos de aviones;

c) se han observado unas proporciones de éxito muy grandes con visibilidad en pista, en los que a la altura de decisión era muy probable que el piloto solamente pudiera ver tres luces de aproximación. Estos resultados se obtuvieron con ILS de categoría 1 y acopladores relativamente pobres; por lo tanto, en muchas ocasiones se habrían necesitado unas correcciones relativamente grandes y sería normal iniciar estas correcciones inmediatamente después del contacto visual. Por otra parte, un avión de categoría 2 llegaría a la altura de decisión cerca de la línea central y de la senda de descenso y solamente con pequeños errores de recorrido. En consecuencia, BEA observó que los riesgos asociados a la decisión de aterrizar con operaciones de categorías 2 eran menores que los asociados a operaciones de categoría 1;

d) la reducción del nivel de los riesgos descritos en c) mejoraría con la provisión de unas luces de aproximación especiales para las operaciones en categoría 2, especialmente con visibilidad en pista de menos de 500 metros.

3.6 Mejora de las luces de aproximación

Las normas OACI para luces de aproximación en la categoría 2 fueron el resultado de experimentos realizados a todos los niveles por varios Estados, entre ellos el Reino Unido, EE.UU. y los Países Bajos; el resultado ha sido, una normalización de los esquemas de los últimos 300 metros para ambos tipos de sistemas de luces de aproximación de la categoría 1 (Fig. 9). En Inglaterra, en unas recientes pruebas en simulador en la unidad experimental de aterrizaje a ciegas (BLEU), se demostró claramente que el seguimiento por parte del piloto de la senda nominal de aproximación en la fase visual bajo control manual, era mejor con las barras suplementarias que sin ellas, aunque la ventaja principal estaba en la definición de la distancia para ir hasta la entrada de la pista (en seis ocasiones con visibilidad en pista de 400 metros, los pilotos han confundido la barra cruzada a los 150 metros del principio de la pista cuando no había barras rojas). En consecuencia, puesto que en algunos aeropuertos se han promulgado las operaciones de categoría 2 sin que se hayan instalado las barras rojas, BEA ha decidido limitar la visibilidad en pista mínima a 500 metros en estos casos e incluso entonces para permitir solamente las operaciones utilizando aterrizaje automático.

Las barras rojas suplementarias juegan también un papel muy importante para ayudar al piloto a decidir si

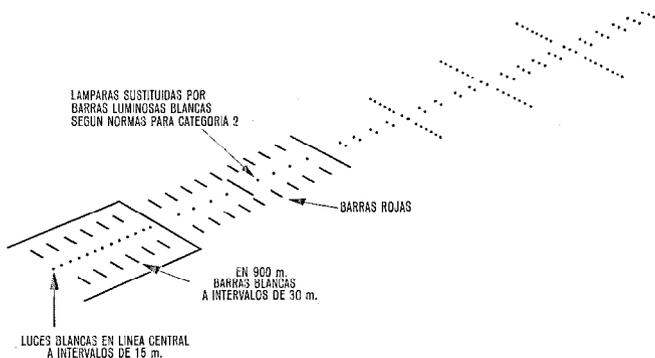


Fig. 9 Luces de aproximación y pista para operaciones en categoría 2.

procede o no a aterrizar una vez establecida la referencia visual. Unas pruebas hechas hace muchos años por la RAE (Royal Aircraft Establishment) demostraron que la corrección de una posición incorrecta en azimut necesitaba por lo menos 12 segundos fuera cual fuera el grado de desplazamiento. A 30 metros (100 pies), por lo tanto, esta maniobra es impracticable si tiene que completarse antes de empezar la aproximación final. En consecuencia BEA estableció que además de tener por lo menos una barra roja continuamente a la vista (es decir por lo menos un segmento de 150 metros de luces de aproximación), el avión debe estar también dentro de la anchura general de las barras rojas, y en caso contrario el piloto debe iniciar una aproximación fallida.

3.7 Calificación de los pilotos

Además del entrenamiento en tierra (que comprendía los ejercicios de procedimiento en simulador), el piloto debe haber realizado un mínimo de 10 aproximaciones automáticas, 5 aproximaciones finales automáticas y 5 aterrizajes automáticos en operaciones en línea para obtener la calificación para hacer operaciones en condiciones meteorológicas de categoría 2. Cada práctica tiene que registrarse en un formulario especial (Fig. 10), y éstas se analizan para ver si se han experimentado dificultades

particulares o no. No se ha intentado hasta ahora restringir estos procedimientos de práctica a instalaciones ILS que estuvieran ya o que fueran a estar pronto en la categoría 2. De esta forma los pilotos están en situación de apreciar los mejores resultados facilitados por los haces de categoría 2, y podrán distinguir mejor entre ejecución buena y mala.

3.8 Primeras experiencias en aproximación final automática

BEA empezó a realizar aproximaciones finales automáticas con pasajeros en Junio de 1965, la proporción de éxitos (según la opinión de los pilotos) fué de alrededor del 55%. Esta cifra tan pobre fué debida principalmente a un gran número de interrupciones de inclinación al principio de la aproximación final, pues los pilotos eran también muy escrupulosos en la calidad del contacto con tierra especialmente en condiciones que no fueran de calma. La razón principal por la que la aproximación final no obtuvo la aceptación general de los pilotos en esta etapa y que todavía se presenta en parte, es la altura con la que se inicia la aproximación final, una altura de ruedas de 19 metros (62 pies). En posición de aproximación, el piloto está a 4,6 metros (15 pies) por encima de las ruedas, de forma que una aproximación final que empieza a una altura visual de 23,6 metros (77 pies) es comprensiblemente desconcertante al principio, especialmente puesto que como muestran las estadísticas, la aproximación final manual se hace a una altura de la vista de 9 metros (30 pies). La sustitución de un pilotaje automático fallido por uno manual al principio de la aproximación final incluso con una velocidad de aproximación de 10 nudos por encima del valor de umbral, presenta por lo tanto un problema de manejo difícil, especialmente si el piloto aplicaba una inclinación grande cerca del suelo con lo que el avión se posaba posteriormente en el suelo en forma no satisfactoria. En consecuencia, en Noviembre de 1966, se redujo la velocidad de aproximación a VAT + 5 nudos (VAT = velocidad de aproximación límite), ajustándose el motor central

AUTOAPPROACH <input type="checkbox"/>	AUTOFLARE <input type="checkbox"/>	AUTOLAND <input type="checkbox"/>	COMMENTS ON QUALITY	
RWY _____ TEMP _____ °C	W/V _____ RVR _____	CLD. BASE/VV _____		
GLIDEPATH SMOOTHNESS	Very good <input type="checkbox"/>	Normal <input type="checkbox"/>		Poor <input type="checkbox"/>
LOCALISER SMOOTHNESS	Very good <input type="checkbox"/>	Normal <input type="checkbox"/>		Poor <input type="checkbox"/>
MODE INDICATOR FLASHING	AZM <input type="checkbox"/>	BEAM <input type="checkbox"/>		GP <input type="checkbox"/>
ILS INTERFERENCE	Aircraft <input type="checkbox"/>	Other <input type="checkbox"/>		Unknown <input type="checkbox"/>
PITCH DISCONNECT	Intentional <input type="checkbox"/>	Unintentional <input type="checkbox"/>		
	at _____ feet			
ROLL DISCONNECT	Intentional <input type="checkbox"/>	Unintentional <input type="checkbox"/>		
	at _____ feet			
SPEED HOLD	Auto <input type="checkbox"/>	Manual <input type="checkbox"/>	± _____ knots	
RATE OF DESCENT BEFORE FLARE	_____ f.p.m.			
LOW LEVEL TURBULENCE	Nil <input type="checkbox"/>	Slight <input type="checkbox"/>	Mod. <input type="checkbox"/>	Severe <input type="checkbox"/>
LANDING CHARACTERISTICS	High hold off <input type="checkbox"/>	Lack of flare <input type="checkbox"/>		
	Skip <input type="checkbox"/>	Hard <input type="checkbox"/>	Firm <input type="checkbox"/>	Soft <input type="checkbox"/>
OVERALL QUALITY	SATISFACTORY <input type="checkbox"/>		UNSATISFACTORY <input type="checkbox"/>	

Fig. 10 Impreso para registrar las prácticas de los pilotos de aproximación, aproximación final y aterrizaje automáticos.

a 11.000 r. p. m. dejando los obturadores en esa posición hasta que el avión tocara tierra, cerrándose automáticamente los dos obturadores laterales a 19 metros (62 pies). También se cambió el engranaje del piloto mecánico para que diera inicialmente un índice de inclinación menor.

3.9 Problemas de la variabilidad del ángulo de la senda de descenso

Retrospectivamente, tal vez haya sido desafortunado que el sistema se diseñara con un margen de ángulos de senda de descenso de 2,5° a 3,5°, o el existente en la red europea BEA (Fig. 11). Si se hubiera elegido un límite superior de 3° el sistema se podría haber hecho óptimo para un ángulo de 2,75° en vez de 3°, y la iniciación de la aproximación final podría haber sido a alturas de rueda inferiores a 19 metros (62 pies). El anexo 10 de la OACI da un valor óptimo para el ILS de categoría 2 de 2,5° con una tolerancia de 0,5° hacia arriba que, sin embargo, parece irreal por las razones siguientes:

- los problemas de reducción de ruido al franquear obstáculos ha obligado a varios países a ajustar el ángulo de la senda de descenso de los ILS de categoría 2 en el límite superior de 3° (por ejemplo en Londres y Amsterdam) y en valores intermedios de 2,75° (París) y de 2,7° (algunos aeropuertos alemanes). Cuando la reducción por ruido no es de importancia primaria (por ejemplo en Dublín y Estocolmo) los ángulos son de 2,5°. De esta forma el piloto experimentará grandes variaciones en la velocidad de descenso de un lugar a otro y esto se ve claramente que no es deseable en condiciones de visibilidad pobre cuando la decisión de altura es difícil, especialmente cuando el punto de contacto no está a la vista;
- incluso con los modernos conjuntos radiantes del transmisor de senda de descenso, las inflexiones del haz pueden ser un problema con ángulos de 2,5°;

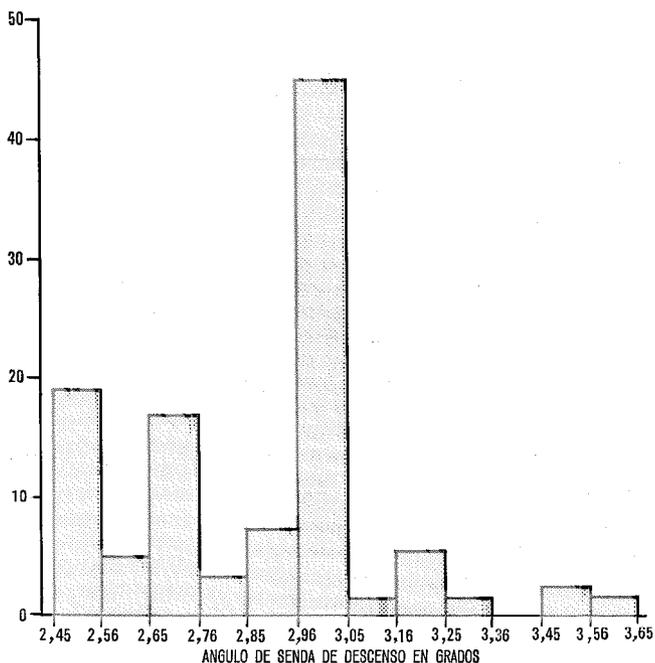


Fig. 11 Distribución de los ángulos de la senda de descenso de los ILS de la red de BEA.

- un ángulo de senda de descenso pequeño, combinado con una visibilidad hacia abajo reducida, da una probabilidad menor de contacto visual en la altura de decisión para la misma visibilidad que con mayores ángulos de descenso. (Se ha argumentado que una senda de descenso menos inclinada da al piloto más tiempo para comprobar la situación visual y hacer las correcciones necesarias. Aunque esto puede ser verdad en lo que se refiere al azimut, es claramente inconveniente prolongar la fase de "bucle abierto" con el riesgo consiguiente de una situación peligrosa que puede presentarse por las maniobras de amplia variación de inclinación cuando el punto de contacto no está a la vista);
- con líneas de descenso rasantes resultan mayores tiempos de encendido y más posibilidades de alto ruido durante los aterrizajes automáticos en los que el encendido comienza a una altura fija;
- los sistemas de aterrizaje automático que utilizan radio-altímetros para la aproximación final, están menos sujetos a los efectos del terreno ante el principio de la pista, cuando se utilizan sendas de descenso más inclinadas;

Hay por tanto una razón sustancial en el argumento de los pilotos de avión de reacción contra un ángulo de senda de descenso superior a 2,5°, que la pequeña potencia en los planos de cola no preve las condiciones de deshielo, y hay una falta de fuerza ascensional si se precisa una aproximación fallida. Sin embargo como en otros aspectos de las operaciones con baja visibilidad, la normalización es de importancia primordial, y un compromiso de 2,75° como un valor óptimo para el ángulo de la senda de descenso del ILS, parece más lógico que las normas actuales de OACI. También deben tomarse en consideración los ajustes de acuerdo con la pendiente del terreno. Hay que tener en cuenta, sin embargo, los ajustes para terreno inclinado. Puesto que un piloto está normalmente acostumbrado a iniciar la aproximación final a una altura determinada, y puesto que el piloto automático está también programado para hacerlo así, sería conveniente que se ajustase la senda de descenso para que produjera una proporción aparente de descenso en la parte final de la aproximación que fuera la más próxima posible a la conseguida con un ángulo de senda de descenso de 2,75° en una pista a nivel mientras no fuera superior a 3,0° o inferior a 2,5°. Por ejemplo una pendiente de 0,36% es equivalente a 0,2° de forma que con esta pendiente en sentido descendente, el valor óptimo de 2,75° se aumentaría a 2,95°.

3.10 Experiencias recientes en aproximación final y aterrizaje automáticos

Las figuras 12 y 13 muestran los resultados de las aproximaciones finales y aterrizajes automáticos con la nueva ley para aproximaciones finales. Durante el principio de 1967, el número de aproximaciones automáticas por mes se aumentó a medida que se modificaba la flota aérea y se entrenaban los comandantes; el número aumentó de nuevo a mediados de 1968 al haber más comandantes entrenados. La proporción de operaciones satis-

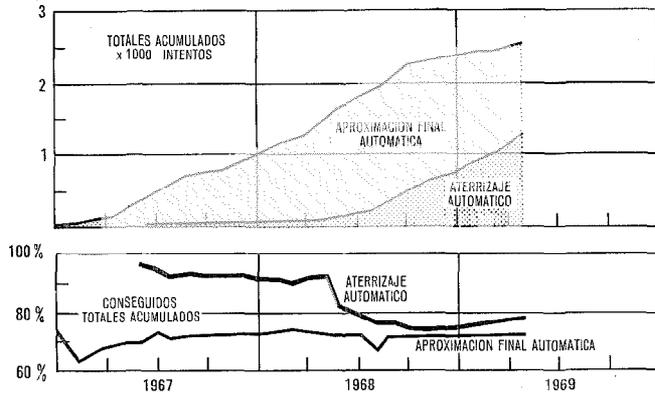


Fig. 12 Aproximación final automática y aterrizaje automático totales y porcentaje acumulativo de casos bien realizados.

factorias varió entre el 60 y 80% en 1968, elevándose al 90% en 1969. Otro 6% consiguió hacer aterrizar al avión, pero fué considerado como no satisfactorio por el piloto porque fué duro, fluctuante o a saltos. Los cortes del piloto automático fueron la causa más común de fallo, la mayoría de los cuales se presentaron en la aproximación final. Entre otras causas están los errores en el control de tráfico aéreo, el de fallos de radio y haces ILS pobres.

En Abril de 1967 se modificó un avión para aterrizaje automático duplex y se obtuvo la certificación. Durante una semana, en Mayo de 1967, se realizó un esfuerzo especial que recibió el nombre de "operación automática" para hacer en servicio regular de pasajeros el mayor número posible de aterrizajes automáticos en todos los aeropuertos en que fuera posible (se consiguieron en 15 aeropuertos diferentes). Esta es la razón del elevado número (29) del mes de Mayo de 1967.

Como solamente había un avión preparado y cinco comandantes entrenados en esta técnica, durante el resto de 1967 se hicieron muy pocos aterrizajes automáticos. En Abril de 1968 se modificaron otros aviones y se autorizó a otros comandantes, y el número de aterrizajes automáticos empezó a aumentar. Actualmente están modificados todos los Trident. La proporción "satisfactoria" de aterrizajes automáticos es corrientemente del 87% y la cantidad de aterrizajes de avión automáticamente es más bien elevada, 85—87%. El aterrizaje automático tiende a tener más éxito porque la actividad del piloto es inherentemente más sencilla (el piloto solamente tiene que corregir el ángulo de desviación precisamente antes del contacto), y porque el equipo que se monta en el avión para aterrizaje automático está con las más recientes normas de modificaciones.

Se buscó la razón principal del gran número de interrupciones molestas durante el vuelo de desarrollo con sistema triplex, cuando se comprobó que los límites de diferencia de impulso se habían establecido demasiado estrechos, y que la falta de "movimiento perdido" en el sistema de control era el verdadero causante. Se hizo nuevo diseño para introducir los L. M. C. U. (unidades de acoplamiento de movimiento perdido) en el canal de inclinación.

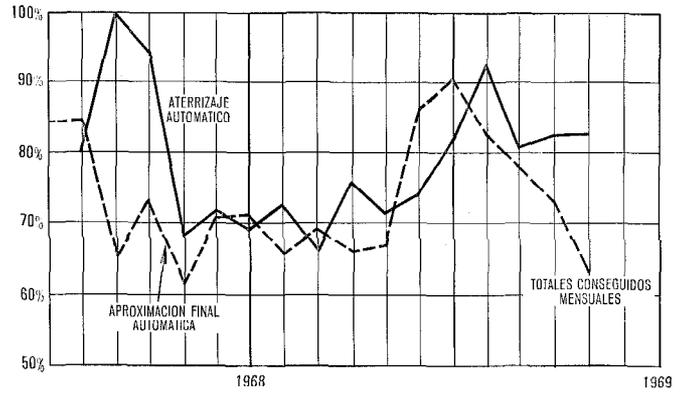


Fig. 13 Porcentaje mensual de aproximaciones finales automáticas y aterrizajes automáticos conseguidos.

Otra característica incorporada con la modificación triplex fué la "compensación de rachas de viento". Esto consiste en la introducción de un término de error de velocidad respecto al aire que se introduce en el canal de inclinación, que da una mayor autonomía de inclinación en condiciones turbulentas consiguiendo con esto unos resultados mucho mejores durante la aproximación y la aproximación final y en la calidad del contacto con tierra.

Cuando haya más aviones equipados según las últimas normas y haya más ILS de categoría 2 ó 3, esperamos que la proporción de aciertos sea superior al 90%.

El análisis muestra también que la proporción de intervenciones del piloto, por otras razones que unos haces de ILS de poca calidad y cortes del piloto automático es actualmente de alrededor del 1,5%, aunque hay una gran variación entre unos pilotos y otros. Los que hacen regularmente aterrizajes automáticos intervienen menos de 1%. Conoceremos mejor las razones por las que intervienen los pilotos cuando los aviones estén equipados con registradores de aterrizaje automático. Incidentalmente, el análisis de las "cajas negras" obligatorias de registro han demostrado que la mayoría de los pilotos tienen la tendencia de iniciar la aproximación final muy tarde, y se están haciendo esfuerzos para corregir esto. No se duda que los aterrizajes violentos son mucho más probables con aterrizaje manual que con aterrizaje automático, y tal vez sea significativo el hecho de que los pilotos que han realizado un gran número de aterrizajes automáticos han modificado su técnica de aproximación final iniciándola antes y utilizando un ángulo de descenso inferior.

3.11 Equipos de tierra y características de los aeropuertos

A finales de 1968, BEA estuvo en condiciones de convencer a Board of Trade de que las normas de entrenamiento y los procedimientos de funcionamiento propuestos, en términos generales cumplían con los requisitos de niveles de seguridad para categoría 2, al menos para funcionamiento a 46 metros (150 pies) de altura de decisión y 500 metros de visibilidad de pista. Falta completar las investigaciones necesarias, ya en marcha durante los últimos seis meses, sobre las normas de las ayudas dis-

ponibles en los aeropuertos en los que se intentaba funcionar con mínimos inferiores, particularmente los relativos a ILS, las características del terreno en la zona de aproximación y la zona de contacto con la pista y la zona libre de obstáculos.

Con relación al ILS, dos naciones han promulgado pistas adecuadas para la categoría 2, con instalaciones inadecuadas para cumplir con el anexo 10 de la OACI, tiempos de retardo de monitor de 2 y 5 segundos para la senda de descenso y localizador respectivamente. En un caso, los tiempos fueron de 6 segundos para la senda de descenso y el localizador, y en otro de 10 segundos para ambos. Los análisis de seguridad remitidos a la ARB (Air Registration Board) se volvieron a calcular utilizando estos tiempos mayores de retardo de monitor; los resultados demostraron que el nivel de seguridad no se vería afectado supuesto que la altura de decisión no fuera inferior a 46 metros (150 pies).

Otro problema se presentó en un aeropuerto en el que había una carretera no controlada que pasaba dentro de los 10 metros de distancia del transmisor de senda de descenso, y que por lo tanto no cumplía con los requisitos de la OACI con relación a las áreas críticas del ILS. Así, aunque la pista estaba incluida como adecuada para operaciones en categoría 2, BEA no la incluyó en su lista de aeropuertos en los que se proponía reducir los mínimos meteorológicos.

La información del perfil del terreno derivada de los mapas de contorno, es necesaria en una aproximación en categoría 2 para:

- producción de una carta de perfiles en pequeña escala como guía para los pilotos con relación a las diferencias que se notarían entre las indicaciones del altímetro de presión y el radio-altímetro;
- comprobación de las posiciones en las que puede tener lugar la conmutación del piloto automático a alturas de 100 metros (330 pies) y 40 metros (133 pies). La posición del avión se mide continuamente desde 100 metros (330 pies) hasta 40 metros (133 pies) y la media resultante utilizada después hasta aproximación final a 19 metros (62 pies);
- correcciones de la altura de decisión teórica aplicadas al radio-altímetro. Con relación a esto se inspeccionó con detalle un área de 122 metros (400 pies) de ancho alrededor de la línea central prolongada desde el principio de pista a un punto a 915 metros (3000 pies) a favor del viento. Se hicieron comprobaciones fuera de este área para asegurar que las posibles grandes variaciones del terreno no afectarían la seguridad del avión. La posibilidad de que el avión estuviera por encima o debajo de la senda de descenso nominal se tuvo también en cuenta.

Para aterrizaje automático la información del perfil del terreno se dedujo de mapas a gran escala que cubrían un área de 61 metros (200 pies) de ancho alrededor de la línea central desde un punto a 915 metros (3000 pies) contra el viento del principio de la pista y hasta un punto a 305 metros (1000 pies) del principio a favor del viento. (Al definir la longitud del área a partir del principio de la pista a favor del viento se tiene en cuenta la posi-

ción más adversa del avión al hacer la conmutación a aproximación final). También se hizo la inspección del terreno actual, y en casos de duda se hizo una comprobación utilizando el equipo del fabricante del avión. Los criterios utilizados fueron los que se habían aplicado previamente para aterrizaje automático con visibilidades de categoría 1 y que habían demostrado que eran aceptables hasta la fecha, principalmente:

- ondulaciones suaves de hasta 1,5 metros (5 pies) y cambios abruptos de menos de 1 metro (3 pies);
- edificios aislados de hasta 3 metros (10 pies) de altura o zanjas de hasta 3 metros (10 pies) de profundidad supuesto que su longitud sea menor que 15 metros (50 pies) medida paralelamente a la línea de centro;
- cambios bruscos de la pendiente en el principio de pista de menos del 1%;
- los primeros 915 metros (3000 pies) de la pista deben ser sustancialmente planos aunque no necesariamente nivelados.

Dos de las pistas de la red BEA afectadas por mala visibilidad no pueden cumplir los requerimientos anteriores para aterrizaje automático, esto es, la pista 25 de París (Le Bourget) en la que el terreno enfrente del principio de la pista se eleva bruscamente con un gradiente del 5% y la pista 23 de Ginebra cuyo perfil se ha representado en la figura 14.

La zona libre de obstáculos y los cálculos de altura de decisión presentan problemas más serios. El Trident ha obtenido la certificación para operaciones a una altura de decisión de 30 metros (100 pies) o el límite de la zona libre de obstáculos (OCL) mas 9 metros (30 pies), utilizando la mayor. El margen de 15 metros (50 pies) sobre un obstáculo incluido en la OCL, según ha sido definido por la OACI no es adecuado puesto que como se vió antes, el margen de pérdida de altura derivado de las pruebas de aproximación fallida era de 24 metros (80 pies). Como sucedió, este requerimiento no fué restrictivo para funcionamiento a una altura de decisión de 46 metros (150 pies), pero se presentaron dificultades porque Francia y Suiza utilizan normas de áreas y superficies de protección contra obstáculos, de dimensiones que difieren de las especificadas por la OACI y que deben cumplir los operadores de BEA. En consecuencia tuvimos que obtener una información detallada de todos

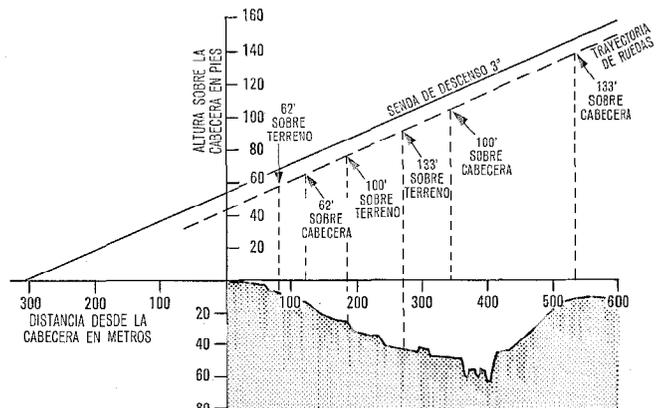


Fig. 14 Perfil del terreno delante de la cabecera de la pista 23 de Ginebra.

los obstáculos que pudieran afectar a los cálculos de O.C.L. y por lo tanto a la altura de decisión; esto llevó necesariamente su tiempo. Eventualmente, en Febrero de 1969, se introdujeron en Amsterdam, Colonia, Hamburgo, París (Orly) y Zurich operaciones en categoría 2 con altura de decisión de 46 metros (150 pies) y 500 metros de visibilidad de pista. En Marzo se añadieron a la lista los de Hanover y Londres (Heathrow).

Puesto que las áreas señaladas por la OACI como zonas libres de obstáculos para la categoría 2 conducen a una restricción operacional innecesaria, el Reino Unido empezó a trabajar en 1966 para deducir nuevas áreas basadas en una aproximación más racional y cuya intención era reducir el volumen de espacio aéreo necesario (excluyendo así el número máximo de obstrucciones) consistentes con la necesidad de conseguir el nivel de seguridad deseado sin dificultades indebidas y para hacer mínima la proporción de aproximaciones fallidas. Sin embargo, las pruebas han revelado que hay varias pistas en las que, incluso así, la altura inferior de decisión de la categoría 2 de la OACI de 30 metros (100 pies) no puede conseguirse por lo que se decidió calcular los límites de despeje de obstáculos y las superficies teniendo en cuenta específicamente las condiciones comprobadas de funcionamiento de los Trident y las demás circunstancias apropiadas a las condiciones meteorológicas de la categoría 2. Un estudio de la estadística meteorológica para una muestra representativa de los aeropuertos europeos demostró que la probabilidad de encontrar las condiciones de la categoría 2 a una temperatura de más de 20 °C era menor que 1%. Esto, combinado con la pequeña probabilidad de fallo de motores en el comienzo de una aproximación fallida da como resultado la posibilidad de utilización de una pendiente de 1 en 18 para la superficie de aproximación fallida en vez del 1 en 40 supuesto por la OACI. El resultado final fué que podíamos reducir la altura de decisión a 30 metros (100 pies) y la visibilidad de pista a 400 metros en todos los casos menos uno.

4. Progresos hacia la categoría 3

4.1 El problema de la integridad del ILS

La suposición hecha en las primeras etapas del diseño del Trident de que los ILS podrían proporcionar la precisión y seguridad básica requeridas para aterrizajes a ciegas, parece estar totalmente justificada. Ciertamente no hay evidencia para lo contrario, aunque no hay duda de que la aceptación del ILS dependerá en gran escala de las normas de ingeniería utilizadas en su desarrollo y aplicaciones. Sin embargo, tiene que reconocerse que en lo que se refiere a la integridad, una debilidad fundamental reside en el único camino de propagación entre tierra y aire con la posibilidad que ocurran interferencias que pueden tener unos serios efectos en los resultados de los aterrizajes automáticos.

La forma de interferencia como la provocada por un avión despegando y sobrevolando la antena del localizador, puede tolerarse puesto que el avión que va a aterrizar no está por debajo de aproximadamente 153 metros (500 pies) en la aproximación. Durante muchos años, en las condiciones meteorológicas de categoría 3 bastarán

las disposiciones de procedimiento como las que se han adoptado para operaciones en categoría 2; no permiten a un avión despegar si otro avión que va a aterrizar ha llegado a la baliza exterior.

Aunque todavía no hay evidencia satisfactoria de la frecuencia de ocurrencia y de los niveles que se esperan con relación a interferencias extrañas en la banda de ILS/VHF, se está procediendo con alguna urgencia en el Reino Unido al estudio de los métodos para vencer este problema y se espera que se encontrará una solución cuando BEA esté preparada para realizar aterrizajes totalmente a ciegas. Al mismo tiempo creemos que BEA puede hacer una importante contribución a este trabajo operando en las condiciones de la categoría 3 y efectuando millares de aterrizajes automáticos registrados satisfactoriamente.

4.2 El empleo de una baja altura de decisión en visibilidades de la categoría 3

La referencia visual necesaria para vigilar la ejecución de un aterrizaje automático es inferior a la de un aterrizaje manual y sólo es necesario que el piloto pueda ver e identificar las iluminaciones y señales de un segmento muy limitado de la zona de contacto de la pista para convenirse de que el sistema automático ha llevado el avión hasta una posición adecuada desde la que el aterrizaje automático posterior será satisfactorio.

Igualmente, la recuperación desde una posición no satisfactoria con una altura muy baja, sólo puede hacerse con una maniobra de aproximación fallida. Sin embargo, la demostración de que este procedimiento era seguro en condiciones de aterrizaje totalmente a ciegas, hasta el contacto con el suelo, sería necesaria en cualquier caso para obtener la certificación completa para categoría 3. Por lo tanto, se decidió atacar el problema en dos etapas, utilizando primero una altura de decisión de 10 metros (62 pies) (el principio de la aproximación final) y en segundo lugar, una altura de decisión de 3,7 metros (12 pies) (el punto en que se suprime automáticamente el ángulo de desviación). Estas dos alturas se señalan a los pilotos por la extinción de la lámpara azul del indicador de progreso a 19 metros (62 pies), que se ha encendido primeramente al principio de mantenimiento de posición a 41 metros (133 pies) y encendido de nuevo a 3,7 metros (12 pies).

La figura 15 muestra los segmentos visuales previstos con alturas de decisión de 19 metros (62 pies) y 3,7 metros (12 pies) asociados a visibilidad de pista de 300 metros y de 200 metros respectivamente, suponiendo una niebla de densidad uniforme. Con las ruedas a 19 metros (62 pies), está a punto de desaparecer el límite de la pista y el segmento visual es de 190 metros de forma que se verán por lo menos cinco luces de la línea central y cinco barras de la iluminación de la zona de contacto. A cuatro metros el segmento visual es de 145 metros. Sin embargo, como queda todavía un riesgo significativo de aumento de niebla que se presenta a alturas por debajo de 19 metros (62 pies), recientemente se ha decidido omitir la etapa de los 19 metros e introducir la altura de decisión de 4 metros cuando todos los aviones hayan sido modificados a la norma completa categoría 3b y todos los pilotos hayan

sido entrenados para utilizar este sistema. En el primer caso el límite de visibilidad de pista será de 300 metros y la operación se planea para comenzar en el invierno de 1972—73. Después la visibilidad de pista se reducirá a 200 metros en 1973—74 y a 50 metros en 1974—75, pero en este último caso el sistema total tiene que haber sido aprobado para aterrizaje totalmente a ciegas.

4.3 Pruebas de certificación de categoría 3b

Las pruebas de vuelo necesarias para la certificación para funcionar en los mínimos de la OACI de categoría 3b (visibilidad de pista de 50 metros) y para un mínimo provisional de altura de decisión de 3,7 metros (12 pies) y 200 metros de visibilidad, se completaron en Mayo de 1969. Además de los pilotos de prueba, participaron tres pilotos de ARB (Air Register Board), Board of Trade y B. L. E. U. y 16 pilotos de BEA.

Se hicieron 150 aterrizajes automáticos con visibilidades de pista entre cero y 30 metros. Se hicieron manualmente 45 aproximaciones fallidas desde alturas comprendidas entre los 12 y 3,7 metros (40 y 12 pies) y 23 aproximaciones automáticas fallidas desde 3,7 metros (12 pies) y alturas inferiores. (La pérdida máxima de altura obtenida durante este último fué de 1,8 metros (6 pies). Se hicieron también 137 despegues y 10 aceleraciones/paradas utilizando la guía de orientación del director de azimut.

Se introdujeron averías aleatoriamente durante las pruebas, incluidos el fallo de motores en la iniciación de una aproximación fallida, la desconexión del piloto automático, fallos de la radio y así sucesivamente.

Las normas de equipo y los procedimientos de funcionamiento utilizados fueron los siguientes:

4.4 Equipo del avión

Normas de categoría 3b, esto es, categoría 3a (incorporando modificaciones de integridad de conmutación y confiabilidad) con la adición de:

- conmutador categoría 2/categoría 3 para cambiar el límite de alarma de exceso de desviación de 25 a 12 microamperios;
- indicador de estado de integridad;
- indicadores de progreso de elevación;
- funcionamiento duplex de canal de timón para suprimir el ángulo de deriva en 3,7 metros (12 pies) y para guiar en tierra a 70 nudos con indicador de elevación paravisual que proporcione la guía posterior;
- indicadores de conexión de timón;
- indicador de velocidad en tierra y distancia a la que se va;
- control de guiñadas durante la aproximación automática fallida;
- pantallas variables de niebla.

4.5 Equipo de tierra

- ILS de categoría 3;
- iluminación y señalizaciones de pista de categoría 2 más una línea central verde constituida por luces con separación inferior a 15 metros.

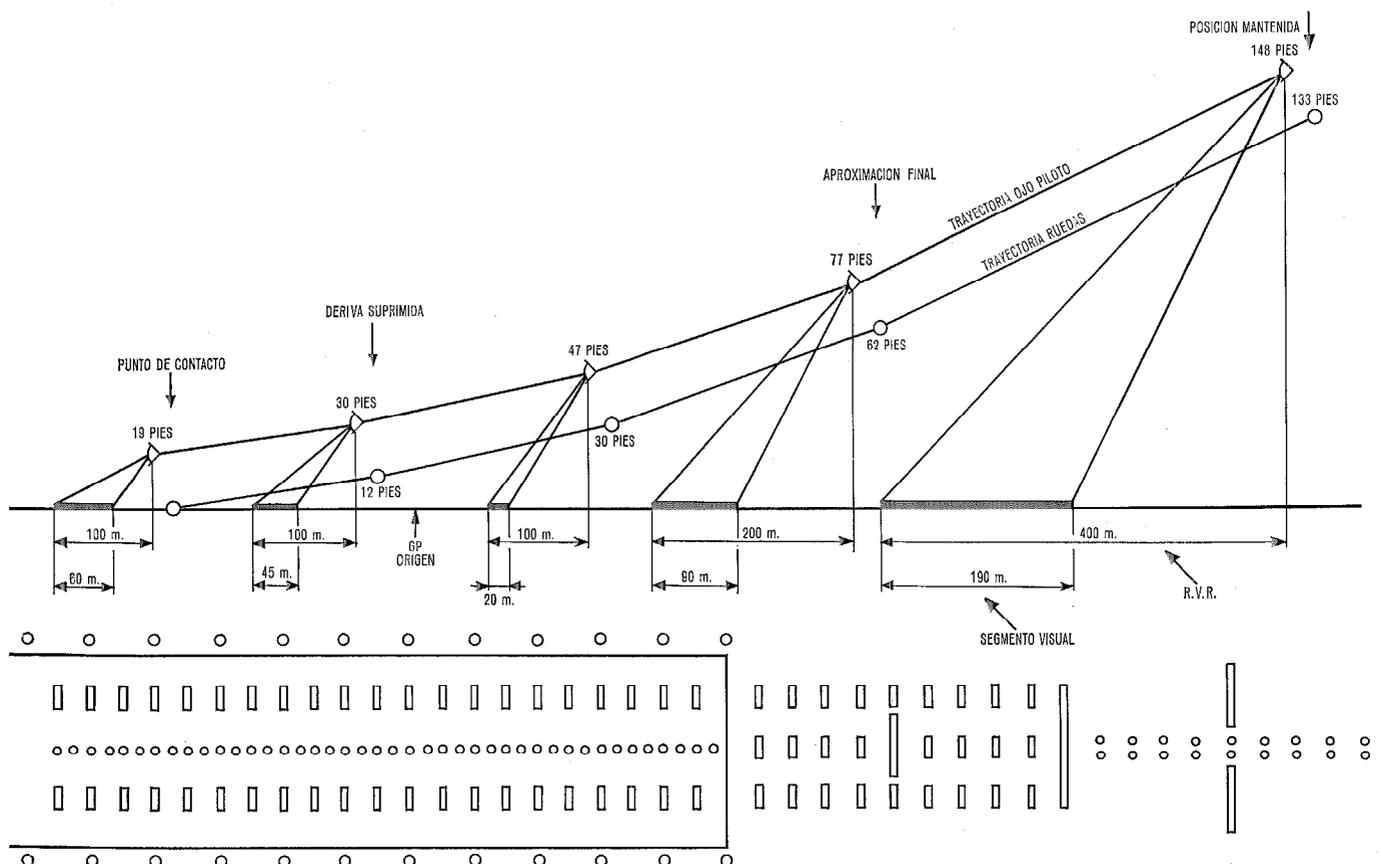


Fig. 15 Progreso y segmentos visuales con visibilidad de pista (RVR) de 400, 200 y 100 metros.

4.6 Procedimientos de operación

— A una altura de 366 metros (1200 pies) se selecciona "preparar aterrizaje", y se comprueba que el canal de timón está conectado, los tres radio-altímetros en servicio, la compensación de ráfagas IN, triplex IN y el conmutador de cat. 2/cat. 3 colocado en cat. 3.

— Cuando el avión llega a 90 metros (300 pies) el tercer piloto P3 comprueba el indicador de estado de integridad. Si está "verde", esto quiere decir que los canales triplex de inclinación y dirección están trabajando con niveles normales de igualación, que los computadores de inclinación y los radio-altímetros están correctamente sincronizados y que la aproximación puede continuar hasta la altura de decisión de 3,7 metros (12 pies) y visibilidad asociada de categoría 3. P3 indica "100 metros (300 pies), verde, triplex IN" y el capitán responde "Tengo control; altura de decisión 4 metros (12 pies)".

Si el indicador de integridad indica amarillo pero triplex está IN, la operación a 4 metros es permisible siempre que la visibilidad de pista sea de 300 metros o mejor. Si el indicador señala amarillo pero el triplex está OUT, la altura de decisión es 30 metros con un límite de visibilidad de 400 metros.

Si el indicador señala RED (rojo) se aplican los límites de la cat. 2 pero debe aterrizar manualmente.

— A 40 metros (133 pies) con "mantener posición", se encienden los indicadores de progreso (adyacentes al radio-altímetro del panel de cada piloto y repetidos en la parte superior de la pantalla antideslumbrante en el parabrisas).

— A 19 metros (62 pies), la lámpara indicadora de progreso se apaga indicando el comienzo de la aproximación final, y P2 dice "cierre de obturadores". El capitán mira afuera y si se establece referencia visual dice "Aterrizar".

— A 3,7 metros (12 pies) se ilumina de nuevo la lámpara azul y si el comandante no ha dicho "Aterrizar", P2 inicia una aproximación fallida automática abriendo los obturadores. En este punto, 3,7 metros (12 pies), se elimina el ángulo de deriva por medio del canal de timón, manteniendo el canal de dirección en la línea central.

— Al hacer contacto con tierra, el comandante oprime el botón de desconexión de piloto automático y baja la rueda frontal. (Se desconectan los canales de inclinación y dirección; la lámpara indicadora de progreso se apaga pero el canal continua conectado.) El canal de timón dirige el avión, utilizando el error de haz de ILS, la proporción de error del haz y los términos de proporción de guiñada. P2 acciona los amortiguadores de elevación e invierte la fuerza de propulsión, el comandante acciona los frenos de las ruedas y maneja la dirección de la rueda frontal para ayudar al timón si fuera necesario.

A 70 nudos se desconecta automáticamente el canal de timón y se conecta la presentación paravisual (PVD) para proporcionar una guía para control manual en azimut.

La presentación paravisual (Fig. 16) se llama así porque no depende en absoluto de que el piloto fije su

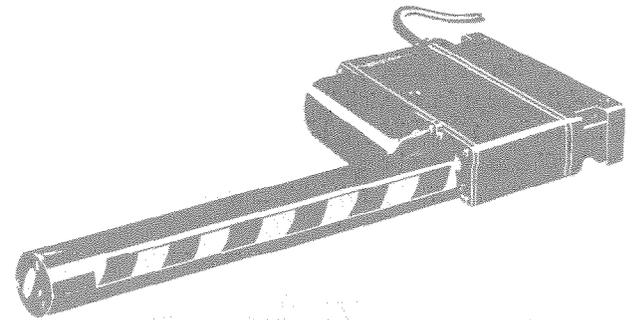


Fig. 16 Unidad de representación paravisual.

visión en ella sino que da señales dinámicas percibidas a través de las regiones de visión extra-foveal. En reposo, las marcas helicoidales blancas y negras no se distinguen, pero cuando gira el cilindro se produce una sensación de movimiento lineal. Están montadas dos unidades en el borde de la pantalla antideslumbrante, una enfrente del comandante y la otra enfrente del copiloto. La presentación paravisual (PVD) está alimentada normalmente con la misma información que el canal de dirección del piloto automático pero está cortada al seleccionar "preparar aterrizaje". Cuando se utiliza como una ayuda de reversión en el caso de un fallo y se hace la desconexión subsiguiente del canal duplex de timón, se abre, pero no antes de 3,7 metros (12 pies), y P3 dice "timón manual" para comprobar que el comandante ha notado que es el canal de timón y no el de dirección el que se ha desconectado. (La alarma audible suena siempre que se desconecta el piloto automático de inclinación o dirección y no puede darse la ocasión de que se produzca un error en ese momento crítico porque un intento para anular la petición de la pantalla paravisual por accionamiento manual de los alerones podría hacer que se desconectase todo el piloto automático).

h) La velocidad de tierra y el indicador de distancia a recorrer se acciona por medio de la rueda. Antes de empezar la aproximación se ajusta en el indicador la longitud de la pista disminuída en la distancia desde el borde al punto de contacto (con una tolerancia de dispersión). Durante el aterrizaje P3 va indicando la velocidad en tierra y la distancia como sigue:

- 100 nudos — 1000 metros
- 80 nudos — 800 metros
- 60 nudos — 600 metros

Si lo primero que dice después de "100 nudos" es "80 nudos", el comandante sabe que tiene más de 1000 metros disponibles y puede graduar consecuentemente el frenado de las ruedas. Por el contrario, si los "1000 metros" ocurren antes de los "100 nudos", frenará más intensamente, y P2 seleccionará la inversión de emergencia de la fuerza de propulsión. Esta situación solamente puede reproducirse en los vuelos de prueba ajustando una longitud de pista mucho más corta que la de la distancia normal de aterrizaje.

Los resultados obtenidos con la adición del control de guiñada a través del canal de timón con un motor lateral fallando en la iniciación de una aproximación fallida eran muy impresionantes. En el extremo distante de la pista,

el avión estaba todavía dentro de la anchura de la pista en la gran mayoría de las ocasiones. Si, por lo tanto podemos suponer, como parece razonable, que la probabilidad de fallo simultáneo de motores y de piloto automático es despreciable (la proporción de fallo de motores es de alrededor de 1 cada 2×10^6 segundos), las dimensiones del área libre de obstáculos pueden basarse en los resultados conseguidos por el piloto automático en todas las condiciones y por el piloto en el caso de que funcionan todos los motores. De esta forma, podemos esperar que el ensanche de la zona para la aproximación fallida en categoría 3 sea muy reducida.

4.7 Guía en el despegue

En nuestros estudios del efecto de la situación meteorológica en la regularidad, se llegó rápidamente a la conclusión de que el aterrizaje automático en condiciones de visibilidad de pista de 50 metros no era suficiente en sí mismo, y que también sería necesario poder despegar con las mismas condiciones de poca visibilidad. Durante muchos años, el límite de visibilidad para despegue en pistas equipadas con luces de línea central ha sido de 150 metros, y no ha habido problemas incluso cuando se ha encontrado un segmento de visibilidad reducida durante unos segundos. Sin embargo, es evidente que con visibilidad de 50 metros aunque el despegue puede iniciarse con solo una o dos luces a la vista y continuarse utilizando el efecto de flotación, la posibilidad de no tener guía visual durante períodos relativamente largos era muy real y debe proporcionarse alguna forma de guía instrumental de elevación como una ayuda suplementaria.

En la modificación para categoría 3b, se utiliza un indicador paravisual alimentado por el tercer receptor de localizador. Cuando éste está conectado, NAV 3 (controlador del receptor de navegación), está conectado y seleccionado a una frecuencia de ILS, y el indicador paravisual colocado en despegue y se ilumina la ventanilla BEAM del indicador de modo. (La regla requiere que los tres miembros de la tripulación comprueben que NAV 3 ha sido seleccionado a la frecuencia correcta). Las pruebas incluían el fallo de motores antes y después de V_1 y supresión del PVD (porque solamente es simplex) para comprobar que los pilotos utilizaban siempre la referencia visual de las luces de la pista como ayuda primaria siempre que eran visibles. El PVD vuelve a encabezar la guía cuando el avión está en el aire, volviendo el conmutador despegue/aterrizaje a la posición normal.

5. Certificaciones y aprobación final

El Air Registration Board no otorgará al Trident la certificación para funcionamiento a 4 metros y 200 metros hasta que no se hayan realizado aproximadamente 3000 aterrizajes automáticos registrados. Sin embargo estamos pensando en obtener unos 5000 lo que significa que tendremos que duplicar el ritmo actual de aterrizajes automáticos, aunque esto es pedir solamente a cada capitán una media de dos por mes. La modificación del primer Trident para categoría 3b comenzó en Marzo de 1970 y la cantidad de aviones que posteriormente

pueden convertirse está limitada por la producción de las unidades modificadas. Sin embargo, confiamos en que se puedan empezar las operaciones con visibilidad de 100 metros en Octubre de 1973. Para 0 metros y 50 metros esperamos acumular un total de 15.000 aterrizajes automáticos para 1974.

En lo que se refiere a la aprobación del Board of Trade, no esperamos obtenerla solamente como consecuencia de los entrenamientos que se han hecho en el simulador. Por lo tanto estamos preparándonos para que todos los pilotos tengan experiencia en el sistema categoría 3 en un avión equipado con pantallas de niebla. Los pilotos que tomaron parte en las pruebas están muy impresionados por los resultados obtenidos y consideramos muy importante, desde el punto de vista de aceptación de los pilotos, que cada uno de los 400 miembros de tripulación hayan pasado por una experiencia semejante.

6. Conclusión

BEA ha pagado un precio elevado por su conocimiento en el campo de las operaciones en cualquier estado del tiempo [3]. Durante los últimos cinco años, su división de ingeniería ha afrontado 14 cambios principales de sistema y más de 500 ejecuciones y modificaciones de confiabilidad además de los problemas de servicio y mantenimiento, lo que ha agotado sus recursos hasta el límite en muchas ocasiones. La división de operaciones de vuelo, también, ha tenido que enfrentarse a numerosos cambios de los procedimientos operativos y con las normas variables del estado de modificación de los aviones. Hemos cubierto nuestros objetivos (nuestro gran número de aterrizajes significa que hemos sido tres veces más seguros que cualquier otro, y el estado del tiempo del Norte de Europa difícilmente podría ser peor), y no dudamos que los aterrizajes automáticos serán considerados como esenciales por todas las compañías de transporte aéreo en un futuro no muy lejano. Siendo esto así queda poco tiempo para que las autoridades de los aeropuertos preparen esta eventualidad. Sin embargo la gran mayoría de los Estados siguen totalmente las normas de la OACI en estas materias y la necesidad de llegar a los acuerdos internacionales sobre los requerimientos fundamentales es una necesidad urgente. Nuestra experiencia nos ha hecho ver deficiencias en varias áreas importantes, y éstas son:

6.1 Sistema de aterrizaje instrumental

La aceptabilidad por el piloto de un sistema automático dependerá en gran escala de la frecuencia con la que se intenten estos aterrizajes. Para operadores de vuelos largos, esto presentará problemas de magnitud considerable, pero especialmente si las instalaciones de ILS de los terminales principales no satisfacen los requisitos esenciales para las condiciones de peor visibilidad, puesto que se perderá la confianza en ellas. Por lo tanto, las instalaciones de categoría 3 deben considerarse como esenciales sin tener en cuenta la situación meteorológica que se tenga en una localidad particular. Por la misma razón la disponibilidad de pistas separadas para despegue y aterrizaje deben ser un objetivo a largo plazo para

eliminar una fuente principal de interferencias con la señal de ILS.

A pesar de la conocida susceptibilidad para sufrir interferencias de la señal VHF del ILS, todos los aviones estarán equipados en un futuro inmediato para que puedan utilizar estas señales y por lo tanto es de principal importancia la necesidad de señalar la gravedad de las posibles interferencias y de llegar a una solución que limite en proporción aceptable cualquier modificación consecuente del equipo del avión.

Las normas de la OACI con relación al ángulo último de la senda de descenso deben revisarse para que se tengan en cuenta todos los factores importantes con la intención de facilitar al piloto unas normas semejantes de ejecución en todas las ocasiones.

6.2 Perfil de la zona que está debajo y de contacto

Es imprescindible llegar a una especificación para el perfil del terreno en la zona de aproximación y de contacto. Las prolongaciones de las pistas y las pistas nuevas se están construyendo para que puedan recibir a los mayores aviones y, puesto que el terreno está escaso, los requerimientos de un terreno razonablemente plano y a nivel tienden a no considerarse. Preferentemente, debe desplazarse el umbral de aterrizaje y los últimos 300 metros de la iluminación de aproximación deben empotrarse en la pista, puesto que las distancias para despegue son invariablemente más críticas que las de aterrizaje, y esto proporcionaría un funcionamiento óptimo de los radio-altímetros y del control de la aproximación final para el aterrizaje.

6.3 Zona libre de obstáculos

La construcción de edificios en los aeropuertos y en sus proximidades, continúa haciéndose sin que aparentemente se tengan en cuenta si infringen o no las superficies libres de obstáculos que se necesitan para operaciones con mala visibilidad. La necesidad de superficies nuevas, calculadas sobre una base más racional para permitir estas construcciones sin unos requisitos demasiado estrictos para los dispositivos de tierra y de a bordo con un sistema de todo tiempo, ha sido reconocido por la OACI que estableció recientemente un O. C. P. (Panel de zona libre de obstáculos) para revisar las recomendaciones existentes y asesorar en cualquier cambio que fuera necesario. No puede desestimarse la importancia de esto.

Un problema particular se presenta como resultado

del nuevo conjunto de antenas para la senda de descenso tipo M, que constituyen una construcción sustancial y que podrían tener una altura de 20 metros (65 pies).

6.4 Guía en las pistas de rodaje

En las condiciones de la categoría 3b no hay duda de que las pistas de rodaje con iluminación en el borde e indicadores de control situados fuera de las pistas de rodaje son totalmente inadecuados. Los requerimientos de luces en la línea central, verdes de gran intensidad, han tenido un reconocimiento prácticamente general, pero el problema de mantener los aviones y vehículos fuera de las pistas y sus proximidades mientras los aviones están aterrizando no parecen haber recibido la atención que merece.

Unas barras cruzadas sobre la línea central, puede parecer una solución práctica para esta fase intermedia, pero hay una necesidad urgente de desarrollar un sistema de guía normalizado para el movimiento en tierra y control para operaciones en categoría 3c.

Referencias

- [1] D. J. Mayes: "Autoland and Safety", Journal of Navigation, Vol. 21, N° 2.
- [2] "Airworthiness Requirements for Automatic Landing" — ARB (Paper N° 367, 1ª edición, Noviembre 1961, y Technical Note N° 92, Diciembre 1966).
- [3] K. G. Wilkinson: "Automatic Landing in BEA's Trident Operations — A Review of Effort and Achievement", The Second Sir Geoffrey de Havilland Memorial Lecture, 16 Abril 1969.

Frank Ormonroyd nació en Wilsden, Yorkshire, Inglaterra, en 1917. Fué becario de matemáticas en Balliol, y cuando estaba todavía en Oxford, ingresó en la RAF Volunteer en Enero de 1939. Sirvió durante toda la guerra en el Bomber Command, primero como piloto en el escuadrón N° 50 donde obtuvo la Distinguished Flying Medal, después fué instructor de vuelo y finalmente oficial de Staff del Cuartel General en planificación de radar. Ingresó en BEA en Abril de 1946 y recibió su título de comandante en Septiembre de ese año. Después de cinco años como capitán de entrenamiento, fué nombrado Flight Technical Superintendent, puesto en el que ha sido responsable, en particular, de las especificaciones, desde el punto de vista de los pilotos, de la instrumentación y disposición de la cabina de mando, y de los procedimientos operativos asociados. Sus obligaciones comprendían también el desarrollo de la política de operaciones con cualquier tiempo, y en Mayo de 1967 estaba al mando del Trident de BEA que hizo el primer aterrizaje totalmente automático en un vuelo regular de pasajeros en el aeropuerto de Londres. En Diciembre de 1968 fué nombrado Flight Technical Manager.

En 1956, el Capitán Ormonroyd recibió la "Queen's Commendation for Valuable Services in the Air", y en 1967 la "Wakefield Gold Medal of the Royal Aeronautical Society" por sus contribuciones a la seguridad en la aviación. Es miembro del Institute of Navigation y representante de los comandantes de aeronaves en el UK Flight Safety Committee.

Nuevos transmisores de televisión para la banda de 175 a 230 MHz

J. IRMER

G. MÜLLER

Standard Elektrik Lorenz AG, Berlin

1. Introducción

Los primeros transmisores de SEL para la Banda-III (frecuencias comprendidas entre 175 y 230 MHz) se desarrollaron entre 1953 y 1955 [1].

De acuerdo con el estado de la técnica en aquella época, las diversas etapas formadoras de la señal y amplificadoras utilizaban, salvo contadas excepciones, válvulas termoiónicas convencionales. No se disponía aún de semiconductores para esta aplicación.

Los transmisores de aquel período de desarrollo no necesitaban cumplir los exigentes requisitos de la época actual, en lo que se refiere a calidad de transmisión (TV en color), automatización, control remoto, memorización de averías y funcionamiento en reserva. Los cuatro últimos requisitos, que cada día adquieren mayor importancia, están esencialmente destinados a estaciones no atendidas y a la consecución de una fiabilidad operacional aumentada*.

Tan pronto como las administraciones de radiodifusión manifestaron su intención de sustituir estos transmisores, que tenían 10 años de antigüedad, por equipos modernos, SEL optó por un nuevo diseño de transmisor para la Banda-III, en el que se tuviesen en cuenta las últimas especificaciones y necesidades operacionales, tanto en el mercado interior como para exportación.

El nuevo transmisor de SEL para la Banda IV/V se describió en esta publicación hace dos años [2]. En el presente artículo se describen los nuevos transmisores de la Banda-III que se basan, en gran parte, en el diseño de los de la Banda IV/V.

1.1 Conceptos comunes a los transmisores de televisión de la Banda III y de la Banda-IV/V

Además de la evidente posibilidad para transmisiones en color de alta calidad, los modernos transmisores de TV deben de satisfacer las siguientes exigencias:

- alta confiabilidad de funcionamiento,
- pocas exigencias de mantenimiento,
- cumplimiento de las reglas de seguridad de IEC,
- supervisión y control remotos,
- mínimo tamaño.

También:

Alta flexibilidad del sistema para adaptarse a las diversas peticiones de los clientes y para permitir la introducción posterior de cualquier mejora técnica sin modificaciones básicas utilizando, por ejemplo, módulos enchufables.

Teniendo en cuenta estos requisitos, resulta que los conceptos básicos para los transmisores de las Bandas III y IV/V son los siguientes:

- proceso de la señal hasta obtener la frecuencia final de salida a un nivel tan elevado como sea posible,

utilizando semiconductores de silicio y aplicando el principio de modulación en FI, usado por SEL desde 1960;

- diseño de amplificadores de potencia, utilizando únicamente, algunos tubos de larga vida y alta confiabilidad;
- introducción de técnicas digitales, con semiconductores, para los dispositivos de automatismo y de bloqueo;
- control por tiristores para los contactores de alta potencia donde éstos no puedan sustituirse por componentes semiconductores;
- ensamble de las unidades en bastidores normalizados;
- montaje en carros de las unidades pesadas;
- fácil mantenimiento mediante acceso frontal;
- refrigeración por aire forzado para potencias de salida de hasta 20 kW;
- enclavamientos de bloqueos mecánicos combinados, con contactos de cortocircuito y aislantes, visibles exteriormente, para todas las unidades que contienen altos voltajes.

1.2 Aspectos especiales de los transmisores de televisión de la Banda-III

El tipo de amplificadores de potencia utilizados influye de manera decisiva en el diseño de un transmisor. Esto, a su vez, depende del margen de frecuencias utilizado y de los niveles de salida necesarios.

En contraste con la Banda IV/V, para la que se disponía de tubos modulados en velocidad, de alta ganancia (30 a 40 dB), para la Banda III, sólo se dispone de triodos convencionales controlados por rejilla, o tetrodos de ganancia comparativamente baja (10 a 20 dB).

La mayor demanda del mercado es, para los transmisores de potencias 10/1 kW y 1/0,1 kW (potencia de cresta de sincronismo de imagen/potencia de sonido); pueden obtenerse potencias de salida de 20 kW con dos transmisores de 10 kW trabajando en reserva activa.

La cascada amplificadora se diseñó de manera que los amplificadores de 1 y 0,1 kW puedan obtenerse de la unidad de 10 kW en tres etapas quitando una, o dos, de las etapas respectivamente. Al separar la etapa de 10 kW se obtiene un amplificador de 1 kW con dos etapas y al quitar la unidad de 1 kW se obtiene un amplificador de 0,1 kW con una sola etapa. Para obtener la máxima ganancia posible en potencia (unos 20 dB), esta etapa de 0,1 kW utiliza un circuito de cátodo a masa; su potencia de entrada de 1 W la obtiene de un excitador de estado sólido. Las otras dos etapas formadas por tubos (1 kW y 10 kW), utilizan circuitos de rejilla a masa por razones de estabilidad y, por tanto, sólo ofrecen una amplificación de 12 dB, cada uno, aproximadamente.

2. Transmisores de la Banda-III, sencillo y doble

En la actualidad, las exigencias referentes a confiabilidad de funcionamiento de los transmisores de televisión,

* El objetivo es asegurar que el canal de transmisión no se verá afectado por más de 6 cortes por año (debido, por ejemplo, a fallos de componentes). Para reducir a un mínimo el tiempo de interrupción del programa, los modernos transmisores de televisión poseen una unidad de repuesto que se conmuta automáticamente.

sólo pueden cumplirse mediante el empleo de reserva automática, lo que supone utilizar dos transmisores completos. Hay que distinguir dos modos diferentes de funcionamiento con reserva: sistema pasivo y sistema activo.

En el sistema de reserva pasivo, solamente un transmisor trabaja sobre la antena, mientras que el transmisor de reserva está conectado a una falsa antena.

En el sistema activo las potencias de salida de ambos transmisores se combinan mediante una red de RF y juntamente se aplican a la antena. El caso ideal en que dos transmisores completos trabajan en paralelo, es difícil de conseguir; apenas es realizable la adecuada combinación de fase de las potencias de salida de RF de dos señales de banda ancha elaboradas y amplificadas de una manera tan complicada. Debido a esto, el sistema de reserva activo se restringe ordinariamente a la conexión en paralelo de las etapas de potencia; las etapas excitadoras se mantienen en reserva pasiva.

Las dos disposiciones garantizan continuidad del servicio en caso de interrupción de uno de los transmisores.

2.1 Transmisor simple como parte de los transmisores dobles

Es considerable la variedad de tipos de equipos que resultan de las diferentes exigencias de los clientes, referentes a la potencia de los transmisores, modo de funcionamiento con reserva, sistema de supervisión y de control remoto. Sin embargo, con un diseño adecuado, y si las unidades auxiliares están fraccionadas electricamente y separadas espacialmente en forma lógica, los transmisores simples solamente se diferencian en la potencia de salida.

En la figura 1 se muestra la construcción típica de un transmisor doble para funcionamiento en reserva pasiva. Además de los dos transmisores simples, este equipo

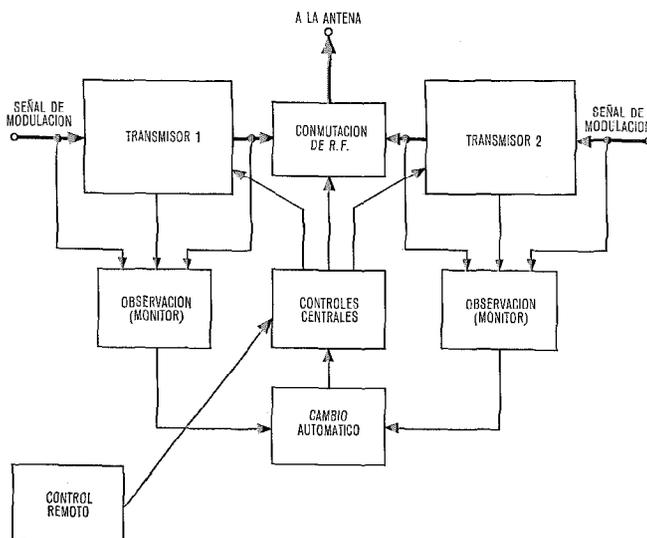


Fig. 1 Diagrama bloque de un transmisor doble trabajando en el sistema de reserva pasiva.

contiene las unidades auxiliares para supervisión y conmutación automática de los transmisores, así como para su control local y control remoto.

En la figura 2 se muestra la construcción de un transmisor doble con dos transmisores de la Banda-III de 10/1 kW funcionando en el modo, sistema de reserva pasiva, tal como ha sido suministrado a la Suedwestfunk (ARD).

La técnica del equipo de reserva, que en principio es única para los transmisores de todas las bandas de frecuencia de TV, se describirá en un artículo posterior. Después de este rápido examen de los transmisores dobles y su propósito, este artículo se referirá única-

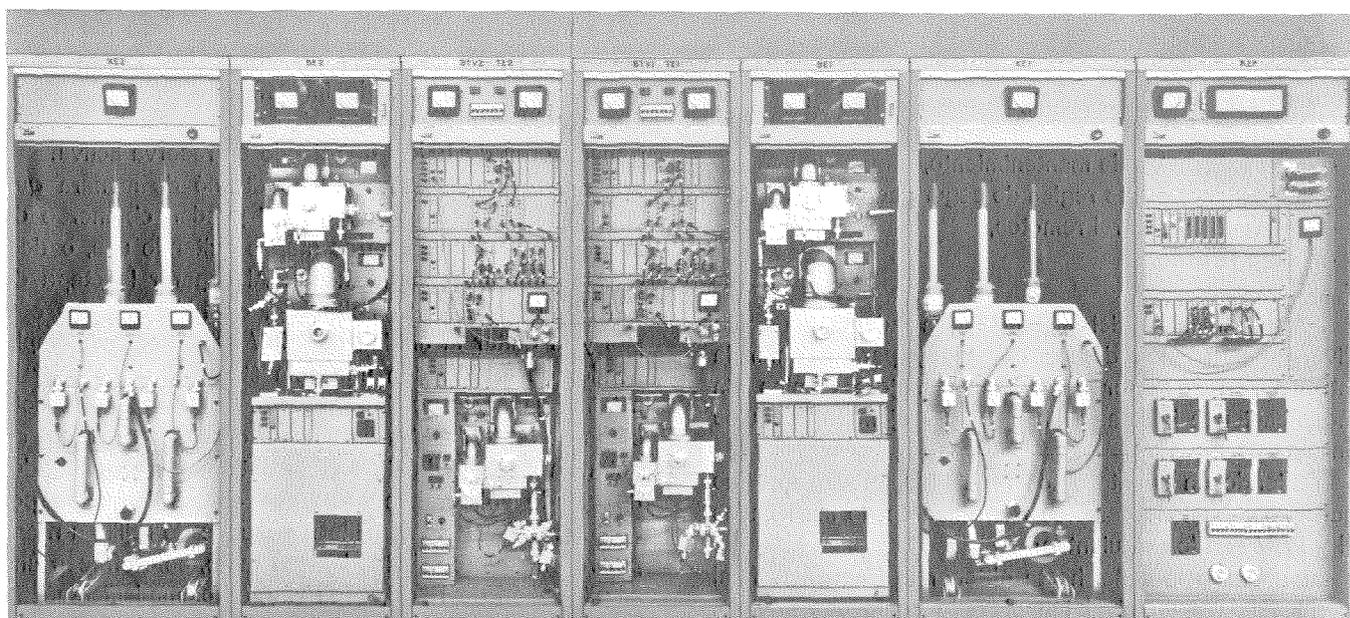


Fig. 2 Transmisor de televisión doble de la Banda-III de 10/1-kW, trabajando en el sistema de reserva pasiva.

De izquierda a derecha.

Bastidores 1 y 6: Unidades combinadoras de imagen y sonido.
Bastidores 2 y 5: Amplificadores de potencia de imagen de 10 kW.

Bastidores 3 y 4: Amplificadores de potencia de sonido de 1 kW y excitadores de imagen/sonido.
Bastidor 7: Transmisores de reserva pasiva (Adicional).

mente a las técnicas utilizadas en los transmisores simples de la Banda-III.

2.2 Consideraciones generales referentes a los transmisores de televisión para la Banda-III

Al trazar y dimensionar los transmisores de televisión para la Banda-III se tuvieron en cuenta las siguientes consideraciones generales*:

a) Flexibilidad respecto a la disposición e instalación de las unidades básicas y, por tanto, del equipo completo, mediante:

- tamaño físico mínimo,
- uso de bastidores normalizados y unidades enchufables,
- acceso general desde el frente,
- posibilidad de instalar el transmisor directamente contra la pared,
- construcción del excitador imagen/sonido y circuitos lógicos de los amplificadores de válvula con la técnica de unidades enchufables ISEP. (Práctica de equipos normalizada de ITT),
- montaje de las unidades pesadas en carros, lo que permite un acceso completo y posibilidad de funcionamiento cambiándolas de posición.

b) Medidas para rápida localización de averías mediante:

- inserción de selectores de prueba para medir todos los voltajes de los suministros de energía, así como los voltajes y corrientes características de las subunidades individuales y tubos amplificadores,
- supervisión interna de todos los pequeños suministros de potencia, enchufables de estado sólido, de las etapas excitadoras, con indicación óptica de avería,
- puntos de prueba de AF, VF, FI y RF para todas las subunidades de formación de la señal (niveles normalizados).

c) Disposición de los transmisores simples para trabajar en transmisores dobles:

- unidades mayores autónomas (excitadores de imagen y sonido, etapas de salida de imagen y sonido) con circuito de encendido y de protección individuales,

- encendido de estas unidades cerrando solamente un contacto para cada una,
- suministro de indicaciones detalladas de averías en forma de señales normalizadas para almacenamiento y evaluación automáticas.

d) Medidas para unificar el desarrollo y simplificar la producción, las pruebas y mantenimiento, mediante:

- adopción de un amplio número de módulos, por ejemplo, 70% de las unidades enchufables del excitador de imagen/sonido y de circuitos lógicos) de los transmisores de televisión de la Banda-IV/V,
- división en bloques funcionales, que pueden fabricarse, probarse, almacenarse y ofertarse separadamente al cliente, como partes de repuesto autónomas,
- agrupación funcional de unidades enchufables y suministros de energía asociados en sub-ensambles que pueden extraerse del bastidor (ISEP) fácilmente, y que se pueden probar como unidades completas,
- diseño mecánico y eléctrico modular de los modelos de potencia 10/1 kW y 1/0,1 kW.

2.3 Transmisores de televisión de la Banda-III de 10/1 kW

En la figura 3 se muestra un diagrama bloque del transmisor de televisión de la Banda-III. Las líneas dibujadas con trazo grueso muestran el curso de las señales de imagen y sonido a través de:

- los excitadores de estado sólido en los que se procesan las señales moduladas de imagen y de sonido y se modulan a la frecuencia de salida,
- los amplificadores de válvula para amplificar las señales de RF moduladas hasta los niveles de salida necesarios,
- la unidad combinadora de imagen/sonido que suministra la potencia de RF de imagen y sonido a la antena de banda ancha común sin que exista acoplamiento por cruce entre las transmisiones de imagen y de sonido.

Como puede verse en la figura 3, para el funcionamiento del transmisor son necesarias otras dos unidades que no llevan señal alguna de imagen o de sonido, a saber:

- los controles centrales para el mando remoto o local del equipo, y
- el distribuidor de la energía de la red que conecta los

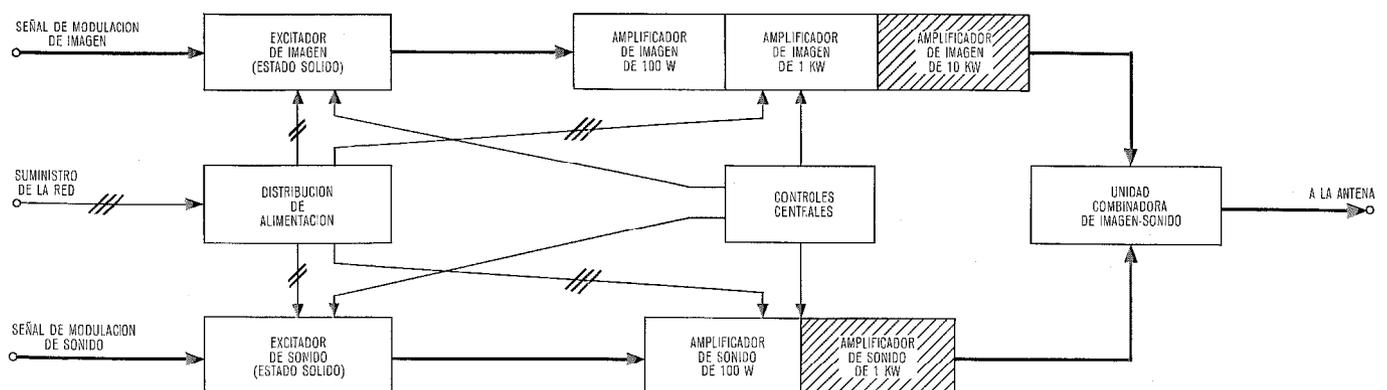


Fig. 3 Diagrama bloque del transmisor de televisión de la Banda-III de 10/1 kW y de 1/0,1 kW. Las etapas del amplificador que están rayadas se suprimen en el transmisor de 1/0,1 kW de potencia.

bastidores individuales a la red a través de interruptores que se bloquean entre sí mecánicamente.

La figura 4 (a) muestra, de izquierda a derecha, la disposición en el bastidor de las unidades descritas anteriormente (ver también Fig. 2).

Bastidor 1: La unidad superior de este bastidor está ocupada por el excitador de estado sólido de imagen/sonido con sus cuatro sub-ensambles y un panel de conmutación. Debajo está el amplificador de sonido de dos etapas, con su suministro de energía y circuitos lógicos. Esta última, montada como una unidad independiente sobre carriles con ruedas, es completamente autónoma.

Bastidor 2: Este bastidor está totalmente ocupado por el amplificador de potencia del canal de imagen y sus alimentaciones y los circuitos lógicos asociados. Del mismo modo que el amplificador de sonido, esta unidad es también completamente autónoma y va montada sobre carriles con ruedas.

Bastidor 3: La unidad combinadora de imagen/sonido ocupa la mitad inferior del bastidor; el espacio restante queda libre (puede utilizarse, por ejemplo, para alojar el equipo de medida o para otras unidades enchufables de otros tipos de transmisores (ver sección 2.4 y Fig. 4b)). La unidad combinadora de imagen/sonido va también montada sobre carriles con ruedas.

Bastidor 4: El distribuidor del suministro de red y un sub-ensamble que contiene los mandos centrales, ocupan este bastidor. El transmisor de la Banda-III de 10/1 kW ocupa, pues, cuatro bastidores tipo normal. La longitud frontal que ocupan es de 2,8 m y la profundidad 1,20 m.

2.4 Transmisor de televisión de la Banda-III de 1/0,1 kW

La figura 3, prescindiendo de las unidades rayadas, muestra el diagrama bloque de un transmisor de televisión de 1/0,1 kW. La única diferencia, comparando con el diagrama bloque del transmisor de 10/1 kW, es la ausencia de los amplificadores de imagen de 10 kW y de sonido de 1 kW.

La figura 4b) muestra la disposición de los diferentes módulos funcionales en bastidores normalizados (de izquierda a derecha).

Bastidor 1: Debajo del excitador de imagen/sonido de estado sólido, hay un carro con el amplificador de sonido de 100 W de una sola etapa y el amplificador de imagen de 1 kW de dos etapas, además de los suministros de energía y circuitos lógicos. Esta unidad también es completamente autónoma y puede funcionar independientemente del transmisor total.

Bastidor 2: Como en el caso del transmisor de 10/1 kW, la unidad combinadora de imagen/sonido ocupa la parte inferior del bastidor. En el espacio superior están la distribución del suministro de la red y el subensamble con los controles centrales.

El transmisor de televisión de la Banda-III de 1/0,1 kW consta de dos bastidores: el frente tiene un total de 1,50 m y la profundidad de 1,20 m.

3. Módulos funcionales esenciales del transmisor de televisión de la Banda III

A continuación se describen con detalle los módulos funcionales esenciales que, por sus conceptos eléctricos, determinan la construcción del transmisor de televisión de la Banda III.

3.1 Excitador de estado sólido

Los excitadores de estado sólido que son las unidades más complicadas del transmisor, realizan las siguientes operaciones:

- procesado de las señales de video (y señales de audio y modulación de la portadora de RF de acuerdo con las normas apropiadas de televisión;
- amplificación de las señales moduladas al nivel más alto posible para excitar las posteriores etapas, amplificadoras de potencia;
- compensación de las distorsiones inevitables en los amplificadores de potencia subsiguientes y en la unidad combinadora;
- protección del equipo contra cortes accidentales debido a señales anormales de modulación de video.

En principio, algunas de estas operaciones sólo pueden realizarse con una señal que modula a una portadora, por ejemplo, supresión de parte de la banda lateral

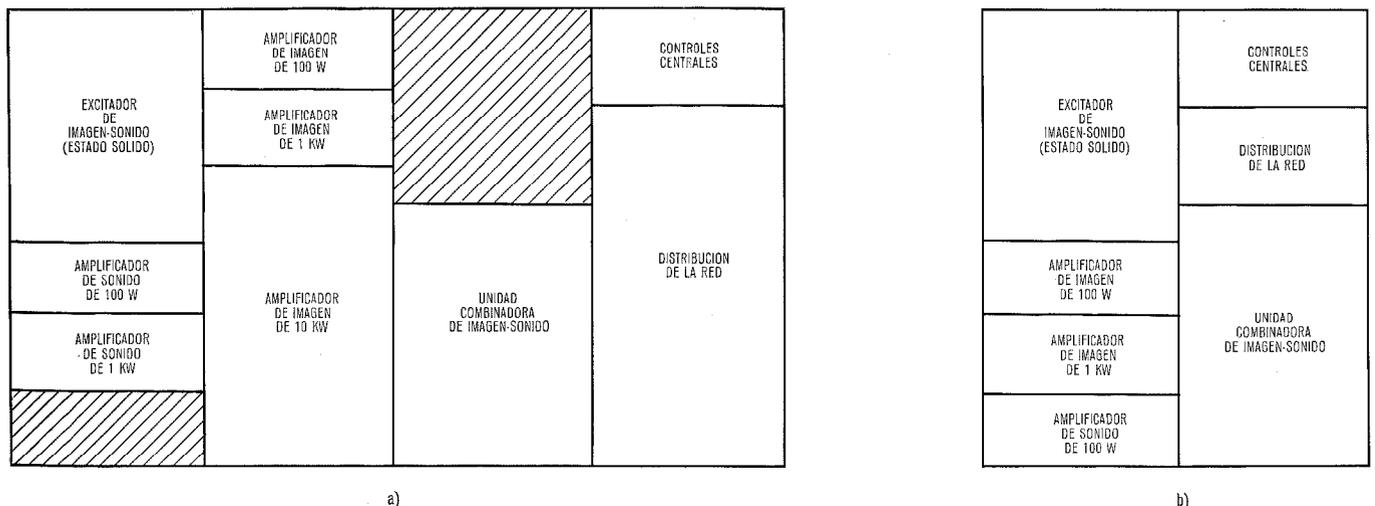


Fig. 4 Esquemático de la disposición del transmisor de televisión de la Banda-III de 10/1 kW (a) y de 1/0,1 kW (b).

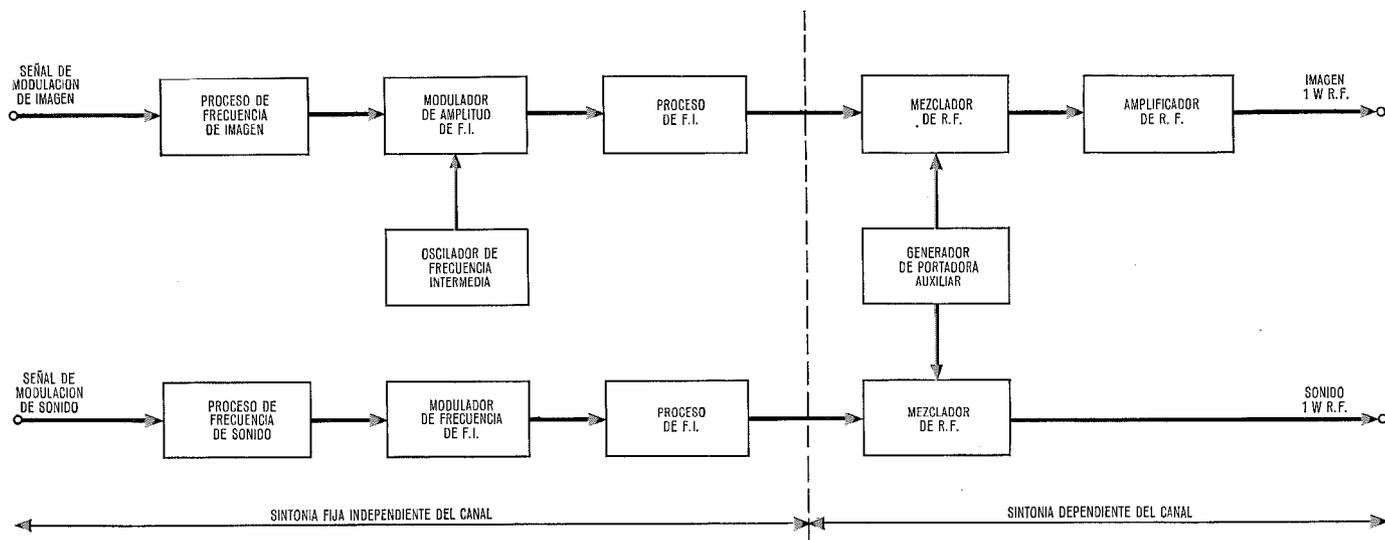


Fig. 5 Diagrama de bloque de las frecuencias del excitador de estado sólido de imagen/sonido.

inferior, compensación de las distorsiones del amplificador de potencia, etc. Puesto que estas operaciones realizadas en la frecuencia de salida (200 MHz) requerirían una gran complicación eléctrica, se utilizó también el sistema de frecuencia intermedia* en los actuales transmisores de la Banda-III.

Además de los circuitos comparativamente sencillos, el sistema de FI ofrece las siguientes ventajas: aquella parte del excitador en la que se realiza el proceso de la modulación de la portadora, es de sintonía fija y no necesita resintonizarse cuando se cambian los canales.

Además, el principio de FI permite la fácil introducción de la transmisión por relevadores, necesaria en algunos casos especiales [3].

La figura 5 muestra el diagrama bloque del proceso de la señal en el excitador en los márgenes de las frecuencias de video, de audio, intermedia y radio.

3.1.1 Técnicas utilizadas en el excitador

En la figura 2 se muestra la disposición del excitador (tercero y cuarto bastidores, empezando por la izquierda, mitad superior). Por debajo de los aparatos de medida, dispositivos de corte automático y lámparas indicadoras situadas en la parte superior del bastidor, pueden verse cuatro sub-ensambles de fácil extracción, uno debajo de otro, con sus respectivas unidades enchufables. El pequeño panel, situado debajo, contiene los selectores del modo de funcionamiento para el canal de imagen y de sonido del excitador, las lámparas de alarma y los receptáculos de salida para las señales de imagen y de sonido. La parte inferior del bastidor contiene el amplificador de salida de sonido de 1 kW, montado sobre un carro (ver 3.2.3).

Por razones de seguridad, los voltajes del suministro de c.c. no exceden de 70 V y los de c.a. no exceden de

42 V en el excitador de imagen/sonido. La alimentación se aplica mediante tres transformadores de aislamiento de 220/42 V montados en la parte superior del bastidor. Uno de estos transformadores alimenta a las unidades que permanecen activas en el equipo apagado (por ejemplo, osciladores, de cuarzo); los otros dos se destinan a los canales de imagen y de sonido respectivamente.

La construcción de los diferentes sub-ensambles es esencialmente la misma para todas las unidades (conexión eléctrica al cableado del bastidor mediante uniones de cable de 30 terminales, conexión de las unidades enchufables individuales dentro de cada subensamble mediante conectores tipo ISEP). Las conexiones de audio, video y radio se sacan a conectores especiales en el panel frontal con objeto de comprobar eléctricamente los módulos funcionales situados en el camino del proceso de la señal.

Las unidades se refrigeran mediante aire procedente del conducto principal de aire de refrigeración del transmisor, por medio de un sistema de tuberías de distribución, fijadas a los subensambles. Las unidades enchufables de mayor disipación se refrigeran separadamente mediante conductos de aire enchufables. En caso de avería en el sistema de refrigeración los componentes más caros se protegen electrónicamente, contra su destrucción.

La figura 6 muestra la construcción típica de un sub-ensamble. El suministro de 42 V. c. a. se lleva a las unidades de alimentación de baja tensión estabilizadas y enchufables a través de un panel de fusibles. Los voltajes de c. c. (normalizados para 12 V, 24 V y 36 V) alimentan las diferentes unidades enchufables según se necesite. Un panel de supervisión provisto de un selector de pruebas y un conector para poder introducir un instrumento de medida, permite la comprobación de todos los voltajes de salida de los suministros de energía y otros voltajes, y las corrientes en las unidades enchufables. Para asegurar una rápida localización de las

* Se utilizan frecuencias intermedias fijas para todos los canales y bandas de frecuencia, así, 38,9 MHz para el canal de imagen y 33,4 MHz para el canal de sonido. Esto ahorra un filtro de banda lateral residual, de alta potencia sintonizable, en la salida del transmisor.

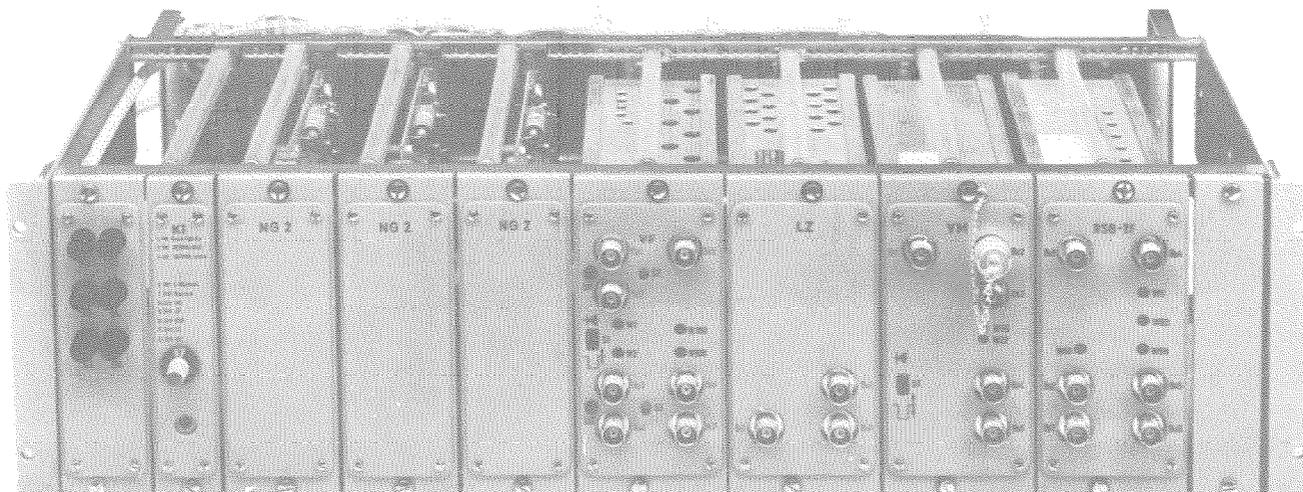


Fig. 6 Subrack que contiene los módulos enchufables para el proceso del canal de imagen.

De izquierda a derecha:

Panel de fusibles.

Panel del selector de pruebas.

Suministro de energía estabilizado (3 unidades).

Amplificador de video con selector de línea de modulación.

Igualador de retardo de grupo.

Modulador de video con oscilador de FI.

Filtro de banda lateral residual con igualador de amplitud de FI.

averías, todos los voltajes del suministro de energía están relacionados de manera lógica, dentro del panel de supervisión y se aplican a un detector, que en caso de fallo del suministro de energía, da una alarma para los caminos de imagen y de sonido, respectivamente. Los paneles de fusibles, suministros de energía y de supervisión, que son solamente circuitos auxiliares para la generación de la portadora y de la señal, ocupan aproximadamente el 30% del volumen del subensamble. El volumen restante está ocupado por las unidades enchufables dedicadas a la elaboración de la señal.

Todos los circuitos del excitador de imagen y sonido están montados en tarjetas impresas, por una o por ambas caras; todos los circuitos que son sensibles a interferencias de RF exteriores, están alojados en cajas especialmente apantalladas.

3.1.2 Proceso de la señal de imagen

La señal de modulación de video frecuencia VF se elabora en el excitador de estado sólido de la manera siguiente:

a) Ajuste de la señal de VF al nivel del negro (generación del voltaje de referencia para el contenido "negro" de la imagen).

Este ajuste se realiza inmediatamente después del impulso de sincronismo sin que afecte al impulso de color coincidente. Los impulsos de ajuste se separan de los impulsos de sincronismo, y se retardan hasta la entrada anterior.

b) Pre-distorsión hasta $\pm 10^\circ$ de la fase diferencial para compensar el error de fase introducido en los amplificadores de potencia.

c) Pre-distorsión de la respuesta en frecuencia como función del brillo de la imagen.

Este circuito permite una compensación de aproximadamente ± 1 dB a 5 MHz de la caída o elevación proporcional de la frecuencia, de la curva de respuestas frecuencia, como ocurre en los amplificadores de frecuencia cuando son excitados entre "negro" y "blanco".

d) Producción de un pico a 5 MHz de hasta 2 dB en la curva de respuesta frecuencia para compensar la característica de frecuencia de la unidad combinadora de imagen/sonido en la proximidad inmediata de la portadora de sonido.

e) Corrección de la distorsión de retardo de grupo en VF para aplanar el retardo de grupo de las frecuencias de imagen en el sistema transmisor/receptor normal.

Por razones de sencillez, la compensación se realiza, en cuanto es posible, en la frecuencia de video. Cualquier componente asimétrico de la portadora que aparezca en las frecuencias de FI o RF se iguala en FI (ver también j)). El circuito de compensación del retardo de grupo de VF (13 filtros activos todo paso de segundo orden), consta de dos partes independientes por razones técnicas de medida. Una de ellas se utiliza para compensar el retardo de grupo del transmisor, la otra para el receptor normal.

f) Filtro paso bajo con frecuencia de corte en 5 MHz para limitar la banda de frecuencias de la señal de imagen (supresión de interferencia en el canal de sonido).

g) Conmutación de la señal de salida del transmisor a una señal continua de nivel de negro, en caso de un fallo de la señal de entrada de video.

Esta conmutación está impulsada por cualquier frecuencia de línea o forma de impulso de sincronismo anormales. Esto evita el corte del transmisor debido a una señal de modulación deficiente (sobrecarga del

amplificador de potencia y disparo de los circuitos de protección).

h) Generación de la portadora de FI con un oscilador con cristal controlado termostáticamente (desviación de frecuencia, inferior a 10 Hz por mes) y modulación en amplitud de la portadora de FI con la señal de video.

Puede ajustarse la portadora residual para contenido "blanco" de la imagen.

i) Limitación normalizada de la banda lateral superior (correspondiente a la banda lateral inferior de la frecuencia de RF) mediante un filtro pasivo de FI de banda lateral residual, de sintonía fija.

El filtro reduce las frecuencias de la banda lateral superior entre 0,75 y 1,25 MHz desde 100% a menos del 10%.

Para fines de medida, puede poncearse el filtro de banda lateral residual.

j) Igualación de la componente asimétrica de retardo de grupo a la portadora mediante un filtro todo paso de FI de segundo orden, pasivo de una sola sección (ver también e)).

k) Pre-distorsión de amplitud en FI para compensar la falta de linealidad de amplitud del amplificador de potencia subsiguiente.

La curva de compensación de linealidad se obtiene mediante un dispositivo amplificador de FI especial; se colocan en paralelo con un amplificador de potencia lineal normal, cinco amplificadores con pendientes de transferencia y puntos de arranque de funcionamiento ajustables independientemente. Puesto que la pre-distorsión de FI tiene lugar después del filtro de banda lateral residual, se compensan en la forma adecuada las distorsiones que afectan a las frecuencias de la banda lateral de manera muy diferente según pertenezcan a la región de banda lateral doble o única.

l) Generación de una portadora auxiliar en la banda de RF (ver también 3.1.4) para convertir la señal de FI en la RF requerida.

Debido a la posición de la frecuencia intermedia, el producto diferencial del mezclador forma la señal requerida de RF. El mezclador lo constituye un transistor de potencia de RF, que puede proporcionar unos 100 mW con la calidad de señal necesaria.

m) Amplificación de la señal de RF modulada en amplitud hasta un nivel de 1 W, aproximadamente, para excitar al amplificador de potencia.

La amplificación de 10 dB se logra mediante un amplificador transistorizado de una sola etapa formada por cuatro transistores de potencia de RF conectados en paralelo para mantener la excitación y, por tanto la distorsión del amplificador, más baja posible.

La experiencia ha mostrado que, según el equipo técnico disponible en cada lugar, el cliente, muy frecuentemente, pide facilidades que exceden el alcance de los puntos a) a m). Dentro de lo posible, estas exigencias se tuvieron en cuenta con antelación, en la etapa de diseño. La construcción modular flexible de los excitadores de imagen/sonido facilita la introducción de algunos requisitos adicionales, como por ejemplo:

n) Limitación ajustable del "nivel de blanco" de la señal de salida del transmisor sin afectar a las frecuencias más altas (especialmente de la portadora de color).

El circuito evita que para una señal de modulación de VF demasiado grande, la portadora de imagen se haga demasiado pequeña y que resulte perturbada la recepción de sonido de interportadora.

o) Estabilización de la amplitud de señal de sincronización en la salida del transmisor.

El circuito que realiza esta operación alarga el impulso de sincronismo en VF y lo recorta luego a una longitud definida. Este proceso no debe afectar a las frecuencias comprendidas en el margen de la subportadora de color (ver también a)) para evitar cualquier interferencia del impulso de color.

p) Conmutación por control remoto electrónico de la entrada del transmisor para seleccionar una de dos líneas de modulación equivalentes. La línea que se deja fuera de servicio queda aislada en más de 50 dB.

q) Ajuste mediante control remoto de la amplitud de la señal de modulación de VF mediante un atenuador accionado por un motor.

Con relación a la multiplicidad de ajustes de parámetros necesarios para establecer la calidad total de transmisiones, debe hacerse notar lo siguiente:

Todas las predistorsiones generadas en el excitador para compensar las distorsiones del amplificador de potencia, pueden ajustarse inequívocamente e independientemente, de tal manera que es posible una alineación sistemática. Los diferentes márgenes de ajuste se seleccionan de tal modo que pueden compensarse las desviaciones eléctricas totales de las diferentes unidades funcionales. Para mayor estabilidad de la calidad de la señal ajustada, todas las facilidades de predistorsión enumeradas (ver b), c), d) y k)), se utilizan solamente cuando se necesitan de manera inevitable para compensar las distorsiones de la etapa de salida.

3.1.3 Proceso de la señal de sonido

La señal de modulación de audio (AF) está sometida al siguiente proceso en el excitador de estado sólido (ver también Fig. 5).

a) Transformación de la línea de modulación equilibrada/desequilibrada mediante un amplificador diferencial que elimina el modo común alto.

b) Pre-énfasis desconectable para la elevación especificada de las frecuencias superiores a 1 kHz, de acuerdo con la normalización.

c) Modulación en frecuencia de un oscilador con la señal de audio.

Con este objeto se utiliza un oscilador a cristal controlado con termostato. Su frecuencia se controla mediante un varactor y se modula con la señal de RF. Para conseguir la desviación de frecuencia necesaria (hasta $\pm 3 \cdot 10^{-3}$) con un bajo factor de distorsión (inferior a 0,7%) hubo que desarrollar cristales de cuarzo especiales con una amplia separación de la resonancia espúrea a la principal. Debido a la pequeña desviación de la frecuencia central de este oscilador (inferior a 10^{-5} por

mes) no es necesario proveer un bucle de control de la frecuencia central. El modulador de frecuencia trabaja a un tercio de la FI de sonido (33,4 MHz)*.

d) Conversión de la señal de FI a la banda de RF (ver también 3.1.2).

El circuito mezclador es el mismo que el utilizado para el canal de imagen. Puesto que las distorsiones de amplitud carecen de importancia en FM, puede tomarse directamente del mezclador la potencia de excitación total de 1 W.

Como sucede en el excitador de imagen, aquí también se tuvieron en cuenta las opciones especiales del usuario a saber:

e) Ajuste de la amplitud de la señal de AF en pasos predeterminados para adaptarse al nivel de la señal de entrada del transmisor.

f) Ajuste por control remoto de la amplitud de la señal mediante un atenuador accionado por un motor.

g) Demodulador de FI de alta calidad (distorsión inferior al 2% para una desviación de ± 100 kHz) para controlar el ajuste de la desviación de frecuencia y supervisar la señal de sonido transmitido.

3.1.4 Generación de la portadora auxiliar

Como anteriormente se mencionó en 3.1.2 y 3.1.3, se necesita una portadora auxiliar para convertir las señales de FI en la frecuencia de salida de RF. La frecuencia de esta portadora auxiliar para los canales 5 a 12 debe estar entre 214 y 263 MHz.

El generador de la portadora auxiliar, así como los generadores de FI, determinan la estabilidad en frecuencia del transmisor. Las exigencias de estabilidad del transmisor de imagen, con una desviación máxima de 150 Hz por mes, son más severas que las del transmisor de sonido. Si para la portadora de FI se admite una desviación máxima de 10 Hz por mes, para la portadora auxiliar es aceptable una desviación en frecuencia de 140 Hz por mes.

La frecuencia de la portadora auxiliar se genera de la siguiente manera:

a) Generación de la frecuencia fundamental alrededor de los 60 MHz mediante un oscilador controlado a cristal provisto de termostato (desviación 10^{-7} por mes, aproximadamente).

El oscilador y el horno del cristal se alimentan independientemente del transmisor y pueden, por tanto, permanecer en funcionamiento incluso cuando el transmisor está apagado.

b) Multiplicación por dos de la frecuencia, hasta 120 MHz, aproximadamente y supresión con filtros de las frecuencias no deseadas.

c) Separación en dos canales (para imagen y mezclador de sonido respectivamente); nueva multiplicación por dos de la frecuencia hasta 240 MHz, aproximadamente, supresión de las frecuencias no deseadas hasta unos 100 dB por debajo de la frecuencia útil y amplificación hasta un nivel de 1 W aproximadamente, para los mezcladores.

Al llegar a este punto, deben mencionarse las medidas especiales que se han previsto para funcionamiento de precisión de los osciladores a cristal de la portadora auxiliar y de la portadora de FI de imagen.

d) Los osciladores tienen salidas aisladas adicionales que se utilizan para alimentar al equipo de compensación de precisión.

e) Se han previsto entradas adicionales a los osciladores en las que pueden aplicarse para alimentación frecuencias exteriores. Cuando éstas se conectan, el oscilador propio queda automáticamente desconectado y la frecuencia exterior se aplica a los circuitos auxiliares de generación de la portadora.

3.2 Amplificador de válvula

En contraste con las etapas del excitador de imagen/sonido de estado sólido, que debe realizar una multiplicidad de funciones eléctricas durante el proceso de las señales de imagen y de sonido, los amplificadores de válvula solamente amplifican las señales hasta los necesarios niveles de salida. Los efectos indeseados, tales como distorsión de la señal, ruido y zumbido, generación de armónicos, etc., no deben exceder los niveles especificados. Por razones de confiabilidad operacional, los tubos, que son los únicos componentes sujetos a desgaste en el transmisor, deben ser mecánicamente robustos y ofrecer larga vida y alta estabilidad.

3.2.1 Características generales

En el presente artículo, el término "etapa amplificadora" significa una unidad completa, que consta de amplificadores de RF de válvula, suministros de energía y circuitos lógicos.

a) Los amplificadores de válvula para la banda de 200 MHz constan de un complejo de elementos — circuito de entrada, circuitos de ánodo y de rejilla, circuito de salida, condensadores de paso de RF, etc. — que incluyen y pantallean la válvula y además sirven para conducir el flujo de aire de refrigeración.

Por razones de accesibilidad (sustitución de la válvula y reajuste de la sintonía en caso de cambio de canal), los amplificadores están montados en un panel vertical.

b) Los suministros de energía del amplificador se toman de una red trifásica. Por razones de coste y seguridad, se utilizan conmutadores electromecánicos en la conexión del suministro de energía. Sin embargo, estos conmutadores están gobernados por tiristores.

Los rectificadores son diodos avalancha de silicio.

El voltaje de rejilla pantalla de todos los tipos de válvula (ver etapasificadoras en 1.2), se deriva del voltaje de ánodo mediante una cadena de diodos Zener con resistencia serie. En funcionamiento normal, esta cadena proporciona una fuente adicional de voltaje estabilizado de baja impedancia*; en caso de un cortocircuito, la corriente de pantalla queda limitada por la resistencia serie, a un valor que no sea peligroso para el circuito. En la etapa de 100 W el voltaje de polarización de

* La frecuencia de 11,13 MHz vino impuesta por la tecnología del cuarzo.

* Estas medidas reducen efectivamente no sólo el zumbido procedente del rectificador, sino también el originado por las fluctuaciones de la red de variación lenta o por los transitorios.

la rejilla de control, también se deriva directamente del rectificador de ánodo mediante una cadena de diodos Zener situados en el circuito de cátodo.

Estas medidas reducen el número de suministros de energía independientes y la complicación de los subsiguientes circuitos lógicos que determinan la secuencia de conmutación de los voltajes de los electrodos.

Todas las unidades de suministro de energía están diseñadas a prueba de cortocircuito, lo que significa que los cortocircuitos o descargas esporádicas producen un corte inmediato del amplificador sin que se cause daño a los componentes.

Otra peculiaridad adicional se encuentra en el circuito de filamento del amplificador de 1 kW. El tiempo, comparativamente largo, de calentamiento del tubo de 1 kW (aproximadamente 3 minutos), se reduce a 1 minuto por el aumento temporal del voltaje de filamento, adaptando de este modo su período de calentamiento al de los tubos de 100 W.

Por razones de protección, los suministros de energía se montan en la parte posterior del panel amplificador; solamente unos pocos puntos importantes son accesibles desde la parte frontal para:

Ajuste del voltaje de polarización de la rejilla de control y medida de todas las corrientes y voltajes importantes a través de un conmutador selector de prueba.

c) Los circuitos lógicos de las etapas amplificadoras aseguran la aplicación secuencial adecuada de los voltajes de la válvula (es decir, los voltajes de ánodo y de pantalla sólo pueden aplicarse después de la detección de la corriente de filamento, y del voltaje de polarización de la rejilla control y después de haber expirado el período necesario de calentamiento del tubo).

Los dispositivos de protección son otra parte de los circuitos lógicos. Provocan el corte del equipo en caso de:

- reflexión elevada, inaceptable, a la salida de los amplificadores de potencia,
- exceder la máxima corriente de ánodo admisible,
- fallo de una fase de la red o de la cadena rectificadora,
- fallo del aire de refrigeración,
- temperatura excesiva del aire de refrigeración de salida.

En los dos casos primeramente mencionados, la primera desconexión del equipo es seguida automáticamente por tres intentos de nueva conexión*.

Después del tercer intento fallado, queda el amplificador de potencia definitivamente fuera de servicio.

Los circuitos lógicos comprenden también medidores de voltaje de cresta de alta impedancia que están acoplados a las salidas del amplificador a través de acopladores direccionales en sentido directo e inverso y permiten hacer una medida independiente del contenido de imagen de la potencia de salida directa y reflejada.

Tanto para el amplificador de potencia del canal de sonido como del de imagen, los circuitos lógicos y el

conmutador del modo de operación están concentrados en un subensamble ISEP que contiene tarjetas de circuito impreso fácilmente accesibles desde la parte frontal.

3.2.2 Amplificador de 100 W

El amplificador de 100 W (Fig. 7, parte de la izquierda), contiene un tetrodo tipo 4 CX 350 montado con cátodo a masa. El circuito de rejilla consta de la capacidad de entrada de la válvula y de una inductancia en forma de regleta metálica que se utiliza para ajuste de la sintonía y del acoplamiento de entrada. Con objeto de lograr la anchura de banda necesaria, el circuito de rejilla se amortigua con una resistencia en paralelo.

El circuito de ánodo consta de la capacidad de salida de la válvula y también de una regleta metálica inductiva que se ajusta de manera aproximada con un cortocircuito deslizante. El ánodo puede verse en la figura 7, en la caja apantallada de la izquierda. El tubo se ve en la parte central, parcialmente oculto. Detrás de él está la inductancia graduable de ánodo. La sintonía fina se controla capacitivamente con un cursor situado en oposición al ánodo. La caja que rodea al circuito de ánodo tiene un orificio lateral destinado para el acoplamiento ajustable del circuito secundario, o, como puede verse en la figura 7, en el circuito de entrada de la etapa de tubo siguiente.

La ganancia del amplificador 100 W excede de 20 dB con una anchura de banda de 8 MHz a 1 dB. La neutralización exigida por una amplificación tan elevada se aplica directamente a la rejilla de control mediante un circuito sintonizado en serie, acoplado capacitivamente al ánodo.

El margen de modulación del tubo amplificador de imagen ($V_a = 1,2$ kV aprox., $I_a = 0,18$ A aprox.) está en

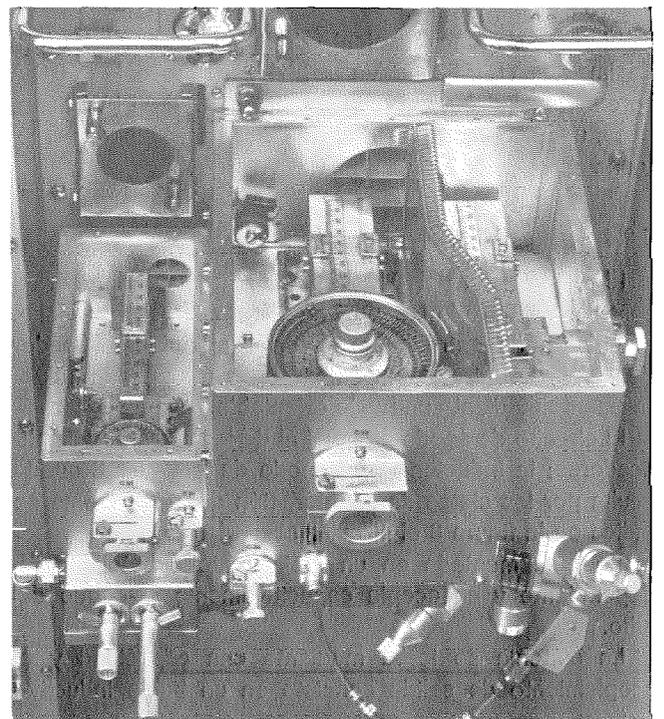


Fig. 7 Amplificador de 1 kW de dos etapas con los tetrodes 4 CX 350 e YL 1052.

* Cuando se produce una descarga momentánea, pero no repetida en el interior del tubo, no es conveniente la desconexión y corte del equipo (circuito de reconexión automática).

una zona de característica casi cuadrática; esto permite, una variación de la amplificación prácticamente libre de distorsión de la rejilla de control. Este efecto se aprovecha para obtener una compensación del zumbido del amplificador de potencia de imagen de 10 kW* por la aplicación de un voltaje de zumbido ajustable en amplitud y fase, derivado del suministro de energía, al voltaje de polarización de la rejilla de control.

3.2.3 Bloque amplificador de 1 kW

El bloque amplificador de 1 kW (Fig. 7) comprende el amplificador de 100 W descrito en 3.2.2 y un amplificador de 1 kW que contiene un tetrodo YL 1052 montado con rejilla a masa. Como se mencionó en 3.2.2, el circuito de entrada sintonizado capacitivamente, del tubo de 1 kW se acopla directamente al circuito de ánodo del tubo de 100 W, mediante un acoplador capacitivo ajustable. El cátodo de la válvula YL 1052 se conecta a una toma del circuito de entrada.

El circuito de ánodo es análogo al del amplificador de 100 W. La figura 7 (centro) muestra las aletas de refrigeración del tubo y la inductancia de ánodo graduable. A la derecha puede verse el circuito secundario acoplado capacitivamente que se halla separado del compartimiento del ánodo mediante un tabique. Ambos, circuito de ánodo y circuito secundario, disponen de sintonía aproximada de tipo inductivo y sintonía fina de tipo capacitivo. El acoplamiento de salida ajustable, procedente del circuito secundario, es capacitivo.

La resonancia del circuito rejilla-control/rejilla-pantalla, indica muy frecuentemente inestabilidades en la configuración de rejilla a masa. En el presente amplificador, esta resonancia se ha sintonizado a una región por encima del margen de frecuencias de funcionamiento. Además de esto, se ha amortiguado la resonancia rejilla-control/rejilla-pantalla.

El punto de funcionamiento de la válvula amplificadora de imagen YL 1052 es $V_a = 1,6$ kV aprox. e $I_a = 0,9$ A aprox. (nivel del negro). El amplificador de 1 kW tiene, pues, una amplificación total de 35 dB, aproximadamente, y una anchura de banda de 8 MHz a 1 dB.

3.2.4 Amplificador de 10 kW

El amplificador de 10 kW que se muestra en la figura 8 contiene un tetrodo RS 2022 montado con rejilla a masa. El circuito de entrada corresponde al del amplificador de 1 kW. La entrada, sin embargo, está acoplada inductivamente mediante un bucle orientable.

El circuito de ánodo es igual al de los otros dos amplificadores; la inductancia de ánodo de la figura 8 queda oculta por las aletas de refrigeración del tubo. Como se indica en la figura 8 el circuito secundario de línea resonante está montado en un alojamiento apantallado independiente y se acopla capacitivamente al ánodo del tubo.

La sintonía se logra mediante una capacidad y el acoplamiento de salida consiste en un bucle inductivo

giratorio situado debajo del conductor central de la línea resonante.

Lo mismo que para el amplificador de 1 kW, la resonancia rejilla-control/rejilla-pantalla se halla amortiguada resistivamente.

El punto de funcionamiento de la válvula RS 2022 es $V_a = 4,5$ kV, aprox. e $I_a = 3,6$ A, aprox. (nivel de negro). La amplificación es de 12 dB, para una anchura de banda de 7 MHz a 1 dB.

3.3 Unidad combinadora de imagen/sonido

La unidad combinadora de imagen/sonido aplica las potencias de salida de los amplificadores finales de imagen y sonido a una antena común de tal manera que ambos amplificadores quedan completamente aislados uno del otro (aproximadamente 40 dB). En la figura 9 se muestra la disposición que adopta la unidad consistente en un bastidor montado sobre ruedas y provisto de panel frontal.

Se supone conocida la teoría de la unidad combinadora imagen/sonido. El circuito es fundamentalmente el mismo que para la banda de frecuencias IV/V [2]; sin embargo, la construcción interna, eléctrica y mecánica es diferente debido a que las frecuencias son más bajas.

La figura 9 muestra uno de los dos resonadores de reflexión de la señal de sonido, situado detrás del panel frontal en forma de cilindro montado verticalmente. Es un resonador coaxial de $\lambda/4$ con émbolo de cortocircuito deslizante y acoplamiento variable (acoplamiento capacitivo de la línea de paso permaneciendo libre el extremo del conductor central).

Debajo del resonador, la figura muestra una sección de línea variable (por razones de economía se ha diseñado en forma de anillo) que se utiliza para compensación de la componente reactiva del resonador de sonido a las frecuencias del canal de imagen. Detrás de esta sección de línea, puede verse uno de los dos ac-

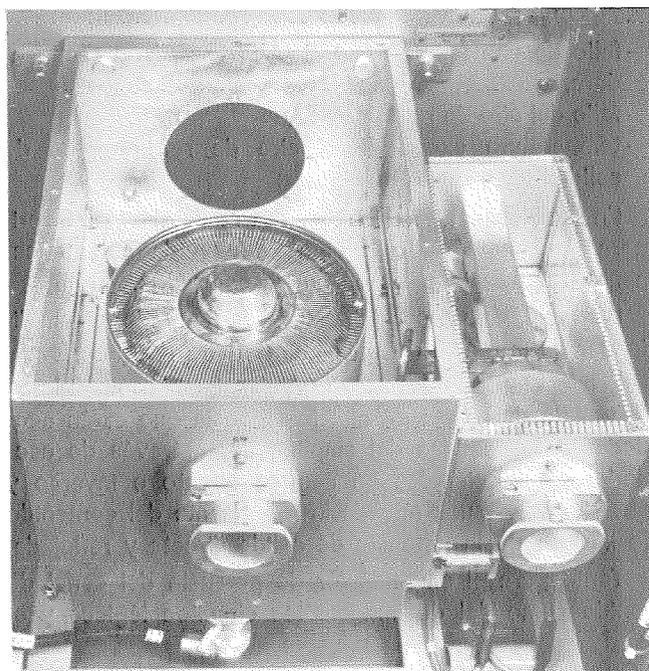


Fig. 8 Amplificador de imagen de 10 kW con tetrodo de RS 2022.

* Este procedimiento ha permitido mantener dentro de límites razonables el volumen y coste de los filtros del rectificador de 10 kW.

pladores de 3 dB, también diseñado en forma de anillo con objeto de economizar espacio.

La terminación de la parte no reflejada de la potencia de sonido, es una resistencia de carga de 1 kW, no visible en la figura, que se sitúa detrás de los resonadores de sonido; se halla protegida de sobrecargas técnicas mediante un conmutador de lámina bimetálica incluido en los circuitos lógicos de la etapa de salida.

Las líneas coaxiales que forman parte de la unidad combinadora de imagen/sonido, están diseñadas en el sistema 13/30 ($Z = 50$ ohmios) pero las líneas coaxiales que proceden de los amplificadores de potencia y que van a la antena utilizan el sistema 21/48*. Como puede verse en la figura 9, en el panel frontal de la unidad combinadora de imagen/sonido hay tres enchufes coaxiales enchufables que permiten pontear la unidad combinadora cuando se quiera realizar medidas. También se han llevado al panel frontal, derivados mediante acopladores direccionales, siete puntos de prueba importantes a través de zócalos coaxiales tipo 7/16 (ver Fig. 9). Las salidas de tres de estos acopladores direccionales, es decir, la entrada de imagen reflejada, la entrada de sonido reflejada y la resistencia de carga de transferencia, se detectan en los correspondientes diodos y se llevan a tres aparatos de medida montados en la parte superior del panel frontal. Además, el voltaje de RF

* A petición del usuario, los transmisores pueden también suministrarse en la técnica de 60 ohmios. En este caso, las líneas cambian de acuerdo con esto.

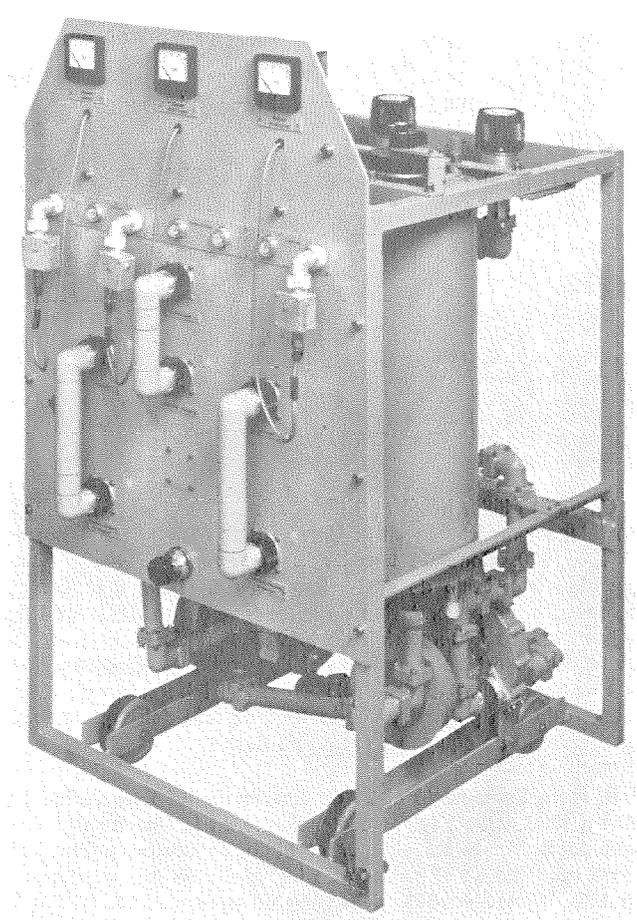


Fig. 9 Unidad combinadora de imagen/sonido.

obtenido en la puerta de señal reflejada del acoplo direccional situado en la salida de la antena, se lleva a un voltímetro de cresta en el excitador (ver 3.2.1) y la indicación se da en un aparato de medida situado en el panel frontal de la unidad combinadora (ver también Fig. 2).

Debido a la baja disipación de los resonadores de sonido (inferior al 10% de la potencia de sonido), la unidad combinadora no necesita refrigeración alguna. Tampoco es necesario un sistema automático de sintonía de frecuencia debido al cuidadoso diseño de compensación de temperatura de los resonadores (construcción y elección de los materiales). En consecuencia, la unidad combinadora es una red pasiva y no necesita alimentación alguna. La unidad puede sintonizarse de manera continua en toda la banda de frecuencias.

3.4 Equipo auxiliar

Como se mencionó en 2.3, en el transmisor se necesita un equipo auxiliar que no conduce señales de alta frecuencia: el distribuidor de energía de la red y los controles centrales.

El distribuidor de red del transmisor de 10/1 kW comprende cuatro interruptores del circuito de suministro de energía con interrupción térmica y mecánica: estos contactos están montados detrás de ventanas transparentes que permiten mostrar la posición de los contactos del interruptor. Estos interruptores se utilizan también para aislar eléctricamente los diferentes bastidores, según lo exigen las regulaciones de seguridad de la Comisión Electrotécnica Internacional IEC (bloqueo combinado).

Estos cuatro interruptores alimentan a las siguientes unidades independientes:

- excitadores de sonido y de imagen de estado sólido,
- amplificador de potencia de imagen,
- amplificador de potencia de sonido,
- distribución de red con salidas auxiliares y suministro a ventiladores.

Los interruptores de circuito de los dos amplificadores de potencia están bloqueados con un pestillo de seguridad de tal manera que la llave que permite el acceso a las partes de alta tensión de los amplificadores de

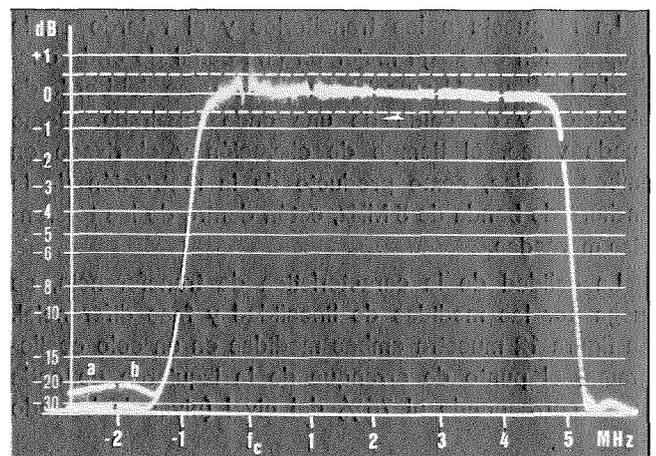


Fig. 10 Respuesta frecuencia de las frecuencias de banda lateral al nivel de blanco (a) y al nivel de negro (b).

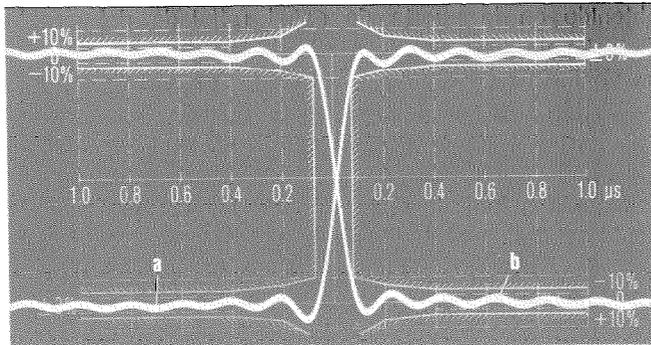


Fig. 11 Respuesta a los transitorios de una onda cuadrada de 250 kHz con un escalón del 50% al 70% (valor del Sincr. = 100%). Borda de elevación (a) y borde de caída (b).

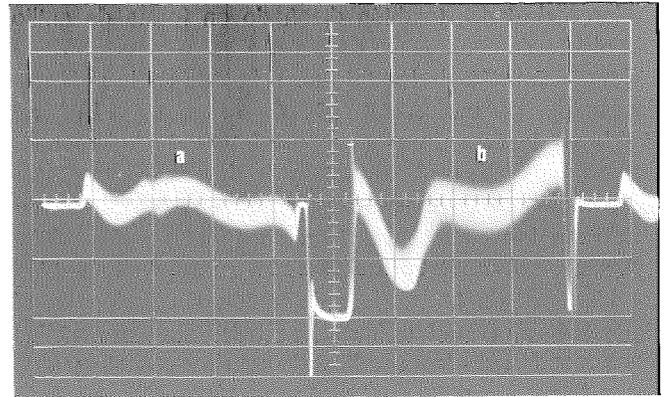


Fig. 12 Fase diferencial (a) y linealidad (b) medidas con señales de diente de sierra 17%/75% (valor Sincr. = 100%) y 10% de modulación de la subportadora de color de 4,43 MHz.

potencia*, sólo se libera cuando los interruptores están abiertos. (Bloqueo combinado).

Los controles centrales combinan todas las líneas de encendido del excitador de imagen y sonido, los amplificadores de potencia de imagen y de sonido permiten realizar su encendido común a mano o por control remoto con un solo contacto. Aquí se encuentran también centralizadas las lámparas indicadoras de funcionamiento y de alarma.

4. Medidas

La evaluación de la calidad de un transmisor de televisión reside en numerosas medidas diferentes, que se encuentran definidas con detalle, en las especificaciones del cliente. En el presente artículo se dan sólo algunos resultados característicos relacionados con el canal de imagen de un transmisor de 10/1 kW.

La mejor indicación de la dependencia amplitud/frecuencia del canal de transmisión la da la respuesta en frecuencia de las bandas laterales medidas a la salida del transmisor. La figura 10 muestra un oscilograma de esta medida. Las respuestas de los niveles de blanco y negro se han superpuesto para mostrar no sólo la pendiente sino también la dependencia de amplitud de esta característica de amplitud. La diferencia sólo es visible en la región de la banda lateral residual, donde está holgadamente dentro de las especificaciones.

La respuesta a los transitorios y al retardo en la propagación se juzga mejor en una señal de onda cuadrada. La figura 11 muestra un oscilograma del borde de elevación y de caída de una onda cuadrada. Como puede verse, el tiempo de elevación y el rizado en ambos bordes, como producto de la restricción de la anchura de banda de 5 MHz, están dentro de las tolerancias marcadas.

La calidad de la característica de transferencia, se juzga por las medidas de linealidad y fase diferencial. La figura 12 muestra ambas medidas en un solo oscilograma; el punto de arranque de la izquierda de cada curva corresponde al 75% del nivel (nivel de borrado

o de negro), y el punto extremo de la derecha corresponde al 17% del nivel (nivel de blanco). Como puede verse en la figura 12, las medidas de menos del 4% y de 1° son mucho mejores que los límites exigidos por las especificaciones, es decir, 10% para la variación de la amplificación de la subportadora de color de 4,43 MHz en función de la amplitud (linealidad) y $\pm 3^\circ$ (con referencia al valor del nivel de borrado) para la variación de la fase de la subportadora de color (fase diferencial).

Los siguientes resultados se obtuvieron en las medidas realizadas en un transmisor de 10/1 kW de la Banda-III.

Consumo de energía de un solo transmisor sin ventilador:

27 kVA con $\cos \varphi = 0,95$ (al nivel) de negro.

Refrigeración necesaria:

25 m³/mín., aproximadamente, a la altitud normal con 160 mm H₂O.

Referencias

- [1] E. Heinecke, H. Hornung: Die 10-kW-Fernsehsenderanlage Feldberg (Taurus), SEG-Nachrichten, Vol. 1 (1953), N° 4, págs. 3—7.
- [2] H. Hornung, G. Müller: Nueva serie de transmisores de televisión, Comunicaciones Eléctricas, Vol. 43 (1963), N° 3, págs. 210—217.
- [3] K. Burwick, H. Gehrke, W. Nagel: Zwischenfrequenz-Aufbereitung und -Überwachung bei Fernsehendern mit Modulation auf fester Zwischenfrequenz, SEL-Nachrichten, Vol. 10 (1962), N° 2, págs. 77—85.

Gotthard Müller nació el 3 de enero de 1905 en Berlín. Estudió telecomunicaciones en la Universidad Técnica de Berlín de 1924 a 1930. Continuó trabajando aquí como ayudante hasta que obtuvo el título de doctor-ingeniero en 1933. Entonces se incorporó a los Laboratorios de investigación de AEG. En 1935 ingresó en los Laboratorios de Navegación de C. Lorenz AG. De 1938 a 1945 tuvo a su cargo el desarrollo de equipos terrestres de radar y en 1955 se reincorporó al laboratorio de transmisores de alta potencia. Desde 1963 es jefe del departamento de desarrollo de equipos de radio de Berlín.

R. Joerg Irmer nació el 24 de agosto de 1935 en Berlín. De 1954 a 1960 estudió telecomunicaciones en la Universidad Técnica de Berlín. Hasta obtener el título de doctor, permaneció como ayudante en el Instituto de Ingeniería de Alta Frecuencia. En 1964 ingresó en SEL, desarrollo de transmisores, en Berlín. En 1968 fué promovido a jefe de los laboratorios de desarrollo de transmisores.

* Además, esta llave da acceso a las unidades de alta tensión, únicamente cuando los condensadores de alto voltaje han sido puestos en cortocircuito por interruptores que se ven exteriormente.

El sistema ITT STAR de radio móvil

J. R. BRINKLEY

S. R. PITKIN

Standard Telephones and Cables Limited, Londres

1. Introducción

El empleo de radioteléfonos para uso civil se está extendiendo mucho en casi todos los países del mundo, y en los países más desarrollados, su fabricación se está convirtiendo en una importante sección de la industria de telecomunicaciones. Tanto en el Reino Unido como en Alemania hay 100.000 radioteléfonos y el crecimiento en estos países indica que las cantidades se doblan cada 4 ó 5 años. En los Estados Unidos el número de radioteléfonos pasa ya de los 3.000.000 y el crecimiento no presenta signos de disminuir.

Ante este estado de expansión mundial la ITT decidió desarrollar un nuevo equipo radio móvil. En octubre de 1967 se formó un grupo de desarrollo de radio móvil en la compañía asociada a ITT, Standard Telephones and Cables, en la división de radio de New Southgate. Se le encomendó la tarea de diseñar una serie completa de equipo radiotelefónico, fijo, móvil y de bolsillo adecuado para el mercado mundial.

Se establecieron especificaciones completamente definidas para cada uno de los productos y se fijó un plazo de 2 años para terminar el ciclo de desarrollo. Se eligió el nombre STAR que corresponde a las iniciales Standard Telephones Advanced Radiotelephone. En este artículo se describe el diseño de los equipos móvil y fijo, y en la figura 1 pueden verse todos los equipos de la serie. El diseño de los radioteléfonos de bolsillo será objeto de otro artículo posterior.

La filosofía general de estos equipos se basa en un grupo de módulos de circuitos impresos montados en una estructura normalizada, perfectamente presentados en forma adecuada para su uso en equipo fijo y móvil. Las diferentes versiones del equipo, se sabía que serían pedidas de acuerdo con las varias necesidades del mercado y debían obtenerse variando solamente los módulos de circuitos impresos.

Puesto que se conoce universalmente, y lo confirman las pruebas realizadas por STC, que el comportamiento de los equipos de UHF en áreas edificadas, es muy superior al del equipo de VHF, el programa de desarrollo se inició con las versiones de STAR en UHF.

El trabajo comenzó en octubre de 1967, y las versiones UHF del equipo de las unidades móvil, fija y de control remoto para este grupo se completaron en el notablemente corto tiempo de 14 meses. Este artículo es una descripción, del trabajo realizado y de los diseños resultantes, que posteriormente se adoptaron para fabricación y venta por varias compañías subsidiarias de ITT.

Una consideración de diseño, esencial, fué que la línea de productos debería ser totalmente internacional en su aplicación. Esto implicaba tener en cuenta muchas diferencias en los mercados. En particular necesitaba reunir las varias especificaciones de radio móvil que son obligatorias en diferentes países. Se consideró esencial, por ejemplo, que se cumplieran las especificaciones de los siguientes países:

Europa

Reino Unido
Francia
Alemania
Suecia
Finlandia
Dinamarca
Austria

No europeos

U.S.A.
Canadá
Australia
Nueva Zelanda

Esta tarea se complicó por las pequeñas pero ineludibles diferencias, en criterios difíciles de satisfacer, establecidos por estas especificaciones, y también por el hecho de que en algunos países las especificaciones en UHF están aún en estado de evolución. La mayor parte de los restantes países del mundo o aceptan una de las anteriores especificaciones o tienen especificaciones más fáciles de satisfacer que las indicadas. De paso, puede mencionarse que la mayor parte de las variedades no tienen un objetivo útil y constituyen un impedimento al desarrollo comercial y mercantil.

El equipo móvil, además de tener una buena presentación, tenía que adaptarse fácilmente a los vehículos de todas las marcas y nacionalidades. Esto incluye condiciones de suministro de energía que pueden ser de 6, 12 y 24 voltios positivos, negativos o con tierra central. También era importante que los aspectos de seguridad de uso de un equipo de radio móvil en un vehículo fuesen tenidos en cuenta. El manejo del radioteléfono no debía empeorar las normas de conducción del vehículo, y su presentación debía estar libre de esquinas agudas peligrosas que pudieran agravar los daños en los accidentes de carretera.

2. Consideraciones para el diseño

Varios factores que se consideraron se dan en la lista siguiente:

a) Calidad de la voz

Debe considerarse la buena calidad de la voz y su buena reconocibilidad, poca influencia de ruidos acústicos exteriores que son especialmente importantes en radiotelefonía móvil, puesto que el equipo debe funcionar en ambientes ruidosos o difíciles y donde no es deseable la repetición de mensajes.

b) Confiabilidad

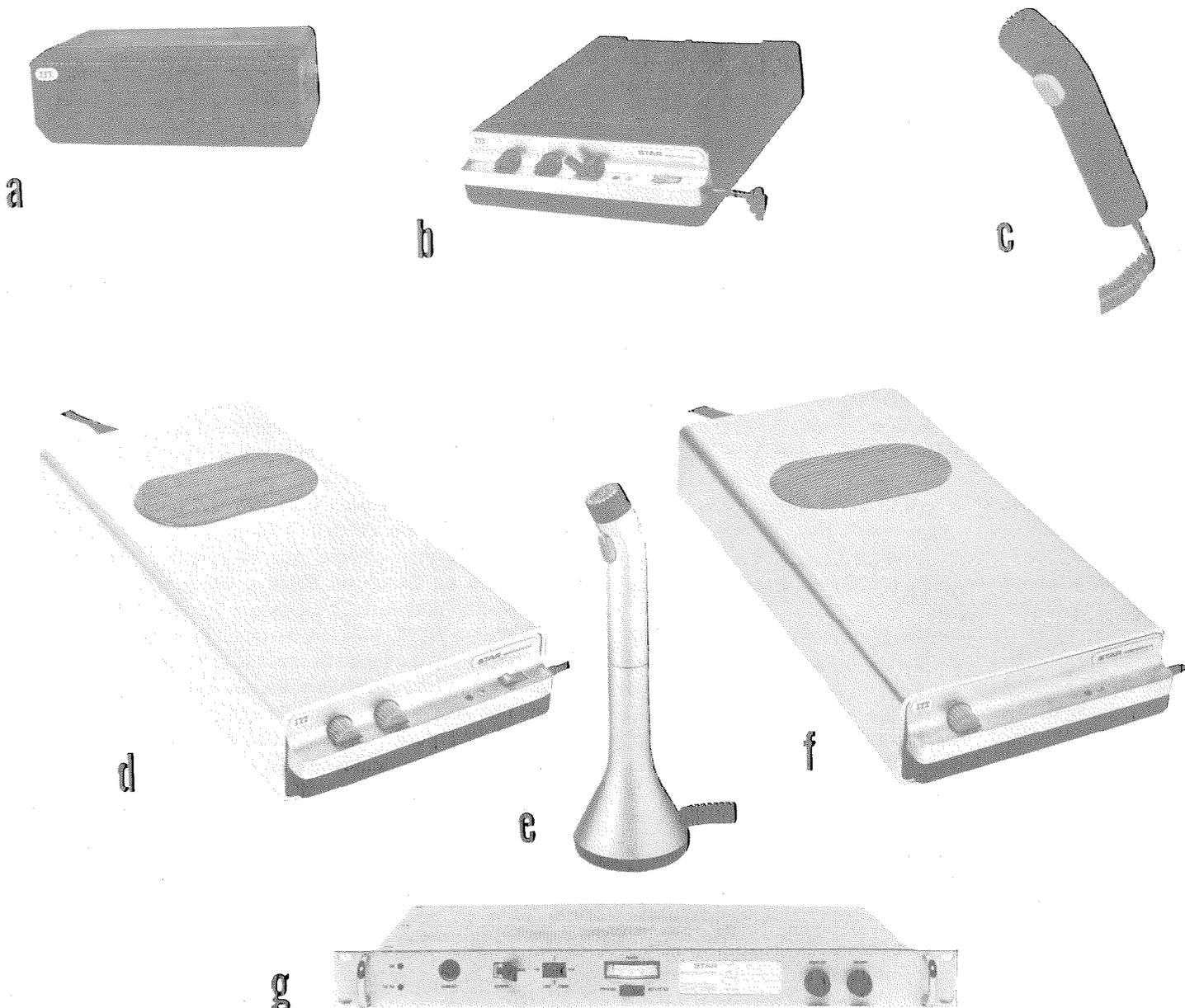
Los radiomóviles se emplean en servicios vitales de seguridad de la vida y por tanto la confiabilidad es una consideración primordial. También es importante que el coste y el tiempo de reparaciones sea minimizado.

c) Facilidad de reparaciones

Hasta los equipos más confiables necesitan reparaciones ocasionales. El rápido acceso para reparaciones es por tanto importante.

d) Facilidad de producción y poca mano de obra

Si la producción debe ser eficaz, hay que minimizar los tiempos de ensamble y pruebas.



a) Altavoz móvil
d) Estación fija controlada

Fig. 1 Colección de aparatos STAR de UHF.
b) Transmisor-receptor móvil multicanal
e) Micrófono de estación fija
g) Estación fija con control remoto

c) Micrófono móvil
f) Unidad de control remoto

e) Uso de componentes disponibles internacionalmente

Para hacer posible el ensamble del equipo, según sea necesario, en cualquier parte del mundo, se consideró deseable el uso de componentes disponibles internacionalmente.

f) Diseño económico

Debían cumplirse las distintas exigencias internacionales dentro de la política de competencia de precios.

3. Desarrollo

Los elementos básicos requeridos para la serie fueron reducidos a cuatro: un transmisor, un receptor, una unidad de alimentación de corriente alterna (cuando fuera necesaria) y un sistema de control remoto compuesto

por una unidad de mando a distancia (Fig. 1 f) y una unidad de control de línea (montada dentro del equipo que se muestra en la Fig. 1 g).

Estas unidades debían ser totalmente de estado sólido para funcionar con baterías en flotación evitando el uso de relés y otras partes móviles.

Se reconoció que el acertado diseño físico y presentación de un radioteléfono para su uso en un vehículo era una tarea muy especializada. Se encargó como consultor a un buen conocido diseñador, Mr. Kenneth Grange, del proyecto final, responsabilizándole de todos los aspectos del diseño físico, incluso la presentación y construcción mecánica externa.

La forma exterior del transmisor-receptor móvil (Fig. 1 b), tiene unas importantes características especial-

mente desde el punto de vista de la seguridad. La figura 2 muestra el perfil de la parte anterior con los mandos insertos en una cavidad y la cubierta posterior de goma moldeada para reducir los riesgos de lesiones en caso de una colisión.

La unidad completa está soportada por una cubierta que se desliza en una sencilla fijación que dispone de

un dispositivo antirrobo. Las conexiones de batería y altavoz se hacen con conectores de resorte para automóviles que facilitan la inserción y retirada del equipo.

Las cubiertas superior e inferior se mantienen unidas mediante 4 tornillos solamente. Sacándolas aparece el interior de la unidad móvil como se ve en la figura 3. La goma moldeada de la cubierta inferior incorpora un pro-

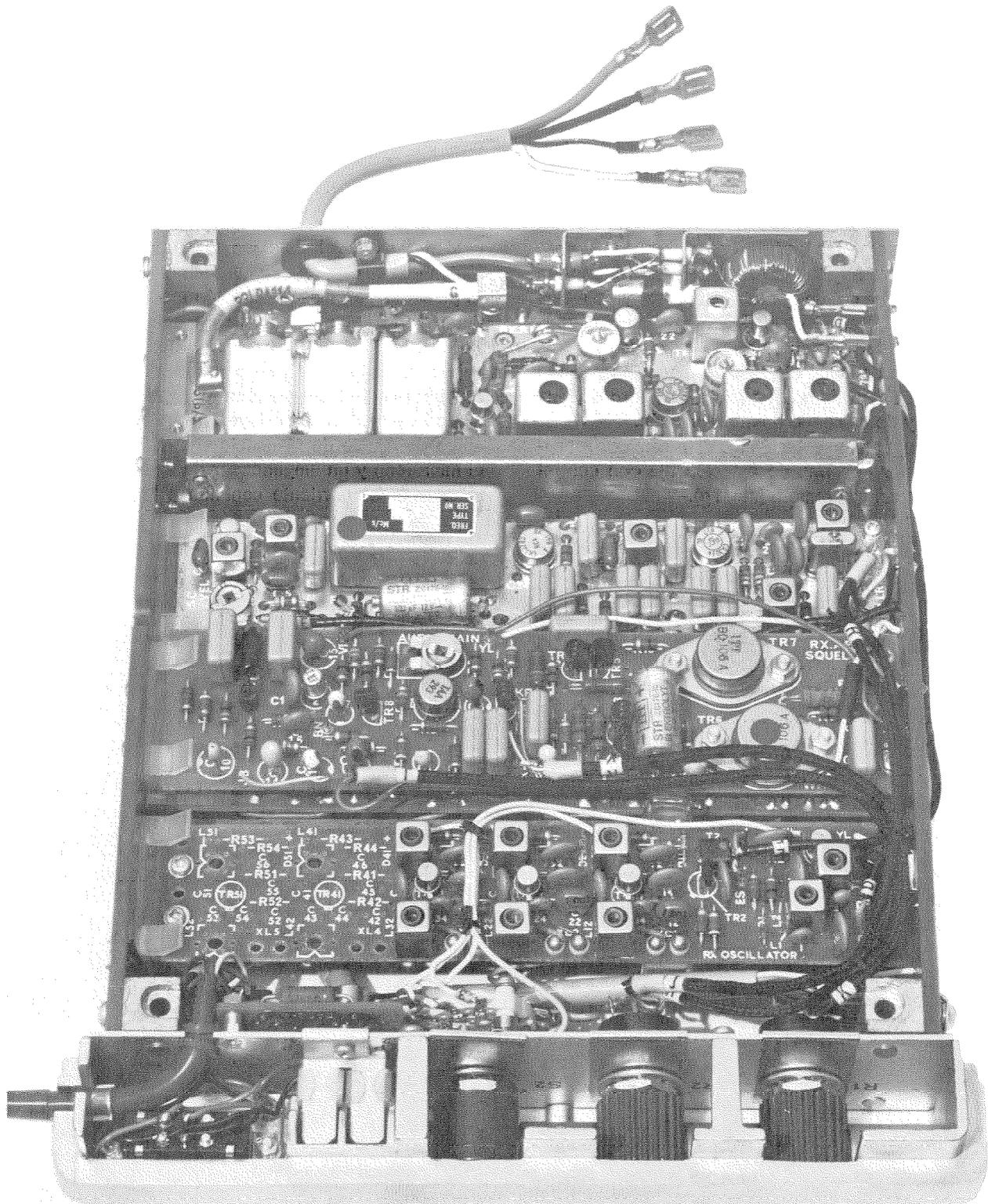


Fig. 3 Equipo interior para móvil.

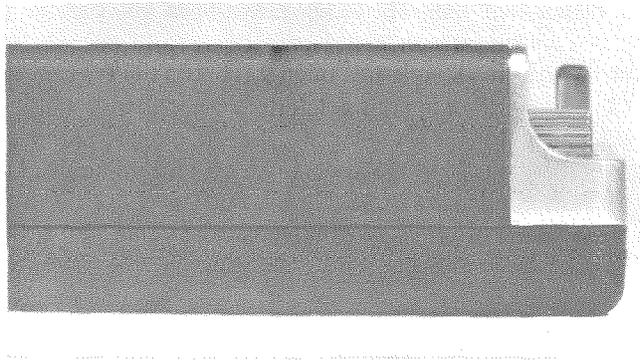


Fig. 2 Equipo para móvil.

tector de polvo a la cubierta superior y caras frontales. Quintando dos tornillos más en cada esquina se desmonta la unidad en dos partes en forma de L, una el receptor y la otra el transmisor, como se ve en la figura 4. En esta fase son accesibles ambos lados de cada tarjeta impresa. Las cuatro tarjetas del receptor están fijas y se cablean a un lado de un circuito impreso y las tres tarjetas del transmisor al otro. Para el ensamble, cada grupo de tarjetas se encajan en soportes adecuados por el otro lado. Esta especial disposición mecánica permite una construcción sencilla con un mínimo número de partes mecánicas y de cableado de interconexión.

Cuando se usa como estación fija el transmisor-receptor puede adoptar la forma de estación fija con control local (Fig. 1 d) o control remoto (Fig. 1 g).

La estación fija con control local contiene el transmisor-receptor normal, una unidad de alimentación de corriente alterna (si no se desea funcionar con batería), y un altavoz. Se ha diseñado para sobremesa a una corta distancia de la antena.

Para funcionar desde posiciones en que los alrededores no permiten la fácil instalación de un sistema eficaz de antena, la estación fija con control remoto, opera en conjunto con la unidad de control remoto (Fig. 1 f), que puede estar separada de la estación fija por varios kilómetros de línea telefónica.

En la estación fija con control remoto, el transmisor receptor se emplea sin modificación y está montado en un panel soporte de $4,5 \times 48,5$ cm junto con la unidad de alimentación de corriente alterna (Fig. 1 g). Esta unidad de alimentación proporciona un voltaje regulado para una salida de corriente limitada que le facilita para cargar en flotación una batería de ayuda.

El soporte de la estación fija también contiene la unidad de control de línea que conecta la línea telefónica de 600 ohmios equilibrados al transmisor-receptor. El pulsador de emisión se actúa mediante corriente continua de la línea que opera un conmutador transistorizado. La unidad de control (Fig. 1 f) está montada en una caja recubierta de aluminio atractivamente diseñada en la que puede incluirse una caja móvil normal. En la unidad de control se incluye un equipo VODAG (Dispositivo de Ajuste de Ganancia Operado por la Voz) para el micrófono y un amplificador de audio de 2 vatios para el altavoz. La corriente continua a la línea para la fun-

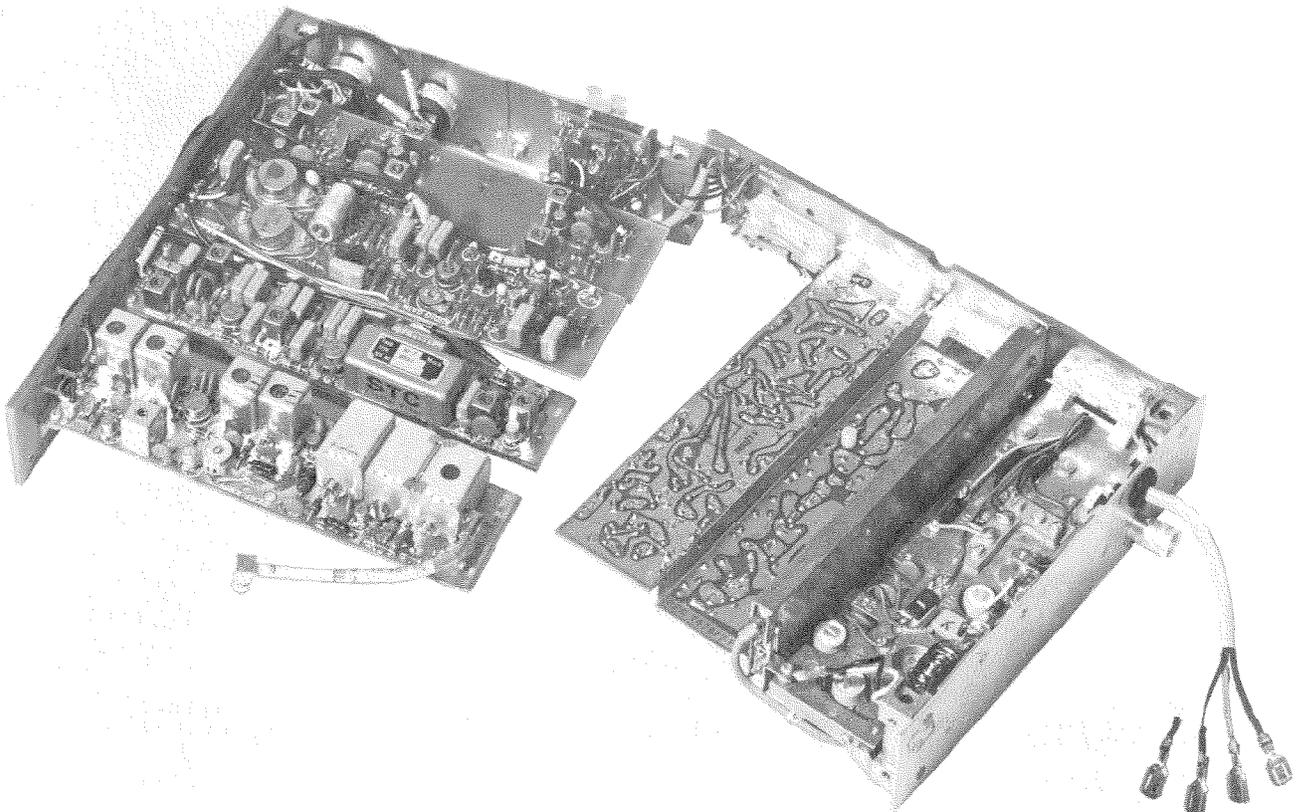


Fig. 4 Equipo móvil abierto para reparaciones.

ción de pulsador de micrófono usa el suministro de 12 voltios.

El altavoz móvil (Fig. 1a) y el micrófono (Fig. 1c) se seleccionaron cuidadosamente. La elección del altavoz se hizo después de una serie de pruebas subjetivas de audición con diferentes unidades en distintos vehículos mientras que el micrófono se diseñó buscando la máxima eficacia en la eliminación de ruido. El diseñador industrial fué el responsable del diseño de las monturas del micrófono y altavoz. El mismo micrófono montado sobre un soporte con una base ensanchada se utiliza en la estación fija (Fig. 1e).

La antena recomendada para el mejor comportamiento en estaciones fijas, es una estructura colineal omnidireccional de 10 dB de ganancia construída en la forma de una varilla delgada en forma cónica de "fibre-glass" de 6 metros de longitud que es autoestable. La antena móvil es de látigo en cuarto de onda montada en el centro del techo del vehículo. Las características que se describen después, fueron obtenidas usando esta combinación especial de antenas.

4. Diseño eléctrico

El esquemático de bloques del transmisor se ve en la figura 5. El oscilador de cristal se modula en fase por la señal de audio que procede del amplificador de micrófono. La señal resultante se multiplica en frecuencia por un factor 18 para dar una desviación máxima de 5 ó de 15 kHz a la frecuencia final. Los armónicos indeseables de la frecuencia del cristal se eliminan mediante un par de filtros paso-banda presintonizados y encapsulados, uno de ellos después del primer triplicador. El segundo filtro toma la forma de un filtro paso-banda interdígital presintonizado que deja pasar de 450 a 470 MHz. Este filtro está seguido por la unidad amplificadora de potencia que funciona a la frecuencia final y sube el nivel a los 5 a 7 vatios necesarios. Este amplificador va seguido

a su vez por un filtro paso bajo en circuito impreso que suprime los armónicos de la frecuencia final que se transmite.

Una característica del especial diseño de circuito es la ausencia de sintonización crítica. Con el cristal adecuado, el transmisor genera cualquier frecuencia que se desee en la banda de 450 a 470 MHz sin nuevo ajuste.

El esquemático de bloques del receptor se ve en la figura 6. El circuito de entrada emplea resonadores helicoidales que dan buena selectividad imagen. Un amplificador de radiofrecuencia transistorizado bipolar va seguido de un mezclador de transistores de efecto campo de metal óxido de silicio (MOS FET) y un circuito integrado, amplificador de primera frecuencia intermedia de unos 26 MHz. Esta señal se lleva a un mezclador de unión de efecto campo antes del filtro de cristal de 10,7 MHz y dos amplificadores de frecuencia intermedia en circuito integrado. El último circuito integrado contiene los componentes activos del discriminador de cristal. La frecuencia audio recuperada se amplifica hasta el nivel de 2 vatios para el altavoz. El receptor tiene un silenciador operado por el ruido con control en el panel frontal.

Al diseñar un sistema radiotelefónico móvil de alta calidad dos puntos requieren especial mención:

4.1 Estabilidad de frecuencia

El equipo STAR emplea cristales en ampollas de vidrio fabricados por la división de cristales de Standard Telephones and Cables Ltd., Harlow, en los circuitos oscilantes de alta estabilidad propia. El resultado es una estabilidad de frecuencia mejor que ± 5 ppm (partes por millón) entre -10 y $+50$ °C con un desplazamiento de menos de 2 ppm por año sin recurrir a hornos o compensación térmica. Este resultado representa el mejor grado de técnica obtenido hasta la fecha y permite intervalos por lo menos de un año entre calibrados de frecuencia. En aquellos países que exijan temperaturas de

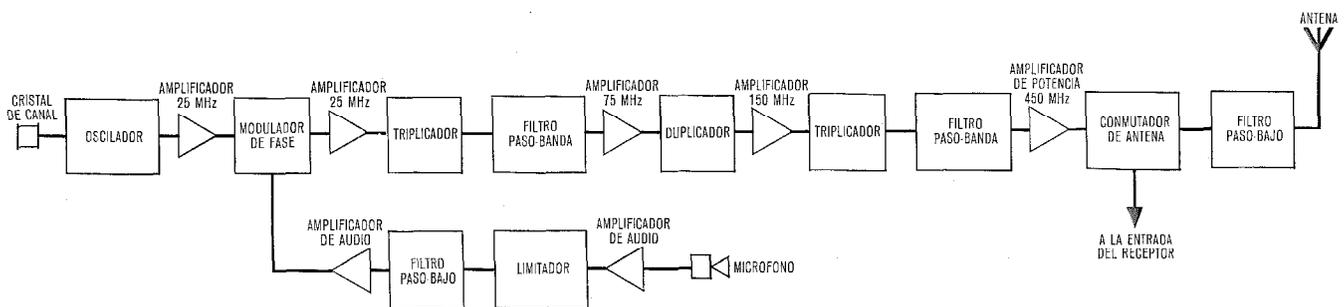


Fig. 5 Esquemático simplificado del transmisor.

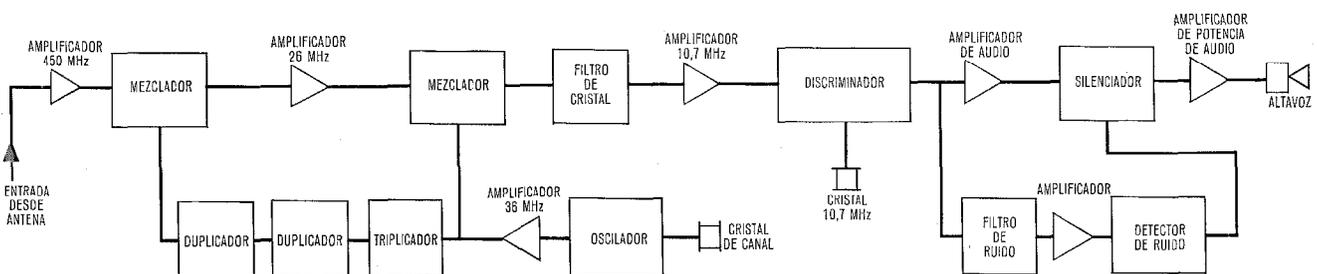


Fig. 6 Esquemático simplificado del receptor.

funcionamiento menores, se incorpora un calefactor y termostato en el móvil, que funciona hasta -30°C . El termostato apaga el calefactor cuando se obtiene una temperatura de 0°C .

La estación base emplea un horno para cristal que mantiene la temperatura del cristal en $+55^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$. La estabilidad de frecuencia resultante en este caso es mejor que ± 2 ppm. La temperatura se conserva en 55°C porque así no se degrada apreciablemente la estabilidad a largo plazo del cristal, lo que ocurriría si se hubiese elegido la temperatura más usual de $+85^{\circ}\text{C}$.

4.2 Estabilidad de sintonía

El diseño del transmisor se basa en el uso de circuitos de banda ancha y bajo Q. El amplificador final de potencia emplea una nueva forma de construcción usando líneas de transmisión como elementos de acoplo y de esta manera se da protección al equipo contra las oscilaciones paramétricas frecuentemente generadas por resonancias indeseadas. Las condiciones principales de selectividad se obtienen mediante los dos filtros paso banda presintonizados situados en puntos estratégicos de la cadena de multiplicación de frecuencia.

En el receptor el principal elemento amplificador es un circuito integrado que trabaja a 10,7 MHz sin selectividad. Aquí las necesidades de selectividad se satisfacen mediante el uso de un filtro de cristal que puede cambiarse para realizar la separación necesaria de canales. Los filtros de cristal se han aceptado universalmente en radios móviles, últimamente, pero el equipo STAR utiliza el proceso en un paso más avanzado, empleando un discriminador de cristal que asegura que la frecuencia central del discriminador no se desvía ni en corto ni en largo plazo, con lo que se elimina la necesidad de ajustes del discriminador.

Una amplia utilización de circuitos de banda ancha en transmisor y receptor, ha eliminado la necesidad de

frecuentes revisiones, para llevar las unidades otra vez a su respuesta óptima. Esto, junto con una elevada estabilidad en la sintonía asegura que su reajuste no será necesario normalmente durante la vida del equipo.

5. Pruebas en funcionamiento real

Para demostrar el comportamiento en el campo y la fiabilidad del diseño, se aprovechó la primera oportunidad para hacer con los equipos fijo y móvil unas rigurosas pruebas reales.

Con este fin se eligió el área metropolitana de Londres ya que presenta severas y muy variables condiciones de pruebas, en las que se incluyen terreno ondulado, altos edificios, calles estrechas, pasos subterráneos y gran tráfico.

Como posición para la estación principal se eligió Hampstead, cuya altitud es 133 metros (ver Fig. 7). Se instaló una antena a 23,3 metros sobre el suelo en lo alto de un bloque de apartamentos. El punto elegido se vio que da una razonable cobertura del "Gran Londres" en VHF.

El equipo de la estación base funcionó inatendido y con control remoto mediante una línea terrestre desde la división de radio situada en New Southgate y utilizando el equipo de control remoto de nuevo diseño con una línea telefónica de 12,8 km.

Los resultados de las pruebas reales se han considerado como extremadamente satisfactorios, habiéndose cubierto enteramente un área de 32 km de radio desde la estación base. Por lo menos en el 80% de este área están incluidos los centros más densamente edificados de la ciudad y se ha obtenido comunicación en dos sentidos, libre de ruidos y con alta calidad. Este área incluye un gran número de calles estrechas y altos edificios.

En el restante 20% del área se presenta un pequeño ruido y con estos valores como norma se cubre una parte extensa incluso en los niveles bajos, en casi todos los edificios probados y también en los pasos subterráneos y túneles dentro del área principal. Es muy difícil encontrar algún punto en que la comunicación sea imposible.

Un túnel interesante desde el punto de vista de la comunicación radio, es el subterráneo de Kingsway que corresponde a un viejo tranvía y ahora ha sido transformado para vehículos a motor. El túnel tiene 640 metros de largo y está a 7,2 km de la estación base de Hampstead, va desde Waterloo Bridge a Kingsway por un camino que incluye dos curvas cerradas. Ha sido exhaustivamente ensayado en muchas ocasiones y se ha encontrado que está completamente cubierto de un extremo a otro. En el punto más profundo entre los dos codos (unos 13 metros por debajo de la superficie), las señales son algo ruidosas pero inteligibles tanto en el vehículo móvil como en la estación base.

La comparación con la cobertura en VHF, muestra que en áreas edificadas, particularmente en el oeste y centro de Londres, así como en el Embankment y en casi todo el Gran Londres la cobertura UHF es muy superior.

En las áreas a mayor distancia está incluido el aeropuerto de Londres (21 km de la posición de la estación

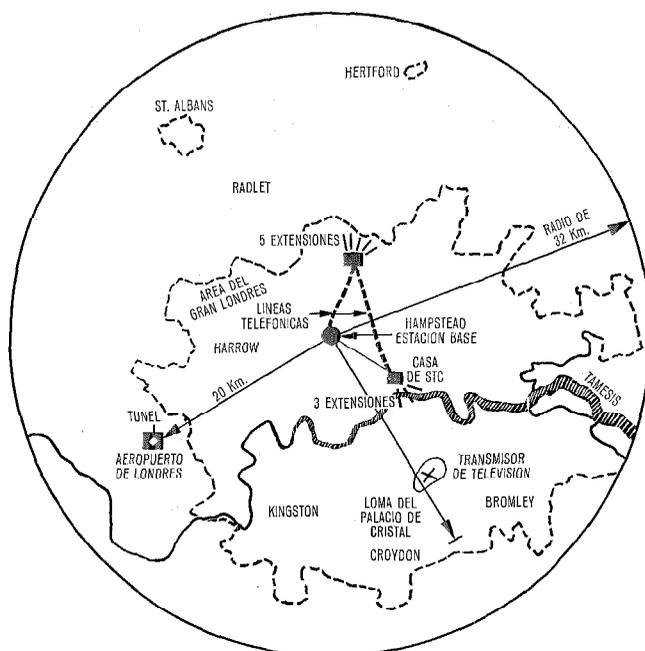


Fig. 7 Mapa del área de Londres cubierta por el sistema STAR de STC.



Fig. 8 Teléfono de bolsillo STAR de UHF.

base). En el aeropuerto todas las áreas de aparcamiento están bien cubiertas. La cobertura se extiende hasta 40 metros dentro del túnel entre el terminal central del aeropuerto y las carreteras principales laterales. Sin embargo, en el extremo más próximo a la estación base, en que el túnel sale en una cortadura, sólo se obtiene una comunicación muy ruidosa y nada en absoluto inmediatamente dentro de la boca del túnel.

Es interesante notar que la transmisión y la recepción hacia o desde el vehículo es virtualmente recíproca. Los altos niveles de interferencias por los encendidos de motores, normalmente experimentados en VHF no se presentan en la recepción en móviles en UHF.

Aunque está quedando bien establecido que la cobertura en UHF en áreas edificadas es superior que la VHF, no está determinado tan claramente, que en áreas apantalladas ópticamente por cerros compactos la cobertura sea por lo menos comparable a VHF.

Esto se ha obtenido de pruebas realizadas detrás del Palacio de Cristal donde las señales de Hampstead están apantalladas por el cerro del Palacio de Cristal de 115 metros, siendo la distancia directa de 22 km. Los resultados muestran que aquí la comunicación se man-

tiene, y aunque en algunos sitios es ruidosa, resulta muy difícil "perder" la señal completamente en ningún punto detrás de la colina.

El sistema descrito está ahora en uso constante en la red de transportes de STC con 80 vehículos. Estos vehículos siguen reportando resultados similares a los obtenidos en las pruebas iniciales y después de dos años de funcionamiento no se ha observado ningún tipo de deterioro. La red en uso se extiende en el área total de unos 3100 km² que contienen una población de 10 millones de habitantes del Gran Londres. Este experimento se ha confirmado en muchas instalaciones de clientes del equipo STAR que están funcionando en el área de Londres. Un usuario experimentado que ha sustituido su sistema VHF por el STAR UHF ha reducido sus estaciones base de 3 a 2 e informa una drástica reducción en los mensajes repetidos.

El equipo descrito ha estado en servicio durante dos años y en plena producción desde hace más de 12 meses. La estadística de fallos que para varios millares de equipos ha sido analizado durante este período, muestra que el ritmo de fallos es menor que un fallo por año.

La cuidadosa selección de altavoces y micrófonos, junto con la excelente estabilidad de frecuencia conseguida, se han combinado para dar una transmisión de audio de alta calidad junto con un menor ruido característico de UHF. Estos factores se combinan para dar una comunicación móvil notablemente libre de la distorsión y el ruido, tan frecuentemente asociados, con la radio móvil en el pasado.

Las estaciones fijas que acaban de describirse pueden funcionar con teléfonos de bolsillo (Fig. 8) STAR UHF en lugar de los transmisores-receptores móviles. Los teléfonos de bolsillo serán objeto de un artículo posterior.

El grupo completo de equipos, incluido el teléfono de bolsillo STAR UHF y las versiones VHF, ha sido galardonado con el "Premio para 1970 al diseño industrial" del British Council y es el primer equipo radiotelefónico que recibe esta recompensa.

John R. Brinkley, nació en Glasgow en 1917. Recibió su primera preparación en la Estación de Investigación del British Post Office en Dollis Hill. Durante la guerra fue responsable del desarrollo técnico de la policía, servicio de bomberos y servicio de defensa en el Reino Unido.

Se incorporó a Pye Telecommunications Ltd. en 1949 y fue director técnico y luego director general de 1957 a 1967.

En 1967 pasó a Standard Telephones and Cables Ltd. y fue nombrado jefe de línea de productos para radio móvil en 1969.

Es ingeniero distinguido, "Fellow" del IERE y miembro de los Comités Asesor del Gobierno británico de Distribución de Frecuencias y Radio Móvil.

Sydney R. Pitkin, nació en Colombo, Ceilán, en 1929. Entró en Standard Telephones and Cables, División de Radio en 1945 como aprendiz. Después de servir en la Royal Air Force como Oficial Técnico, se graduó en la Universidad de Londres en 1954, volviendo a la sección de comunicaciones de aviación de la división de radio. En 1967 fue nombrado ingeniero jefe de la división de radiotelefonos móviles. Es miembro del IEE.

Lincompex - Un "compandor" con control de frecuencia para radiotelefonía HF

W. M. DAVIES

W. G. HARRIS

Standard Telephones and Cables Limited, Londres

1. Introducción

A pesar de la gran utilidad de los sistemas por cable y de satélite, la radiotelefonía para larga distancia, de alta frecuencia, todavía proporciona la comunicación en muchas rutas nacionales e internacionales, en las que no resultan económicos otros medios de transmisión. Sin embargo, la eficacia y la calidad de los sistemas por alta frecuencia no alcanzan normalmente el alto grado de las características obtenidas en los sistemas modernos de comunicación, y que espera el usuario.

En otros sistemas no se presentan la mayoría de los factores que afectan al comportamiento de un circuito radiotelefónico convencional por alta frecuencia y tales como: ruido producido por perturbaciones atmosféricas, atenuación de señal en recepción a causa de "fading", e interferencia entre canales telefónicos. Además, existen problemas de interconexión entre los circuitos locales a dos hilos con los circuitos de radio a cuatro hilos. Han de tomarse medidas adicionales para evitar los efectos de canto y eco en la interconexión de estos circuitos. Los efectos de ruido y fading pueden mejorarse en cierta medida utilizando técnicas tales como: modulación completa del transmisor, antenas de alta ganancia direccional, y elección de la frecuencia portadora.

Este artículo resume la situación actual, y describe un método para transmitir por radio en alta frecuencia, señales de conversación, evitando la mayoría de estas dificultades, haciendo que sea compatible con los restantes medios de transmisión a larga distancia.

2. El sistema convencional

La figura 1 ilustra los principios en los que se basan los sistemas telefónicos convencionales por radio, para contrarrestar algunos de los factores que afectan al comportamiento del enlace radiotelefónico.

Las señales de conversación del abonado pueden variar en un amplio margen de niveles medios en el punto de unión de transmisión de dos a cuatro hilos.

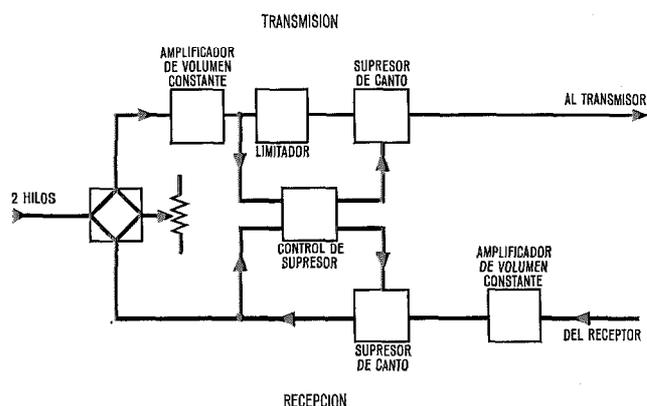


Fig. 1 Terminal típico de radio convencional. Esquema simplificado.

Con objeto de que la operación del transmisor sea eficaz para este margen de niveles, se equipa un amplificador de volumen constante en el circuito de transmisión. Este amplificador asegura que un nivel medio de palabra apreciablemente constante, se aplica al transmisor dentro del margen de niveles de entrada. De esta forma se proporciona un aumento en la eficacia del transmisor, y mejora la relación señal-ruido para los niveles de conversación más bajos. También, con el fin de evitar la sobrecarga producida por los picos de señal, se equipa a la salida del amplificador de volumen constante, un limitador. Como las relaciones de amplitud en la forma de onda de las señales de conversación deben conservarse, el sistema trabaja de forma que mantiene el nivel medio de conversación apreciablemente constante, aún con alta relación de niveles máximo a medio. Así, también el transmisor trabaja bien durante todo el tiempo en que se presenten niveles inferiores al de su potencia media de salida.

En el circuito de recepción a cuatro hilos se monta también un amplificador de volumen constante que reduce el efecto de fading de corta duración en la señal recibida de conversación. Sin embargo, este amplificador no puede distinguir entre señal de conversación y ruido; y si el ruido recibido está por encima del umbral del amplificador, durante las pausas en la conversación, el ruido será amplificado al nivel medio de conversación.

Debido al efecto de los amplificadores de volumen constante en el circuito, es necesario utilizar supresores de canto con el sistema convencional. Puesto que la ganancia de los amplificadores es inversamente proporcional a los niveles de conversación, existe la posibilidad, en las condiciones de operación normal, de que la ganancia total de los dos canales que forman el enlace de radio pueda exceder a la atenuación real entre las vías de emisión y recepción en el circuito terminal de dos a cuatro hilos. Esto puede ocurrir al salir el sistema de un corto fading profundo, ya que el tiempo de respuesta del amplificador de volumen constante de recepción, es generalmente demasiado lento para suprimir el aumento rápido de nivel. Cuando se produce esto, surge la inestabilidad (o canto) a lo largo del bucle. Los supresores son aparatos que trabajan mediante la frecuencia vocal insertando pérdidas en la vía de transmisión y viceversa. La desventaja de este método es que impide la operación duplex total del circuito. Si hablaran a la vez los dos abonados operarían ambos supresores produciendo una limitación o supresión de la conversación, cortándose así el tráfico.

Se puede producir una falsa operación en los supresores de canto debido al ruido o interferencias que se reciben y dejar así el circuito total inoperable (bloqueado).

Aunque el anterior sistema disminuye algo los defectos que degradan las características de un enlace radio-

telefónico, no puede compararse de forma favorable con un sistema por cable.

3. Sistemas de cable

La naturaleza de los sistemas de cable permite que los circuitos entre puntos de conexión a dos hilos trabajen con pérdidas netas constantes; esto puede cumplirse debido a la naturaleza estable de la vía de transmisión. Por consiguiente, al no necesitar el sistema supresores de canto, se eliminan las dificultades que éstos producen y proporciona operación duplex total. El nivel recibido de conversación es proporcional al nivel de conversación transmitido, puesto que el sistema trabaja con pérdidas netas constantes. Esta relación entre los niveles de transmisión y recepción no se consigue con el sistema convencional radiotelefónico, debido a la acción de los amplificadores de volumen constante, y las pérdidas resultantes de linealidad afectan a la calidad de recepción.

4. Sistemas "compandor" y "Lincompex"

Los sistemas (compandor) compresor-expansor silábicos se han utilizado en gran cantidad de sistemas de línea de transmisión durante muchos años por su capacidad para reducir los efectos de ruido e interferencia. La aplicación de estos sistemas en los enlaces radiotelefónicos no estaba aconsejada hasta hoy, como consecuencia de que necesitan un circuito de transmisión estable, teniendo en cuenta que las variaciones de nivel en el circuito de transmisión aumentan en la recepción debido al funcionamiento del expansor. En los últimos años "British Post Office" y "Bell Telephone Laboratories" han investigado sobre la aplicación de los sistemas de compresor-expansor (compandor) en radiotelefonía. El resultado de estas investigaciones es el sistema llamado Lincompex.

En este sistema se han eliminado las dificultades de aplicación del sistema compandor a la radiotelefonía, mediante un canal independiente de control de ganancia del expansor, en el terminal de recepción. Los principios generales de este método se conocían desde hace algunos años, pero hasta ahora no había podido desarrollarse un sistema práctico para utilizarse con circuitos de radio.

En el sistema Lincompex la señal de conversación que se recibe se comprime a una amplitud constante mediante compresores que actúan aproximadamente en función del nivel silábico de la conversación, al mismo tiempo que la información correspondiente al grado de compresión se transmite mediante una señal de banda estrecha por modulación de frecuencia. Esta señal de control se transmite al mismo tiempo que la señal comprimida de conversación.

En recepción, se separa la señal comprimida de conversación de la señal de control modulada en frecuencia. La señal de conversación se lleva nuevamente a un nivel constante gracias a un rápido regulador "contra-fading" que elimina todas las alteraciones de corta duración no convenientes para el receptor.

La información contenida en la señal de control se extrae y utiliza para control de ganancia de los expansores en una forma opuesta a los compresores del circuito de transmisión. Así se restablecen las variaciones del nivel de conversación que se tenían antes de la transmisión.

La señal de control ajusta la atenuación de los expansores en el lado de recepción correspondiente al nivel de entrada en el lado de transmisión; de modo, que si el nivel de entrada en el lado de emisión es bajo (puede ser ruido de línea), la atenuación correspondiente introducida en los expansores es alta, y como consecuencia el ruido de línea que surge en el circuito de radio se atenúa durante las pausas entre sílabas. Por la acción de los compresores, las señales de conversación, cuyos niveles varían dentro de los límites del compresor, se aplican en el transmisor con el mismo nivel alto, consiguiendo así que aumente considerablemente la eficacia de modulación del transmisor, para las señales más débiles de conversación, y un mejor rendimiento de la potencia del transmisor. Este comportamiento, en combinación con la supresión intersilábica del ruido de radio, proporciona una mejora considerable en la relación subjetiva señal-ruido total, que equivale a un incremento de potencia del transmisor de 12 a 15 dB.

La segunda ventaja obtenida es, que el sistema es lineal debido a la acción del canal de control, es decir: el nivel de salida en el lado de recepción es proporcional al nivel de entrada en el lado de emisión. El sistema puede operar entonces con pérdidas netas constantes como en los circuitos de cable evitando utilizar los supresores de canto. Los supresores de eco son necesarios puesto que el tiempo de transmisión del sistema Lincompex, es del orden de 25 ms, extremo a extremo, sin tener en cuenta la propagación de radio, pero a pesar de ello el circuito trabaja en duplex total.

5. Característica del "Lincompex" en servicio

El Lincompex se ha experimentado en cierto número de rutas y ha demostrado, entre otras, las siguientes ventajas respecto al equipo terminal convencional:

a) Los abonados tienden a hablar durante más tiempo, debido a que la operación duplex facilita un flujo de conversación más fácil y a la ausencia de chasquidos de conmutación y bloqueos silábicos inherentes a los sistemas supresores de canto.

b) El número de repeticiones (es decir de preguntas para que se repitan palabras o frases) se reduce casi totalmente; una serie de observaciones demostró una reducción de dos tercios.

c) Los circuitos Lincompex pueden estar atendidos con la misma facilidad que los sistemas de cable y satélite — un solo operador puede atender varios circuitos.

d) El sistema Lincompex se comporta en gran parte como un sistema telegráfico, respecto a que se mantiene el circuito comercial hasta el fallo del camino de propagación, mientras que un circuito equipado con supresores de canto puede degradarse a la calidad de un circuito de órdenes durante largos períodos, antes del total desvanecimiento.

El valor de mejora de tráfico en este sistema excede considerablemente a las estimaciones basadas en la utilización continuada de los sistemas convencionales con supresores de canto.

5.1 Resumen breve de las características del Lincompex

— Margen del compresor de transmisión

El margen de los niveles de entrada, en los que el compresor da una salida aproximadamente constante, es de + 5 dBm0 a - 35 dBm0. Por debajo de este margen el compresor actúa como un amplificador lineal.

— Anchura de banda del canal de conversación

La anchura de banda de conversación está entre 250 Hz a 2700 Hz de valor nominal.

— Anchura de banda de la señal de control

La señal de control ocupa la banda de 2820 Hz a 2980 Hz centrada en 2900 Hz. La frecuencia de control es de 2840 Hz para nivel de entrada de + 5 dBm0 y de 2960 Hz para nivel de entrada de - 55 dBm0.

La potencia de señal de control en la señal compuesta está típicamente 5 dB por debajo del nivel nominal de la señal de conversación.

— Regulador de fading

El margen de potencia de entrada sobre el cual el regulador de fading es sustancialmente constante, es de + 7 dBm0 a - 15 dBm0. Por debajo de este margen el regulador de fading actúa como un amplificador lineal.

— Margen del expansor

El expansor está controlado en un margen de 60 dB

con una característica de desviación de frecuencia-atenuación de 2 Hz/dB.

6. Equipo de transmisión

A la entrada del equipo de transmisión la señal de conversación se desvía en dos circuitos independientes llamados circuito de control y circuito de conversación (Fig. 2 a).

6.1 Circuito de control

En el circuito de control se aplica la conversación a un compresor 2:1 (valorador de amplitud), por ejemplo, a una variación de nivel de entrada de 10 dB corresponde una variación de nivel de salida de 5 dB. La variación total de nivel de entrada que soporta este compresor es de 60 dB con el fin de recoger las diferencias de nivel entre locutores de voz fuerte y suave, margen dinámico de la voz, y diferencias de nivel de entrada debido a líneas cortas o largas.

El valorador de amplitud alimenta a un sistema rectificador, voltaje a corriente, lineal, con cuatro salidas. Una salida controla al valorador de amplitud, dos salidas controlan la ganancia de los compresores del circuito de conversación, y la salida restante alimenta la red logarítmica.

La red logarítmica es un convertidor corriente — tensión cuya característica es una relación lineal entre el nivel de entrada en dB's del circuito de conversación y el nivel de salida de la red en voltios. Efectivamente la red trabaja como un circuito compresor.

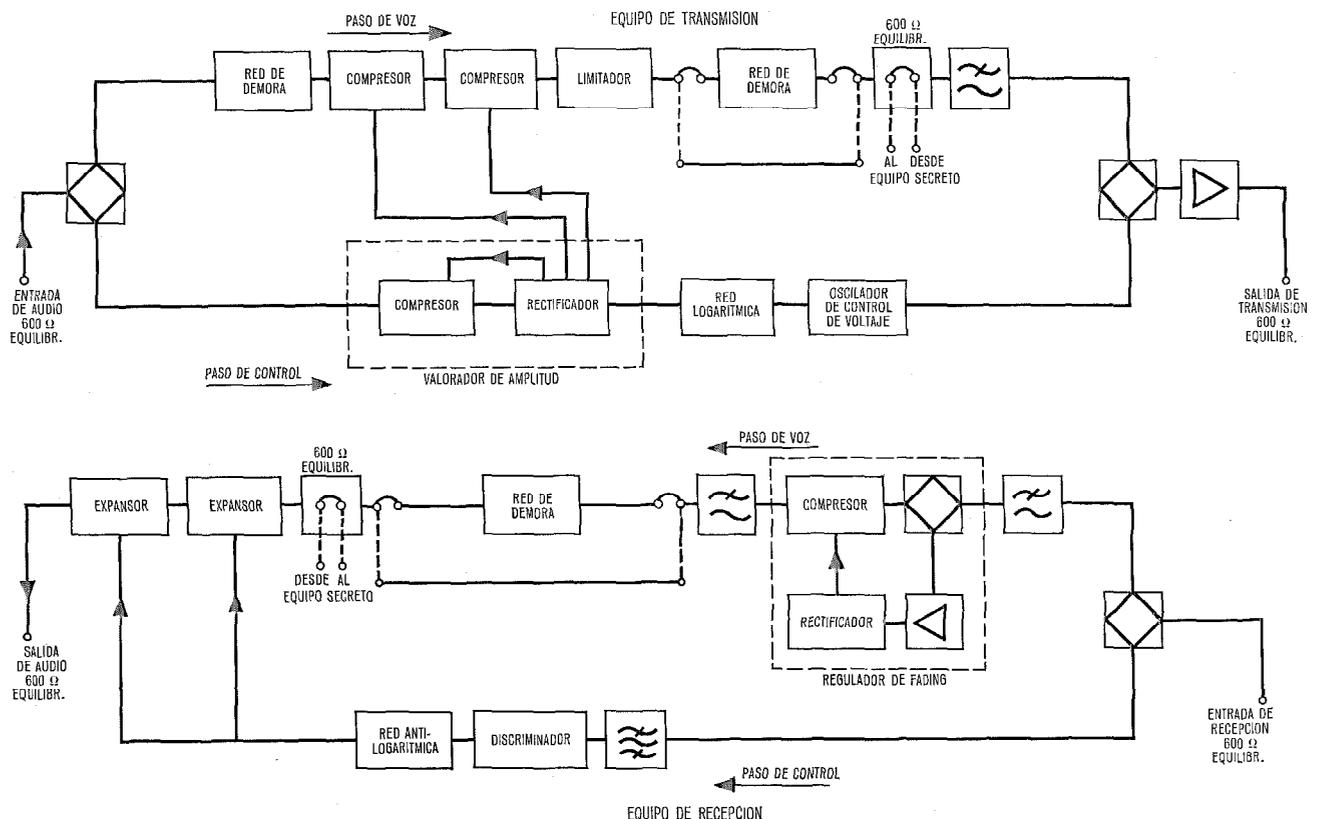


Fig. 2 a) Circuito de transmisión.
b) Circuito de recepción.

El oscilador de alta estabilidad tiene una característica estable lineal de voltaje-frecuencia en el margen de 2840 Hz a 2960 Hz. La relación eficaz entre nivel de entrada en dB's en el circuito de conversación y la frecuencia de salida en Hz en el circuito de control es de -2 Hz/dB. Un aumento de nivel en la entrada produce una disminución de frecuencia en la salida. La salida del oscilador se combina con la palabra en la transmisión.

La relación logarítmica entre frecuencia y nivel asegura que cualquier ligera discrepancia en las frecuencias entre los equipos transmisor y receptor, produce un cambio uniforme de nivel para todas las amplitudes, y que la distorsión debida al ruido en el canal de control, estará en la misma proporción para niveles altos o bajos de conversación.

El cambio de frecuencia de 2 Hz/dB es suficiente para mantener los cambios de nivel dentro de límites razonables, teniendo en cuenta la precisión obtenida en el oscilador de control de tensión y en el restante equipo de traslación de frecuencia utilizado por el circuito de transmisión.

6.2 Circuito de conversación

Antes de llegar a los compresores, la señal de conversación pasa a una red de retardo que tiene 4 ms de demora en toda su banda. Este retardo de tiempo se realiza delante de los compresores para que las señales de control del circuito rectificador puedan sincronizarse con la señal de conversación que llega. Si se suprime el circuito de retardo se producirían grandes sobre-elongaciones en los transitorios de la señal de conversación, puesto que el ajuste de ganancia de los compresores no sería lo suficientemente rápido como para suprimirlos; el retardo permite que se ajuste la ganancia antes de que lleguen los transitorios. Estas elongaciones no se pueden eliminar completamente, pero se suprimen hasta un nivel aceptable.

Los dos compresores de la señal de voz están controlados por corrientes obtenidos en el rectificador de la misma manera que el valorador de amplitud. Sin embargo el resultado de que trabajen estos dos compresores en tandem es que la salida sea constante para un margen de niveles de entrada de 40 dB.

Por ejemplo, si el nivel de entrada cae 20 dB, el valorador de amplitud inserta 10 dB de ganancia, y la salida cae 10 dB dando una compresión de 2:1. Ahora bien, puesto que los compresores en el canal de voz están controlados de la misma forma, ambos insertan una ganancia de 10 dB y el nivel de salida se mantiene constante.

Ya se ha dicho que los compresores del canal de voz mantienen este modo de operación, para variaciones de 40 dB de nivel de entrada de la señal de conversación. Por debajo de este margen se comportan como amplificadores lineales. Esta limitación en el margen del compresor es necesaria, en primer lugar para evitar que se cargue el transmisor por el ruido de bajo nivel de la señal, y en segundo lugar porque deberá dejarse una tolerancia para el margen del regulador de fading. El regulador de fading tiene un margen nominal de compresión de 20 dB que cubre, no solamente los niveles de

señal de conversación, que están por debajo del margen de los compresores del lado de transmisión, sino también el fading o desvanecimiento en la radiopropagación. Esta disposición asegura que las señales aplicadas a los expansores del lado de recepción tengan un nivel constante. La ganancia total de 40 dB en los compresores y 20 dB en el regulador de fading se adapta a la posibilidad de pérdidas de 60 dB en el circuito de control y en los expansores.

Se limita la salida de los compresores para evitar la sobrecarga del transmisor en los transitorios, y se aplica después a una línea de retardo de 8 ms que proporciona la igualación en el tiempo entre los canales de voz y de control. El retardo puede ser eliminado en parte o en total, mediante conmutación para compensarse con el retardo de un equipo de secreto, cuando se utilice en éste. El equipo de secreto se intercala entre puntos de nivel constante para que la degradación en la relación señal-ruido sea mínima.

Después de la unidad de retardo la señal se aplica a un filtro paso bajo de 2,7 kHz para suprimir la interferencia del tono de control con la señal de conversación.

Para la salida de transmisión, las señales de conversación y control se combinan en una híbrida.

7. Equipo de recepción

En la entrada del equipo de recepción la señal compuesta que contiene ambos tonos de control y de voz se divide en los circuitos de control y de voz (Fig. 2 b).

7.1 Circuito de control

En la entrada del circuito de control se selecciona el tono de control mediante un filtro paso banda de alta calidad que a su vez lo inyecta en el discriminador. El discriminador trabaja con un margen amplio de nivel de entrada para no ser afectado ni por un fading selectivo profundo. Además es insensible a interferencia y ruido aunque su amplitud llegue a ser casi igual a la señal de control.

El discriminador se comporta como un convertidor lineal de frecuencia a voltaje y éste a su vez excita una red antilogarítmica convertidora de voltaje-corriente, con característica inversa a la de la red logarítmica utilizada para excitar el oscilador del circuito de transmisión.

La corriente de salida de la red antilogarítmica controla la ganancia de los expansores.

7.2 Circuito de voz

La señal de voz a la entrada del circuito de conversación del receptor se selecciona en un filtro paso bajo cuya salida se aplica a un regulador de fading. El regulador de fading funciona de forma parecida al compresor, y en ausencia de fading el margen del compresor se amplía 20 dB. El sistema trabaja sobre un margen total de nivel de 60 dB en ausencia de fading, ya que el canal de control transmite la información con este margen. Sin embargo en condiciones de fading no se pueden mantener todas las ventajas del Lincompex cuando los niveles de entrada de señal de conversación son bajos.

La salida del regulador de fading se aplica a una unidad de retardo de 8 ms que proporciona una igualación adicional de tiempo entre los canales de conversación y control. Puede conmutarse la eliminación del tiempo de retardo en parte o totalmente para compensar el retardo de un equipo de secreto. Este circuito de secreto se intercala también entre puntos de nivel constante para disminuir la degradación de la relación señal/ruido.

La señal de voz se aplica luego a los expansores que están controlados por la corriente obtenida en el discriminador.

Los expansores están controlados en forma inversa al compresor de transmisión para restaurar las variaciones del nivel de señal de conversación a su estado original.

8. Consideraciones del sistema

Con los sistemas de "compandor" se puede transmitir la palabra con pequeña distorsión y sin aumentar la anchura de banda del sistema siempre que la velocidad de la variación de ganancia o "speed"* no exceda a la de la velocidad silábica. En el sistema Lincompex el canal de control proporciona un factor adicional que gobierna el "speed" del sistema.

Cuando aumenta el "speed" aumenta también la mejora en ruido del compandor. Sin embargo, esto es contradictorio con las exigencias del canal de control en donde empeora su comportamiento respecto al ruido cuando el "speed" aumenta. Por ello el "speed" del sistema es un compromiso entre dos condiciones opuestas.

La velocidad de respuesta de los compresores viene determinada por simples filtros polarizados que limitan el espectro de las señales de control dentro de las velocidades silábicas. Pruebas subjetivas demostraron que las constantes de tiempo óptimas de estos filtros deben ser de 20 ms.

La anchura de banda del canal de control es un compromiso entre su comportamiento con el ruido y el "speed" necesario para transmitir la información de amplitud en condiciones dinámicas, ya que su respuesta, junto con la respuesta de los expansores, deberá adaptarse a la de los compresores. Como las frecuencias de 2840 Hz a 2960 Hz cubren el margen de niveles de entrada de 60 dB, la característica dinámica del sistema está contenida en forma adecuada en la banda de 2820 Hz a 2890 Hz del canal de control. Un filtro unipolar con constante de tiempo de 5 ms en el circuito que controla el amplificador logarítmico, limita el espectro de frecuencia del oscilador dentro de esta banda.

El "speed" de los expansores está controlado con filtros cuyas constantes de tiempo se eligen para que su respuesta, acoplada con la del canal de control, asegure las mismas características dinámicas en las señales de control que atacan al expansor y al compresor. Esto asegura que las variaciones de la señal de voz se reproducen con un mínimo de distorsión.

* La respuesta "speed" de los sistemas de "compandor" se expresa en función de sus tiempos de ataque y recuperación, tiempos que indican la respuesta del sistema a un cambio en la entrada. (Ver libro azul del CCITT, Vol. III, págs. 58, 445-451).

El "speed" del regulador de fading es la mitad que el del compresor y evita la distorsión de señal de voz debido a que el regulador de fading puede interpretar las variaciones de "speed" residual como fading e introducir compresión adicional.

Si el retardo de tiempo de transmisión de la señal de control es distinto del correspondiente a la señal de voz, puede producirse una reproducción imperfecta de la palabra; esto se traduce en un seguimiento dinámico imperfecto entre los compresores y los expansores.

La señal de control tiene mayor retardo propio que la señal de voz debido a la banda estrecha y a las distintas constantes de tiempo asociadas, por esto se introduce en el camino de voz una igualación de tiempo mediante redes de retardo.

En el servicio telefónico no se aprecia subjetivamente las diferencias de calidad de un canal de conversación para una distorsión máxima de igualación de 12 ms; pero cuando se utiliza el circuito para señalización u otro tipo de transmisiones de impulsos, la igualación deberá estar comprendida dentro de 4 ms, para que la distorsión esté en límites aceptables.

Es esencial que las pérdidas totales del circuito sean virtualmente constantes en condiciones dinámicas y estáticas, para asegurar la total estabilidad del circuito de extremo a extremo, cuando se conecta el circuito a líneas a dos hilos que pueden estar, o no, con las terminaciones adecuadas. Por esta razón la ganancia introducida por los compresores y el regulador de fading para compensar en cada instante las variaciones del nivel del canal, deberá contrarrestarse con la correspondiente pérdida introducida en el expansor. Las condiciones de nivel pueden alcanzar el máximo de 40 dB en los compresores y de 20 dB en el regulador de fading, en ausencia de fading y con nivel mínimo de entrada de la señal de voz. Se necesita una gran capacidad de margen de volumen con el fin de prever variaciones de nivel debidas a personas que hablan con voz alta o débil, al margen diná-

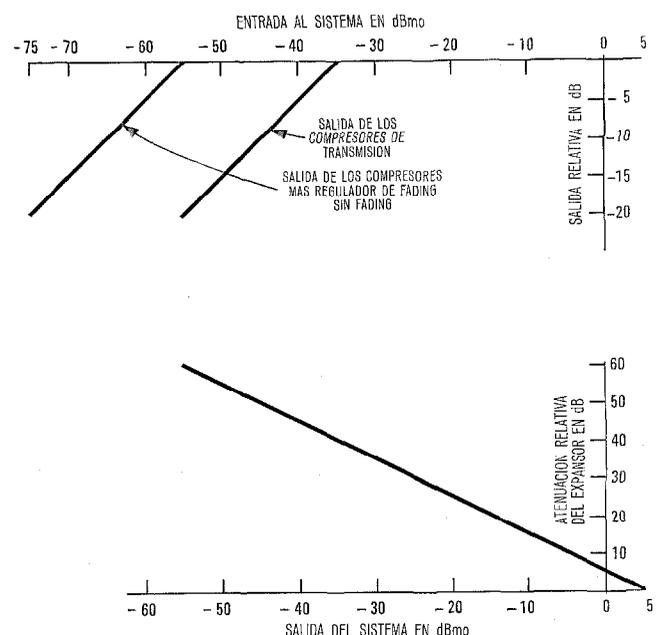


Fig. 3 Características estáticas del compresor y del expansor.

mico de la voz y longitudes de línea de abonado largas o cortas (figura 3).

8.1 Consideraciones en el diseño

Para conseguir el comportamiento óptimo de este sistema, las condiciones exigidas de los diferentes circuitos que lo componen obligan a emplear circuitos bien diseñados y componentes de alta calidad.

La estabilidad requerida del sistema puede representarse por el hecho de que trabaja con una pérdida neta constante. Si esta pérdida es del orden de 7 dB, puede traducirse en ganancia (la cual produce inestabilidad) si la frecuencia del canal de control tiene un error de 14 Hz, o 7 dB. Este error puede producirse en el circuito de control (que incluye el oscilador, circuitos de gobierno del oscilador y el discriminador) o puede surgir en el circuito de voz producido por el regulador de fading y compresores. También el transmisor y el receptor de alta frecuencia pueden ser causa de inestabilidad si su diferencia de frecuencia no se mantiene en unos pocos ciclos por segundo.

La condición de estabilidad debe cumplirse, no solamente en amplio margen de temperaturas y cambios de tensión, sino también durante un tiempo lo suficientemente grande para reducir al mínimo los ajustes. El equipo debe diseñarse para que reúna, además de otras, estas condiciones severas.

8.2 Integración del sistema

En la figura 4 se representa el diagrama bloque de un terminal radiotelefónico equipado con el sistema Lincompex.

Es fácil integrar el sistema en los sistemas radiotelefónicos existentes, puesto que las facilidades asociadas de transmisión (incluyendo el equipo de secreto), permiten operar a 4 hilos y reúnen las condiciones de transmisión mínimas. La banda de los canales del transmisor y receptor utilizados en el enlace de radio deberá ser de 3 kHz para que cubra las frecuencias de control. El ajuste de las frecuencias entre el transmisor y receptor deberá controlarse también con cuidado, puesto que cualquier desalineación afectará a la frecuencia de tono de control

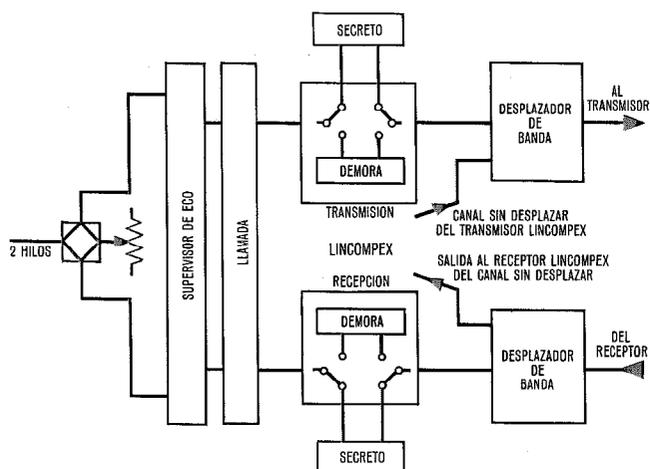


Fig. 4 Esquema simplificado de un terminal de radio con equipo "Lincompex".

y, por tanto, al nivel de salida de audio recibida, puesto que un cambio de frecuencia variará el punto de operación en 1 dB por cada 2 Hz de cambio.

Es necesario también disponer los supresores de eco para la operación a dos hilos.

9. Conclusión

Muchas administraciones han adoptado este sistema para enlaces radiotelefónicos nacionales e internacionales, y se ha comprobado que proporciona servicio de una calidad comparable a la obtenida en los sistemas por cable. El sistema proporciona mejores características que los sistemas convencionales, principalmente por su inmunidad al ruido, y poder prolongar el tiempo de utili-

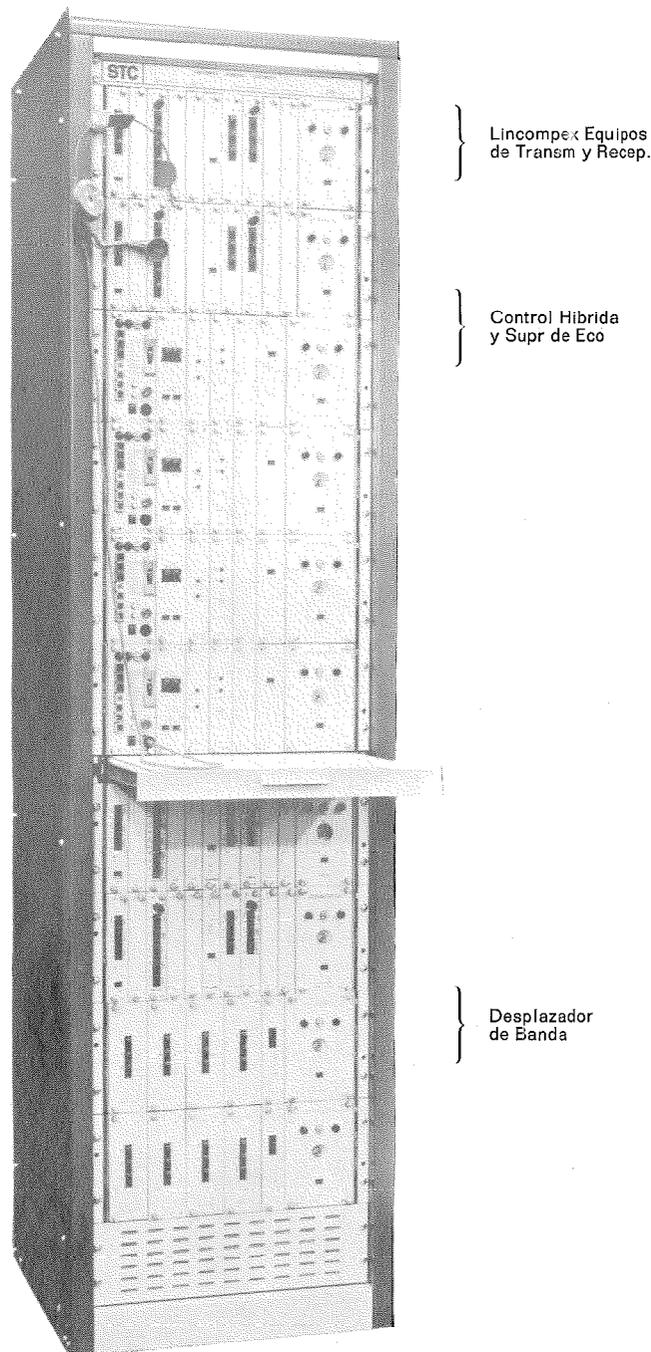


Fig. 5 Terminal radiotelefónico de radio equipado para 4 canales con Lincompex.

zación del circuito en condiciones de una propagación pobre.

Algunas administraciones han informado que el incremento resultante de tráfico, al aplicar el sistema a un enlace existente, ha permitido amortizar el coste en un período de tiempo tan pequeño como unas pocas semanas.

Las pruebas comparativas realizadas por distintas administraciones indican que se obtiene típicamente un 80% de transmisiones realizadas en Lincompex, con la misma buena calidad que el 50% de las obtenidas con sistemas convencionales. En un informe se indicó que la duración de ruido excesivo que se presentaba en un circuito particular, se redujo del 33% al 5% desde que se introdujo el Lincompex.

En la actualidad se comprueba que las ventajas obtenidas con el sistema hacen que su aplicación no se limite solamente a la radiotelefonía comercial, sino que se extienda a otros campos como, en comunicaciones marítimas, repetidores de radiodifusión y en aviación.

In memoriam

Hermann Abtmeyer

Hermann Abtmeyer, ITT Senior Officer de Alemania y presidente del Consejo de Directores de Standard Elektrik Lorenz AG, falleció el 27 de mayo de 1970, a la edad de 62 años.

Con Hermann Abtmeyer la industria alemana pierde una preeminente personalidad cuyos esfuerzos estaban dirigidos a promover la cooperación internacional. Hermann Abtmeyer alcan-



Referencias

- [1] R. O. Carter y L. K. Wheeler: A system for improving High Frequency Radio Telephone circuits. British Communications and Electronics, Vol. 12, N° 8, Agosto 1965.
- [2] J. M. Fraser, H. H. Haas, M. G. Schactman: An improved high frequency radio telephone system featuring constant Net Loss operation. Bell System Technical Journal, Vol. XLVI, Abril 1967, págs. 677—719.
- [3] D. E. Watt-Carter, L. K. Wheeler: The Lincompex system for the protection of h. f. radio circuits. Post Office Electrical Engineering Journal, Vol. 59, Parte 3ª, Octubre 1966.

W. M. Davies, C. ENG. M. I. E. E. se incorporó al Post Office en 1933. Actualmente posee el cargo de Senior Executive Engineer en la External Telecommunication Executive (Sección de Radio), con responsabilidades en la valoración de sistemas de alta frecuencia y en estudios de ayuda al C. C. I. R.

W. G. Harris, nació en Mayo de 1937 en Tredegar, Monmouthshire. Se educó en el Colegio de Tecnología de Newport y Monmouthshire y en el Instituto Galés de Ciencia y Tecnología. Obtuvo el grado H. N. C. en ingeniería eléctrica y diploma de Post-graduado en electrónica. En 1960 se incorporó a STC y trabajó en el desarrollo de equipo múltiplex de 3 y 4 kHz y últimamente en Lincompex.

zó méritos especiales en la recuperación de SEL e ITT en Alemania; más de cuarenta años de su vida y su trabajo fueron dedicados a ITT y SEL.

Nació en Badenstedt, cerca de Hannover, Hermann Abtmeyer se incorporó a Mix & Genest AG, compañía predecesora de SEL, en 1928 en calidad de ingeniero. Después de varios años de actividad en la oficina filial de Hannover, fué transferido a las oficinas centrales de la compañía en Berlín, en 1941. Allí trabajó como ayudante del antiguo director general hasta el fin de la guerra. Después de la guerra, la compañía se recuperó bajo su dirección de los graves daños sufridos. Gracias a su iniciativa e incansables esfuerzos, SEL recuperó y extendió su antigua importancia en pocos años.

Fué nombrado director general de Mix & Genest AG en 1949, y en 1950 también de Standard Elektrizitätsgesellschaft AG. Cuando estas dos empresas se fundieron para formar Standard Elektrik Lorenz AG, fué designado Presidente del Consejo de Dirección de la nueva compañía que bajo su dirección se convirtió en una de las principales en telecomunicación. En 1967, fué elegido Presidente del Consejo de Directores y asumió otras importantes tareas para ITT en Alemania.

En reconocimiento de sus relevantes contribuciones a la recuperación de la economía alemana, Hermann Abtmeyer fué recompensado con la Gran Cruz de la República Federal de Alemania para Servicios Meritorios en 1954. En 1967 fué nombrado Cónsul Real de Noruega Honorario para Baden-Württemberg.

Numerosas compañías del sistema ITT y asociaciones económicas acudieron a él en busca de consejo y ayuda.

Hermann Abtmeyer fué miembro del Consejo de Directores y vicepresidente de la International Standard Electric Corp., Nueva York, e ITT Europa Inc., Bruselas. Fué además presidente y miembro del Consejo de Directores de varias empresas alemanas y de otros países, incluyendo Alfred Teves GmbH, Friedrich Grohe Armaturen-Fabrik, Deutsche ITT Industries GmbH, Standard Telefon und Telegraphen AG, Viena, NSU-Motorenwerke AG, y Zentralgesellschaft VFW-Fokker mbH. Fué miembro del Consejo de la Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (Asociación Central de la Industria Eléctrica — ZVEI), y durante muchos años presidente de la Federación de Telecomunicaciones, dentro del ZVEI. Fué además juez del Tribunal Comercial de Stuttgart y miembro de la Cámara de Comercio germano-americana. Pertenecía también al Consejo Asesor del Dresdner Bank y la Allianz Insurance Company de Baden-Württemberg.

Nuevo terminal de datos LO 380

B. CRAMER

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, Alemania Federal

1. Introducción

Para el diseño de un terminal de impresión de datos para la década de los 1970, deben considerarse una variedad de aspectos. Sólo de un modo parcial, son de naturaleza técnica, y algunos son muy distintos de los que gobernaban el desarrollo de las primeras generaciones de teletipógrafos:

- Los terminales de datos deben adaptarse de un modo óptimo a los futuros canales de transmisión de datos tanto en los códigos como en los métodos de transferencia empleados en los sistemas. Esto significa que la velocidad de transmisión debe ser al menos 200 bits/segundo y que debe ser posible asignar un símbolo gráfico a cada combinación de 7 bits de los códigos modernos (por ejemplo: códigos ASCII y Alfabetos n° 5 del CCITT).
- El concepto del diseño debe asegurar la sencillez del mantenimiento, teniendo en cuenta la futura situación respecto al personal, y su entrenamiento en las organizaciones de servicio.
- En el desarrollo del equipo terminal se debe procurar un montaje fácilmente visible a base de unidades modulares, que permite una extensión fácil del equipo básico, agregando facilidades opcionales. Unos objetivos importantes deben ser: gran flexibilidad respecto a la velocidad de transmisión, códigos, colocaciones del teclado y funciones especiales, de tal forma que permitan una adaptación óptima a necesidades operacionales particulares.
- A pesar de la elevada velocidad de operación, el equipo debe ser de tanta confiabilidad como los teletipógrafos convencionales.
- En todo lo posible, deben evitarse las partes mecánicamente móviles, sustituyéndose en sus funciones por dispositivos electrónicos. Esta condición es en gran parte consecuencia de otras, pues de otro modo sería imposible cumplir las necesidades respecto a velocidad, sencillez de mantenimiento, flexibilidad y confiabilidad. Además hay una tendencia en el mercado para una preferencia de equipos electrónicos con respecto a los mecánicos.
- Por conveniencia de operación, el diseño exterior y nivel de ruidos debería adaptarse a las normas de máquinas de oficina sin reducir su confiabilidad.

Del principio de operación de la unidad de impresión depende en gran parte la amplitud con que pueden cumplirse estos requerimientos. El principio que se ha escogido finalmente tiene un impacto importante en la ejecución, el grado de "electronificación", la disposición de unidades y su interoperación, la apariencia exterior, "la última y no la menor", el precio del terminal de datos. El resultado del trabajo de desarrollo probaba que es posible, aun en el estado avanzado del arte de teletipógrafos y de su ingeniería, encontrar nuevas y únicas soluciones si se ponderan convenientemente las oportunidades ofrecidas por la electrónica.

2. Métodos de impresión

A primera vista, parece que los métodos de impresión no mecánicos son más convenientes para operar conjuntamente con circuitos electrónicos. En particular los métodos de impresión que emplean señales eléctricas para la impresión directa, (tales como, impresión electro-lítica o impresión en papel sensible a la corriente), hacen posible reducir a un mínimo las operaciones mecánicas. Además, estos métodos pueden alcanzar fácilmente la velocidad necesaria. Sin embargo, su contrapartida es que solo parcialmente cumplen las necesidades establecidas para los terminales de datos.

La unidad de impresión de un terminal de datos debe satisfacer las siguientes necesidades:

- tiene que poder imprimir un original y hasta cinco copias;
- debe permitir el empleo del papel, comercialmente disponible, bien en rollos o en hojas;
- no necesitará tratamiento posterior (por ejemplo: con calor);
- debe poder imprimir secuencias a la velocidad máxima de transmisión de datos, así como caracteres individuales con largos intervalos;
- cada impresión debe ser visible para el operador inmediatamente, y permanecer visible hasta que se separa el papel del equipo.

Hasta el momento no existen métodos de impresión no mecánicos que puedan cumplir todos estos requerimientos.

Los métodos de impresión convencionales *mecánicos*, pueden clasificarse en dos categorías por la forma de ser seleccionado el carácter para la impresión:

- la información pasa a la unidad de impresión por bits en paralelo. El carácter se selecciona por la acción combinada de varias partes que se posicionan individualmente en asociación con elementos de código.

Las unidades de impresión convencionales de los teletipógrafos y máquinas de escribir eléctricas (tipos de cesta, con cabeza esférica, etc.) operan con este principio:

- todos los caracteres se ofrecen a la impresión dentro de un ciclo de operación. La selección del carácter que ha de imprimirse se realiza por su actuación en el instante adecuado. Los impresores de línea usados en sistemas de datos operan sobre esta base. Rara vez se emplea para impresión secuencial en teletipógrafos.

Una ventaja sustancial de la selección en el "dominio del tiempo" es que la velocidad de impresión puede aumentarse fácilmente, sin cambiar las condiciones geométricas cinemáticas y dinámicas, reduciendo el juego de caracteres, es decir, la cantidad de grafismos distintos y proporcionando varios juegos de caracteres idénticos en la unidad de impresión.

Otra ventaja es que hay solamente un equipo intermedio entre la unidad de impresión y el control electrónico, en el que el nivel de potencia es demasiado ele-

vado para circuitos integrados. En el caso de métodos con bits en paralelo, hay normalmente tantos equipos intermedios con altos niveles de potencia como bits de información hay en el código empleado.

Aunque esta comparación favorece en principio la selección en el dominio del tiempo, los principios de operación de los impresores de línea no podrían aplicarse para la unidad de impresión de los terminales de datos sin modificaciones.

Las razones son: las altas exigencias con respecto a la velocidad, cantidad de grafismos y calidad de impresión. Si 128 caracteres distintos tienen que imprimirse a una velocidad de 20 caracteres por segundo, esto significa que en el caso de un portador de tipos de forma rígida (cadena, tambor, disco), la colección de caracteres debe moverse para pasar por la posición de impresión con una velocidad de por lo menos 10 m/s. Puesto que el tiempo de contacto del tipo, con cinta y papel es por lo menos 100 μ s, tal solución no produciría una calidad de impresión conforme, por ejemplo, con las normas de reconocimiento óptico de caracteres (OCR).

La situación puede mejorarse si el portador de tipos no es de forma rígida, es decir, si la posición relativa de unos tipos respecto a otros no es invariable y se reduce sustancialmente la velocidad de un tipo en el instante de la impresión. Se cumple la condición ideal cuando, debido a las condiciones geométricas, el tipo no tiene velocidad tangencial respecto a la superficie del papel en el instante de la impresión.

Se han hecho estudios sobre una considerable cantidad de configuraciones con el objeto de conseguir la condición ideal expuesta. La unidad de impresión que se describe a continuación cumple ampliamente esta necesidad y se ha escogido para el terminal de datos LO 380.

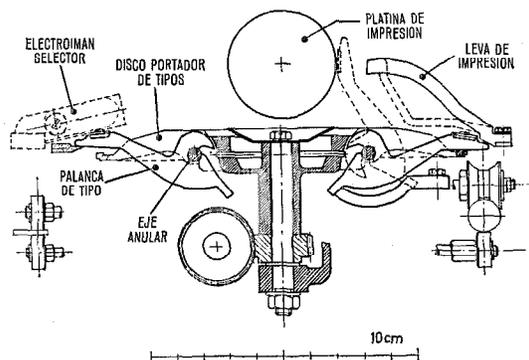


Fig. 1 Principio de la Impresión del LO 380.

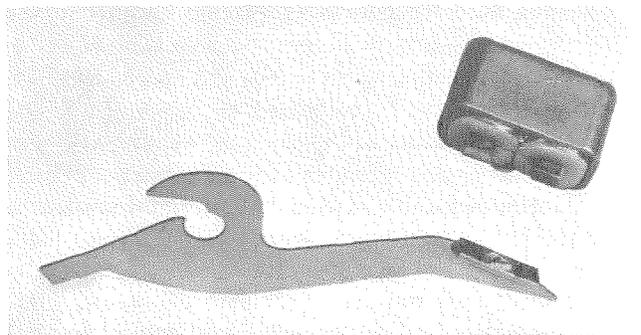


Fig. 2 Palanca de tipo e imán selector.

3. Disposición y función de la unidad de impresión

La figura 1 muestra la disposición geométrica básica de la unidad de impresión. Un disco que sirva como portador de tipos está sujeto en un carro móvil delante de una platina fija. El disco gira alrededor de un eje casi vertical con una velocidad de 22 revoluciones por segundo. En ranuras radiales, hay 128 palancas que pueden girar alrededor de un eje, en forma anular, próximo al eje de rotación y que tienen en su parte exterior un tipo cada una.

Después del proceso de selección, la palanca del tipo seleccionado es movida por una leva fija de tal modo que el tipo se desplaza hacia arriba y dentro del centro de rotación.

La idea básica es que la impresión se realizará en el punto donde el eje de rotación toca a la platina.

Si se observa esta geometría, el tipo no tiene velocidad tangencial en el momento de la impresión.

La grabación se realiza simplemente por el "rodamiento" en el papel. La energía para la impresión se deriva de la rotación del portador de tipos, esto es, del motor de movimiento. Su magnitud viene determinada por la forma de la leva de impresión.

El proceso de selección consiste en la aplicación momentánea de una fuerza magnética grande, a la palanca del tipo seleccionado, durante el paso por la posición de selección. Como resultado de esto, la palanca se desplaza varios milímetros hacia arriba desde su condición normal, de tal modo que su extremo gira en un plano distinto del de las otras palancas no seleccionadas. Finalmente, el extremo de la palanca golpea contra la leva de impresión y se imprime el caracter. Una leva de reposición la vuelve a la posición normal. Todas las palancas permanecen en posición normal debido a la colocación de sus centros de gravedad, de modo que no son necesarias disposiciones especiales para asegurar la posición cero estable. Esto hace posible escoger un diseño que permita el fácil desmontaje de las palancas de tipos.

Puesto que el proceso de selección constituye una decisión digital de imprimir/no imprimir y la operación actual de impresión está controlada por la leva fija de impresión, las inexactitudes en el momento de tiempo y las variaciones momentáneas de la velocidad rotacional no afectan a la calidad de impresión.

En la figura 2 se muestra una palanca con su tipo y el imán de selección. Como puede verse, el tipo con unas pequeñas áreas polares encima y debajo del grafismo, representa la armadura para el proceso de selección. La energía eléctrica consumida momentáneamente por el imán y una resistencia en serie durante el proceso de selección, es relativamente alta pero la potencia media del proceso es solamente 10 W.

En la figura 3 puede verse completa la unidad de impresión. Por razones de diseño no ha sido posible hacer un uso completo de la disposición geométrica descrita anteriormente y eliminar totalmente la velocidad tangencial del tipo con respecto a la platina. El eje de rotación está ligeramente detrás de la posición de impresión, pero el remanente de velocidad no afecta adversamente a la calidad de impresión. Además el eje estaba ligeramente

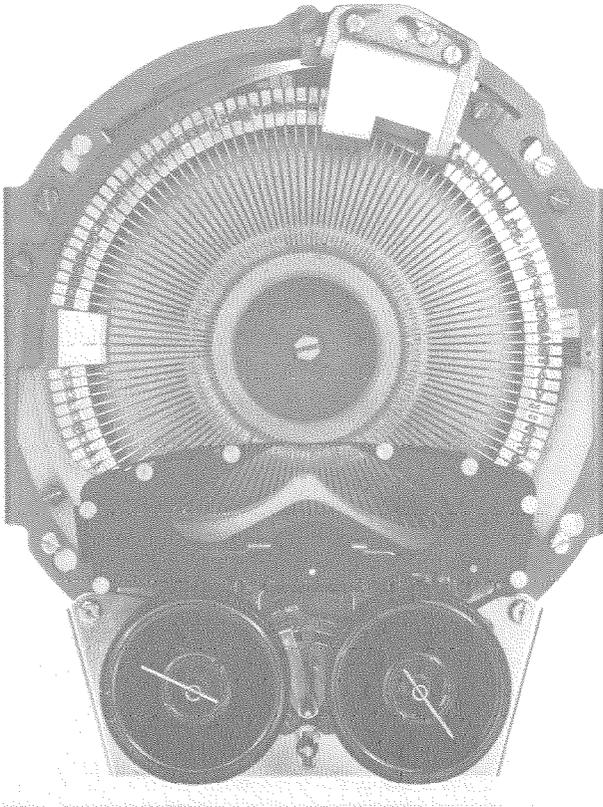


Fig. 3 Unidad de impresión.

inclinado hacia atrás, de modo que un operador sentado puede mirar perpendicularmente los caracteres impresos.

El diseño de las levas de impresión, de plástico, mostradas en la figura 3 requería un cuidado especial. Para obtener la necesaria energía de impresión de unos 1,2 kp mm, al mismo tiempo que se reducen las fuerzas de aceleración y retardo a un mínimo y evitar oscilaciones inadmisibles, se han tenido que realizar extensas investigaciones teóricas y experimentales que se describirán en otro artículo. Mencionaremos sólo como ejemplo, que para el diseño apropiado de la leva se utilizó la aceleración de Coriolis en su actuación sobre el tipo de palanca, para impedir las oscilaciones después de la operación de impresión.

La figura 3 también muestra el mecanismo de la cinta de carbón. Se diseña de tal modo que la cinta caiga a su posición inferior durante los intervalos sin impresión, más largos que 200 ms, de modo que sea visible el último carácter impreso. También se dispone un control bicolor. Se hace el control de todos los movimientos de la cinta electrónicamente. Pueden usarse las cintas de má, quinas de escribir y teletipógrafos según las normas ISO y DIN, y se están diseñando carretes de cinta fácilmente intercambiables.

Una de las peculiaridades de las unidades de impresión controladas en el dominio del tiempo, es que no está fijado el momento de las operaciones de impresión. Como depende de la posición del carácter dentro del alfabeto, se puede imprimir en un momento al principio o al final de la rotación del carro portador de tipos. De esto resulta que en un caso puede haber casi dos vuel-

tas del carro entre dos tipos, y en otro caso las operaciones de impresión casi coinciden. Como el diseño mecánico no permite una actuación muy seguida de palancas de tipos, adyacentes, y el imán de selección necesita cierto tiempo para reponerse y reconstruir su campo magnético, el portador de tipos está dispuesto con un sector en blanco correspondiente a un tiempo de impresión de 2 milisegundos.

En operación, la unidad de impresión tiene que moverse a lo largo de la línea que tiene que imprimir. Si este transporte se realizara durante el tiempo sin impresión, tendría que completarse dentro del tiempo antes mencionado de 2 ms. Con una masa de la unidad de impresión de 1,5 kg resultarían fuerzas de aceleración extraordinariamente elevadas. Por esta razón se ha escogido otra solución. El movimiento de traslación se inicia con el principio de cada rotación y termina cuando ésta se ha completado. El movimiento corresponde con la función semicoseno mostrada en la figura 4. Dura 40 ms y las fuerzas son relativamente pequeñas gracias a la aceleración y desaceleración sin tirones. Después de completar un paso en el transporte, se decide si tiene que seguir otro avance, si la unidad de impresión debe continuar en la misma posición durante un ciclo, o si debe realizarse un paso de retroceso, lo cual puede hacerse en una codificación de 7 bits, lo que se efectúa con un principio de movimiento similar. Estas posibilidades se indican en la figura 4. El movimiento de traslación está controlado por un tornillo sin fin que engrana con una tuerca de la unidad de impresión. El retroceso rápido del carro se realiza por la acción de un resorte que va tomando tensión durante el movimiento de avance. El enlace mecánico entre el árbol y el motor de transporte se interrumpe durante 200 ms durante la vuelta del carro. Una corona de presión frena el movimiento de retroceso.

Con esta forma de transporte del carro, los caracteres impresos, al principio de una revolución del carro de tipos, se colocarían en el lado de la izquierda del campo de impresión, y los impresos al final de la revolución en la parte de la derecha. Para asegurar que la separación entre los caracteres es la misma e independiente del movimiento de transporte, los tipos están dispuestos en las palancas en forma escalonada. El margen del escalonamiento varía desde la mitad de un carácter a la derecha (para los primeros tipos), hasta medio carácter a la izquierda (para los últimos tipos) y puede observarse en la figura 3.

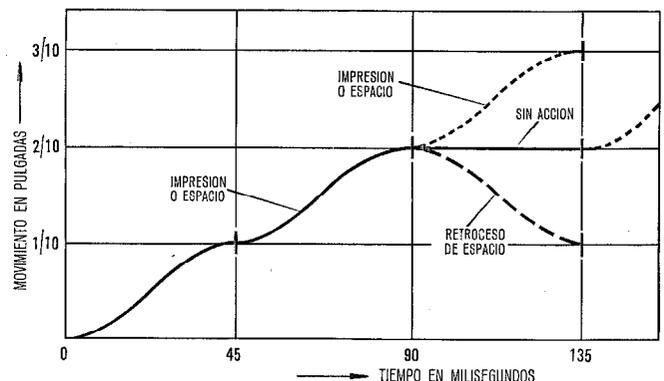


Fig. 4 Diagrama de movimiento del carro.

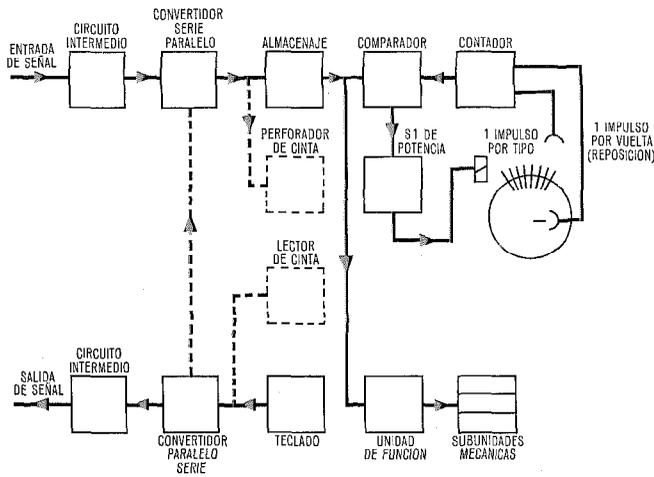


Fig. 5 Diagrama simplificado de la electrónica de control.

El principio en que se basa la función de la unidad de impresión es, que el control electrónico conoce en todo momento la posición del carro de tipos. Para esta finalidad la unidad de impresión está equipada con dos generadores de impulsos magnéticos que entregan impulsos eléctricos cuando pasan partes ferromagnéticas.

El primero de estos generadores de impulsos entrega un impulso por revolución del carro de tipos, en el instante que el sector en blanco pasa ante el imán de selección. El segundo generador de impulsos está colocado inmediatamente a la derecha del imán de selección y produce un impulso por cada palanca de tipos. La operación combinada entre la unidad de impresión y el control electrónico se muestra en la figura 5.

Las señales que se reciben se transforman por un convertidor serie/paralelo y se almacenan. Bajo el control del primero de los generadores de impulsos mencionados, la información en memoria, se emplea para colocar un contador de acuerdo con los elementos del carácter. A continuación se utilizan los impulsos del segundo generador como contadores. El contador está diseñado para hacer la cuenta a cero y entonces iniciar la operación de selección. Disponiendo el segundo generador de impulsos inmediatamente a la derecha del imán de selección, la palanca del tipo que tiene que seleccionarse efectúa el cómputo del impulso para su propia selección. De este modo, se consigue la máxima inmunidad de las variaciones de velocidad rotacional.

4. Unidades mecánicas

El diseño mecánico del terminal de datos está principalmente fundado en la forma y características especiales de la unidad de impresión. El equipo completo consta de varias unidades, con la disposición que puede verse en la figura 6. Las unidades son: unidad de impresión, teclado, perforadora de cinta, lector de cinta y controles electrónicos.

Las unidades están dispuestas alrededor de la unidad de impresión y conectadas a ella principalmente a través de equipos eléctricos de conexión intermedios. El teclado, por ejemplo, constituye una unidad enchufable. Tiene

una codificación mecánica y unas salidas con bits en paralelo en forma de contactos "reed" que se actúan por pequeños imanes permanentes con pequeñas placas pantalleadas. Se obtiene una gran flexibilidad en la disposición del teclado empleando unas piezas de plástico para la codificación que se introducen en el bastidor del teclado. Debido a que pueden ponerse hasta 74 teclas, pueden realizarse todas las versiones normalizadas, incluso las últimas recomendaciones de la ECMA y muchas configuraciones de teclado para aplicaciones especiales.

Como una modalidad opcional extra, pueden disponerse algunas teclas, o todas, con "marcha continua" por sobrepresión. Esto representa una aplicación para algunas funciones como, subrayado, etc.

La inclinación del teclado y la fuerza de pulsación está adaptada a la de las modernas máquinas de escribir.

El lector de cinta emplea el mismo principio utilizado en Standard Elektrik Lorenz desde hace muchos años. Es también una unidad enchufable, colocada a la izquierda del teclado. El lector puede operar en los modos "transmisión continua", "simple paso" y "pasar por alto". Todos estos modos pueden seleccionarse por pulsadores dispuestos encima del teclado. Además puede hacerse el control a distancia por una línea exterior o por unas combinaciones de código.

La perforadora de cinta está controlada de un modo similar. Está colocada a la izquierda. Su disposición sencilla y clara hace fácil la introducción de la cinta y permite al operador ver la última combinación perforada. Se han previsto facilidades para pasos de retroceso y supresión de algunas combinaciones de código. El rollo de cinta se acomoda dentro de la perforadora y su diámetro máximo es de 170 mm.

También las unidades individuales están compuestas de subunidades moduladores para cumplir las necesidades de mantenimiento.

Las subunidades pueden desmontarse del equipo con facilidad y las defectuosas pueden sustituirse rápidamente sin gastar tiempo en reajustes mecánicos.

En la figura 7 se muestran las subunidades de la unidad de impresión que son:

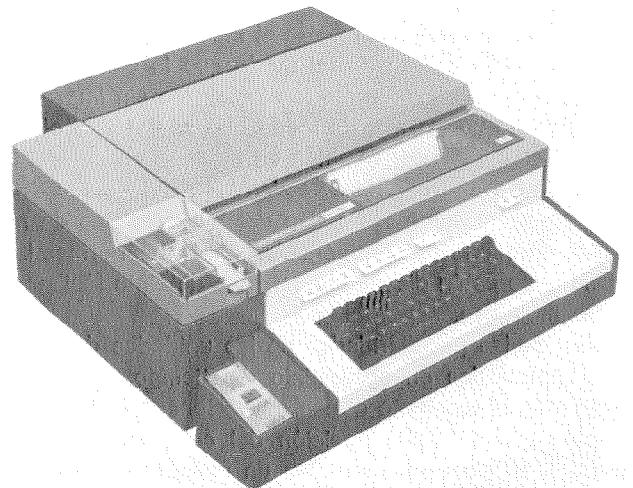


Fig. 6 Terminal LO 380.

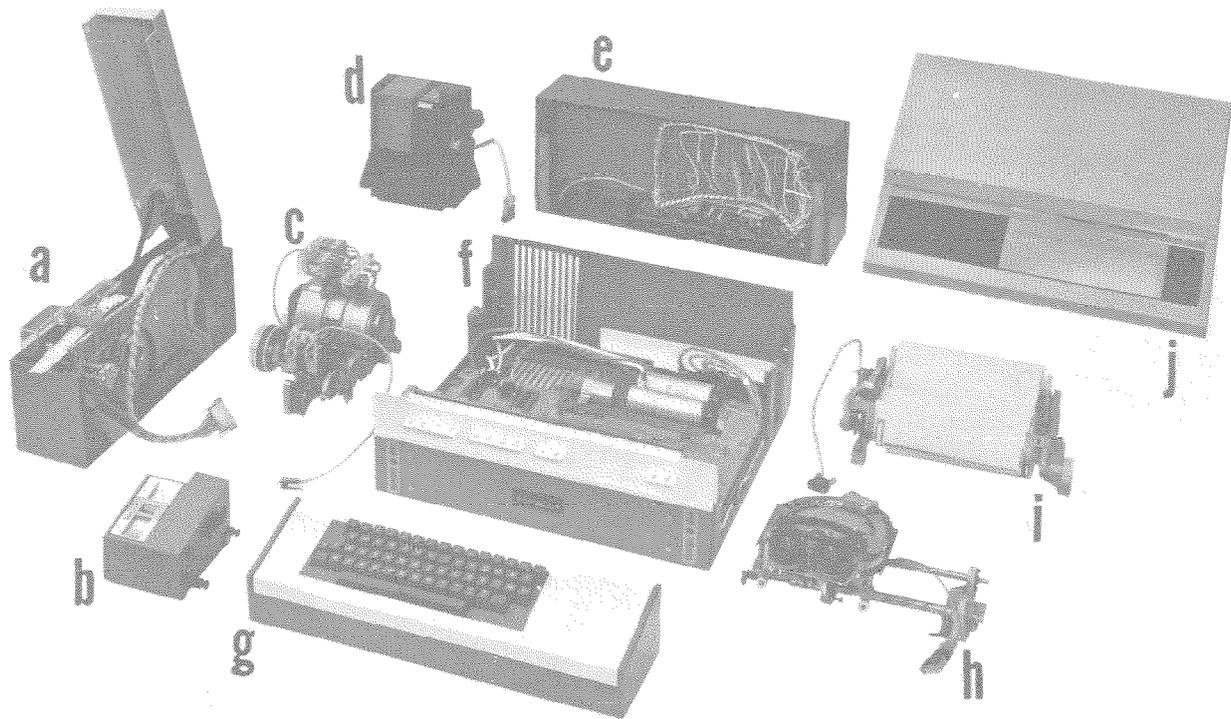


Fig. 7 Subunidades del LO 3E0.

- | | | | |
|-------------------------|---------------------------|---------------------|-------------------------|
| a) perforadora | d) suministro de fuerza | g) teclado | i) alimentador de papel |
| b) lector | e) circuitos electrónicos | h) unidad impresora | j) cubierta |
| c) transporte del carro | f) chasis | | |

4.1 Mecanismo de transporte del carro

Por medio de un motor excéntrico, controla el transporte del carro de acuerdo con la función coseno anteriormente descrita. Su operación está gobernada por la sección electrónica y se inicia por pequeños electroimanes. El transporte del carro es adecuado para "retroceso de espacios" y está diseñado para incluir el movimiento de tabulación horizontal.

4.2 Motor

Se utiliza un motor tipo de inducción, aprovechando el hecho de que en un impresor semielectrónico, éste no tiene que servir como generador de impulsos de sincronismo para transmisión y recepción. La velocidad rotacional es aproximadamente 10 % mayor que la necesaria para la impresión continua de caracteres recibidos a 200 baudios. Esto se compensa con la electrónica de recepción que efectúa una revolución en blanco cada décimo carácter.

El motor es de un desarrollo especial que cumple las necesidades de un corto tiempo de arranque y un par elevado a pequeñas velocidades. Está montado en la unidad de transporte del carro y puede desmontarse fácilmente con él.

4.3 Alimentador de papel

Está preparado para papel de un ancho hasta 250 mm. Puede ponerse con avance por fricción o por rueda dentada según se necesite. Esta unidad incluye simultáneamente el rodillo de papel que está dentro de la caja. El

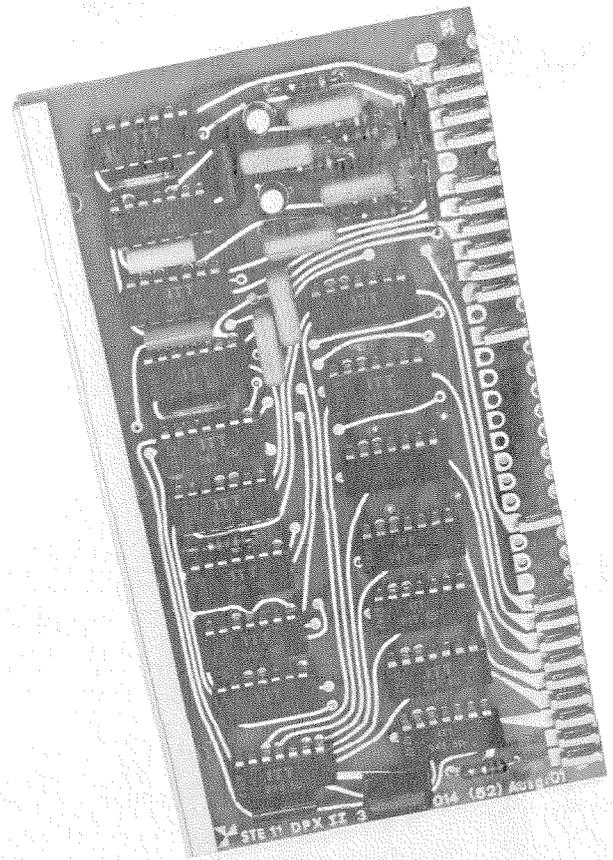


Fig. 8 Tarjeta impresa de la electrónica de control.

diámetro máximo del rodillo de papel es de 170 mm, pero pueden colocarse exteriormente rodillos más grandes o papel en hojas dobladas. En este caso, pasa a través de una ranura en la parte posterior del impresor de datos. Esta subunidad está preparada para las funciones de alimentación y tabulación vertical.

5. Electrónica de control

La electrónica de control es también una unidad compacta que está colocada en la parte posterior del equipo, pero si las condiciones de espacio lo hace necesario, puede acomodarse a alguna distancia del terminal. Sus funciones básicas se han descrito anteriormente. Para operación de terminal de datos, sin embargo, son necesarias varias funciones adicionales, que en su mayoría representan extras adicionales para aplicaciones especiales. Con objeto de obtener la flexibilidad máxima para funciones especiales, el conjunto de la sección electrónica está compuesto de una cantidad, relativamente pequeña, de tipos de tarjetas impresas distintas, cada una de las cuales incorpora ciertas características de ejecución. Por ejemplo, el equipo puede adaptarse cambiando una sola tarjeta según las recomendaciones del CCITT, V 24, a telegrafía con simple corriente de 40 mA o intercalado para telegrafía en doble corriente a 2×20 mA. Para funciones especiales, como la de tabulación, puede extenderse el control electrónico por adición de tarjetas. Se ofrece una gran variedad de posibilidades dentro del diseño de equipo normalizado.

Con la amplitud permitida por los niveles de fuerza, el control electrónico consta de circuitos integrados. Componentes convencionales se utilizan en el reloj, en las etapas finales para los imanes de selección y para el aislamiento hacia las líneas telegráficas de nivel elevado. Las tarjetas impresas llevan en su borde libre jacks de prueba que permiten al personal de manteni-

miento medir valores eléctricos durante la operación sin quitar la tapa posterior. Los jacks de prueba tienen código de colores según las normas internacionales y son la base para la localización sistemática y rápida de las faltas.

Del mismo modo que en la parte mecánica, la reparación puede efectuarse cambiando unidades completas.

En la figura 8 puede verse una tarjeta impresa del terminal.

6. Conclusión

El nuevo terminal de datos LO 330 hace un uso completo de la velocidad de transmisión de 200 bits/s que presentan los códigos modernos como el alfabeto n° 5 del CCITT.

El principio empleado para la impresión muestra que es posible, aun en el presente estado del arte, mejorar la ejecución, por la aplicación de principios de cinemática modernos, y por una selección cuidadosa de los enlaces intercalados entre los dispositivos mecánicos y electrónicos.

Para aplicaciones futuras, este principio permite aumentar la velocidad, hasta aproximadamente 44 caracteres por segundo, reduciendo el juego de caracteres a 60 grafismos.

Bernhard Cramer nació el 28 de julio de 1930 en Giessen, Alemania. Estudió telecomunicaciones en la Universidad técnica de Darmstadt y recibió el grado de ingeniero diplomado en 1957. Posteriormente trabajó como ayudante en el instituto para telecomunicaciones en general de la Universidad técnica de Darmstadt. Se le conoció a través de sus artículos científicos sobre acústica de la palabra y para su doctorado presentó el estudio „Sprachübertragung mit sehr geringer Kanalkapazität“ (Speech Transmission with Very Small Channel Capacity). El Dr. Cramer se incorporó a Standard Elektrik Lorenz AG en 1964 y desde 1966 ha sido jefe de desarrollo de transmisión de datos.

Notas de investigación - STL en la exposición anual de física, 2 a 5 de marzo de 1970

F. W. BRICE

Standard Telecommunication Laboratories Limited,
Reino Unido

1. Introducción

Para el visitante ocasional de estos laboratorios los productos finales, en términos de elementos vendibles, no son siempre evidentes; por esto resulta instructivo retroceder y considerar el progreso conseguido hacia objetivos a más largo plazo. Esto es uno de los atractivos de la exposición anual de la Physical Society y el Instituto de Física, presentada en el Alexandra Palace en Londres, que este año tuvo lugar del 2 al 5 de marzo.

La contribución de STL a la exposición consistía en varias presentaciones demostrativas del progreso, tanto en el desarrollo de sistemas como en componentes, y representativas de las principales actividades de los laboratorios:

- un modelo de laboratorio de sistema de comunicación óptica de banda ancha,
- un laser de inyección "heteroestructura" de AsAlGa a temperatura ambiente,
- un igualador de retardo de tiempo de grupo y filtro paso banda conversor de modo evanescente miniaturizado,
- componentes y circuitos microminiatura y su integración en un módulo oscilador para una antena de fases para radar,
- una pantalla presentadora alfanumérica de estado sólido,
- una lámpara miniatura indicadora del estado del circuito,
- un sistema de televisión de alta sensibilidad luminosa.

2. Primera demostración pública del sistema de comunicación de fibra óptica

La tendencia hacia sistemas de comunicación de mayor capacidad, con costes decrecientes por milla-canal, continúa, y los estudios económicos han demostrado, que un sistema de banda ancha basado en el cable de fibra óptica y que emplea un laser como generador óptico, tendría un efecto profundo sobre las telecomunicaciones, porque tales sistemas podrían proporcionar una capacidad de transporte de información muchos cientos de veces mayor que los sistemas coaxiales actuales.

Se ha reconocido que STL está en vanguardia de la investigación sobre la fibra óptica y se ha demostrado que los sistemas ópticos pueden tener un ancho de banda de 1 GHz por lo menos, equivalente aproximada-

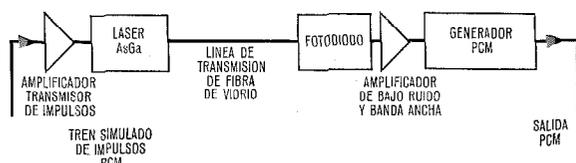


Fig. 1 Disposición esquemática de un sistema de comunicación de fibra óptica de banda ancha.

mente a 10 canales de televisión en color ó 10.000 canales telefónicos en PCM.

El sistema de comunicación óptica de banda lateral que se presentó, fué la primera demostración pública hecha de este sistema. En la figura 1 se ve un diagrama esquemático. Se emplea un laser de AsGa, de onda continua refrigerado, como generador de luz y un fotodiodo detector de avalancha, de silicio, forma la primera etapa del receptor. En el modelo que se presentó se simuló una señal PCM de 100 Mbit/s mediante un generador-formador binario, que alimenta a un amplificador especialmente diseñado. Este amplificador utiliza once transistores BFY 90 con sus colectores distribuidos a lo largo de una línea de cinta de 1 ohmio que alimenta al laser. La señal óptica PCM se acopla a una línea de transmisión de fibra óptica que está terminada por el detector fotodiodo del receptor. Después de la amplificación por un amplificador de banda ancha y bajo ruido, la señal se lleva a un regenerador que regenera en tiempo y forma a los impulsos. En la demostración se mostraron en pantalla la entrada y la salida.

El factor crítico en un sistema de comunicación factible económicamente, es la distancia entre repetidores. Las pérdidas entre la salida del laser y la entrada del detector es de unos 40 dB en la actualidad y se espera que esté en los 60 dB en un sistema definitivo. El propósito es obtener una pérdida de menos de 40 dB/km lo que permitirá un espaciado de más de un kilómetro entre repetidores.

3. Progresos hacia un laser de estado sólido a temperatura ambiente

Un importante paso hacia un sistema de fibra óptica factible, será el desarrollo acertado de un laser para temperatura ambiente, pequeño y eficaz, y los progresos obtenidos en esta dirección se demostraron con el laser de inyección de heteroestructura de arseniuro de aluminio y galio (AsAlGa), que se muestra en la figura 2 (b) donde puede hacerse la comparación con un laser convencional de arseniuro de galio AsGa (Fig. 2 (a)).

Con referencia a la figura 2 (a), el laser de inyección de AsGa convencional consta de una unión p-n con un resonador Fabry-Perot dispuesto con superficies reflectantes parcialmente. Con polarización directa, como la mostrada, los portadores minoritarios (electrones de la región p, huecos de la región n) se inyectan a través de la unión p-n y se origina la recombinación electron/hueco radiadora en la región activa de la parte p de la unión. Para corrientes pequeñas la recombinación es aleatoria, produciéndose cambios de energía radiada en forma de fotones de luz, o sin radiar energía por la absorción en los centros de impurezas. Para una corriente suficientemente alta, la densidad de portadores inyectados origina una población invertida, en que la banda de conducción

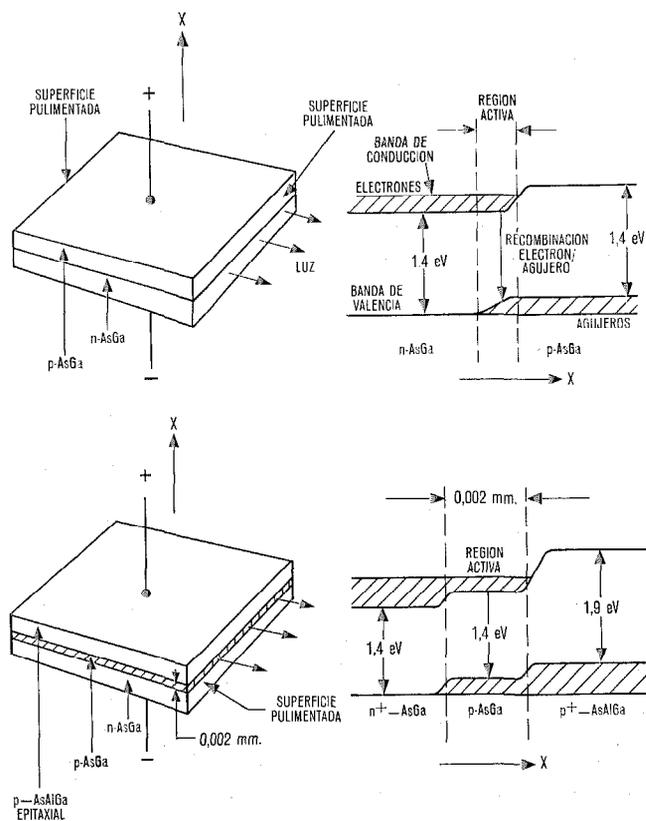


Fig. 2 a) Laser de AsGa convencional y diagrama de bandas de energía. b) Laser de heteroestructura de AsAlGa y diagrama de bandas de energía.

está más poblada que la banda de valencia, por lo que los fotones que atraviesan la región activa hacen que caigan más electrones a las energías de valencia, creando por tanto más fotones, de los que suben a energías de conducción. De esta manera los fotones "estimulan" más fotones y la región de recombinación presenta ganancia. El resonador determina la frecuencia de la radiación normal a la superficie.

La emisión de luz (fotón) aumenta casi linealmente con la corriente de entrada hasta la "corriente umbral" en la cual la intensidad aumenta en varios órdenes de magnitud, haciéndose de nuevo casi lineal.

El umbral de densidad de corriente para un buen laser a 300 °K o temperatura normal de ambiente, es de unos 40.000 amperios por centímetro cuadrado. Para un laser de 0,25 × 0,2 milímetros esto significa una corriente umbral de 20 amperios. Sin embargo, esta elevada densidad de corriente produce una degradación importante y problemas de calor que limitan la vida y capacidad de funcionamiento de los dispositivos.

Se obtienen considerables mejoras con el laser de "heteroestructura" figura 2 (b), en el que los electrones se inyectan en la región p activa de AsGa cuando ocurre la recombinación. A causa del mayor salto de potencial en la región p de AsAlGa fuertemente "dopada" (impurificada), cerca de la unión, los electrones no pueden difundirse mucho en la región p, normalmente muy absorbente, determinando un aumento en la densidad de electrones para una corriente de entrada dada. Esto reduce la corriente necesaria para una ganancia dada disminuyendo por tanto el umbral de densidad de corriente.

Además se reduce la absorción óptica fuera de la región activa por el menor índice de refracción del semiconductor p de AsAlGa. La eficacia cuántica del dispositivo de heteroestructura o relación entre la proporción de emisión fotónica y la proporción de inyección electrónica es mayor del 30 %, lo que representa un factor de dos sobre el laser de AsGa. La densidad de corriente umbral a 300 °K es típicamente 10.000 amperios por centímetro cuadrado, lo que representa un factor de mejora de 4 aproximadamente.

El desarrollo continúa. En dispositivos experimentales se ha producido una potencia de impulso de 8 vatios a 30 amperios y son capaces de un ciclo de trabajo de 0,1 a 0,2 % sin refrigeración.

La posibilidad de ahorrarse elaborados dispositivos de refrigeración es muy atractiva, y la baja corriente de funcionamiento, normalmente 5 amperios en el umbral, abre perspectivas de funcionamiento en onda continua que hará del laser de inyección un regenerador óptico de múltiples aplicaciones y por tanto de gran demanda.

4. Componentes de microondas en guía-ondas de modo evanescente (o atenuado)

Componentes de guías de onda de modos evanescentes se han estado desarrollando durante unos cuatro años. Inventados por STL en 1966, los primeros trabajos se centraron en la obtención de datos de diseño y en el estudio del comportamiento de obstáculos tales como iris y tornillos. Más recientemente se ha iniciado el desarrollo de todos los componentes de microondas y todavía continúa este trabajo.

Las ventajas de las técnicas de modo evanescente, en comparación con las de modo dominante convencional pueden ser resumidas brevemente: reducciones lineales de tamaño, del orden de 2 a 1, reducciones de peso de hasta 10 a 1 y sencillez de construcción que lleva a menores costes de fabricación, son beneficios inmediatos. Además la incorporación de la compensación térmica en el diseño de componentes evita la necesidad de empleo de invar para esta finalidad, que es un importante factor que contribuye a la reducción general de peso y de costes.

Se presentaron dos componentes de microondas: un convertidor elevador de 4 GHz y un filtro-igualador de paso de banda. El convertidor elevador inyecta una señal portadora modulada en frecuencia, de banda ancha, centrada en 70 MHz, en una portadora de onda continua de alta potencia de 4 GHz con un nivel de salida de 1,1 vatios, y da una respuesta de frecuencia a la salida que es plana dentro de ± 0,1 dB, en una banda de 20 MHz. Físicamente este convertidor elevador comprende un diodo varactor contenido en dos filtros multisecciones, sintonizados respectivamente a la frecuencia de bombeo y a la frecuencia lateral superior. La pérdida desde la entrada del filtro de bombeo hasta la salida del filtro de la banda superior, es de unos 2,5 dB, o sea 1 dB mejor que los conseguidos normalmente con guíaondas convencionales. Las estructuras típicas de modo evanescente tienen un volumen de un décimo de sus equivalentes con guíaondas normales (figura 3).

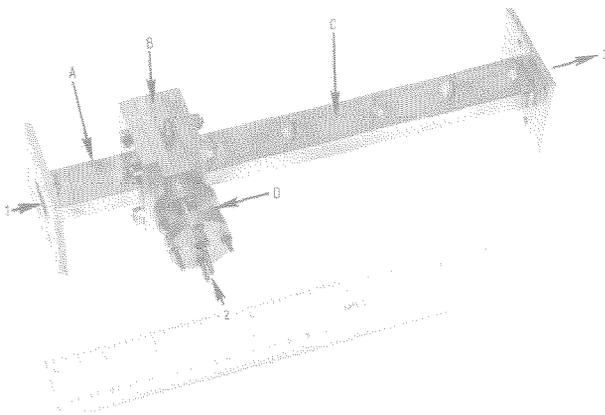


Fig. 3 Conversor de modo atenuado.

- 1 4 GHz 2 W
- 2 70 MHz
- 3 4,07 GHz 1,1 W
- A filtro de bombeo
- B montura del diodo
- C filtro de banda lateral superior
- D filtro de eliminación de banda con 2 secciones

El segundo componente, un filtro paso-banda e igualador de retardo de grupo, se está desarrollando para posibles aplicaciones en satélites donde el tamaño y el peso son factores críticos. En los "transceptores" de los satélites la amplificación de señal se hace normalmente a frecuencias de microondas, por lo que la selectividad e igualación del retardo de grupo que comúnmente se hace en el amplificador de frecuencia intermedia en los enlaces de estaciones de tierra, deben realizarse en las frecuencias de microondas. Un filtro igualador de este tipo pesaría de 4,5 a 9 kg con guíasondas "ortodoxos"; la estructura integrada empleando menores guíasondas e incluyendo compensación de temperatura ha dado como resultado un componente que pesa menos de 0,5 kg.

La presentación, mostrada en la figura 4, fué un filtro paso-banda tipo Tchebyshev de 10 secciones con 0,01 dB de ondulación en la banda de paso, con un igualador de retardo de grupo, consistiendo este último en una red pasobanda de tres secciones cortocircuitada a la salida.

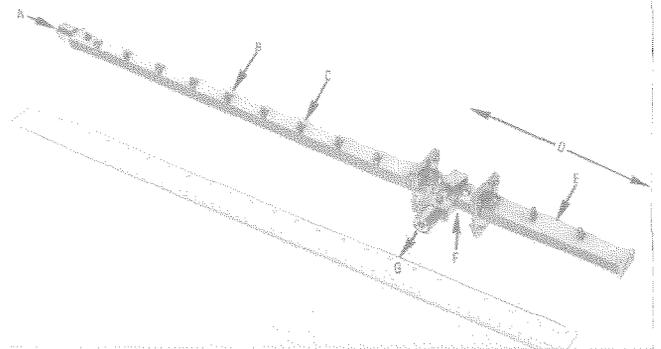


Fig. 4 Filtro paso banda e igualador de retardo de grupo.

- A entrada
- B filtro paso banda Tchebyshev
- C varilla capacitiva
- D igualador
- E red de reactancia
- F circulador de 3 puertas
- G salida

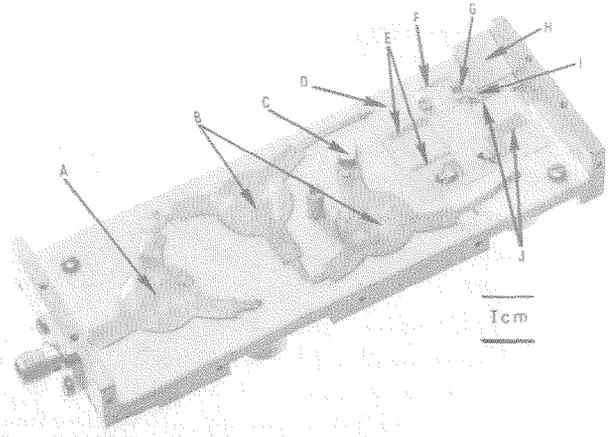


Fig. 5 Oscilador de estado sólido sintonizado electrónicamente.

- A circulador transmisor receptor
- B circuladores bloqueadores de inyección
- C terminación de 50 ohmios
- D filtro de bloqueo de acoplamiento de línea
- E filtro de paso bajo de polarización de diodo Gunn
- F transformador en cuarto de onda
- G diodo Gunn
- H cuña de sintonía
- I varactor
- J filtro paso bajo polarización Varactor

5. Unidad osciladora de estado sólido que emplea "microlámina"

Componentes activos de estado sólido, por ejemplo diodos Gunn, están sustituyendo a los tubos de microondas para aplicaciones en radar y radio navegación, por su fiabilidad, bajo coste, tamaño, peso y sencillez. Pero estas ventajas se conseguirán plenamente, únicamente cuando se combinen con componentes pasivos adecuados para formar módulos completos. Se ha estado trabajando con esta finalidad en STL, en el diseño y fabricación del componente "microlámina" ("microstrip"), y en paralelo con el desarrollo de los componentes activos por sí solos.

Se ha conseguido una clara idea de los problemas de diseño de "microlámina" y se ha aplicado a varios usos prácticos con el fin de cumplir exigencias de clientes. Entre los componentes desarrollados hay filtros paso-bajo, circuladores y condensadores de bloqueo, principalmente para uso en la banda (3 GHz), y se han incor-

porado en una unidad osciladora de estado sólido sintonizada electrónicamente que estaba en la exposición y se muestra en la figura 5.

El corazón de la unidad es un diodo Gunn, montado en shunt con una línea microlámina y polarizado a través de un filtro paso bajo de tres secciones. Un diodo varactor montado en serie, polarizado a través de otro filtro paso bajo proporciona la sintonía electrónica. El primer adaptador del filtro forma parte del resonador Gunn. Una cruceta dieléctrica de sintonía se desliza en el extremo del adaptador para compensar las diferencias en las características del diodo Gunn.

La salida del diodo Gunn se conecta a través de un transformador en cuarto de onda, a un filtro de bloqueo acoplado a la línea, el cual rechaza los impulsos de polarización del diodo. Dos circuladores conectados en cascada proporcionan una vía al diodo, con alto aislamiento al mezclado de inyección. La potencia de salida es finalmente llevada a través de un tercer circulador que es

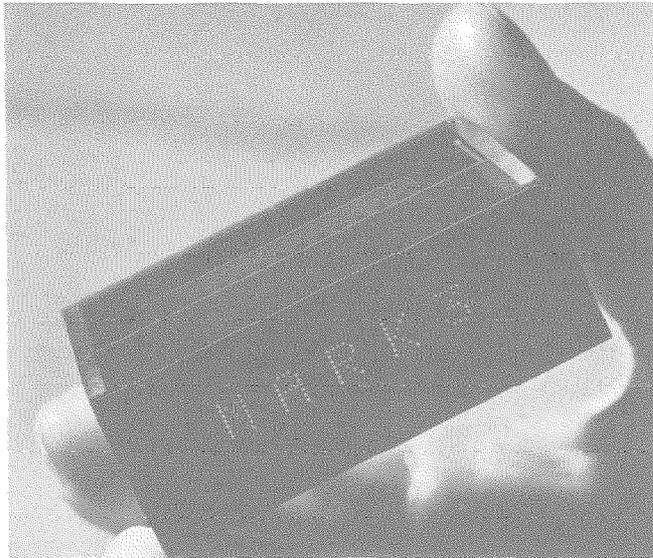


Fig. 6 Módulo de palabra de PAsGa.

utilizado como separador transmisión-recepción. La potencia de pico de salida es de unos 25 vatios a 3,5 GHz.

6. Módulos de palabras alfanuméricas y lámparas indicadoras

Los lasers de AsGa son los únicos que operan a una longitud de onda invisible para la vista (8500 angstroms) pero todavía dentro de la banda de los fototubos y cámaras vidicon de televisión sensibles al rojo. Una fuerte emisión en el rojo se obtiene mediante el compuesto fosfuro-arseniuro de galio (PAsGa) que se ha utilizado como base para la fabricación de lámparas indicadoras de alta fiabilidad, compatible con los suministros de potencia de circuitos transistorizados. Estas lámparas pueden emplearse solas, o pueden disponerse en conjuntos e iluminadas selectivamente para formar dibujos de letras o números, a su vez agrupadas en módulos alfanuméricos o palabras.

Se exhibió un modelo experimental de cuadro de lámparas indicadoras (Fig. 6), en el que cada carácter comprendía un conjunto de 7×5 lámparas en una placa semiconductor, con un tamaño de 4×3 milímetros por carácter, que se piensa es el más pequeño realizado hasta ahora. Cada grupo de un carácter necesita una corriente de 170 mA a 1,6 voltios.

El PAsGa se forma como una capa epitaxial del tipo n, de 50 a $70 \mu\text{m}$ de espesor sobre un sustrato de AsGa por un proceso epitaxial de vapor, utilizando selenio como impureza. La disposición de las lámparas individuales se define depositando primero una capa de silice y grabando después ventanas mediante una técnica fotolitográfica. La difusión de vapor de zinc produce regiones tipo p limitadas en área por las ventanas en la silice. Una red de contactos de aluminio evaporado proporciona acceso a las lámparas individuales a través de las regiones tipo p mientras al lado tipo n, la capa PAsGa, es común a las 35 lámparas.

Para obtener los módulos de palabra los cinco con-

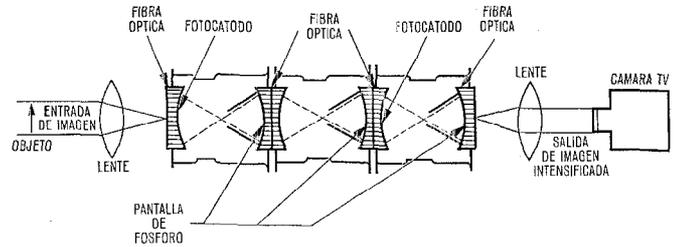


Fig. 7 Disposición esquemática de la cámara de televisión para pequeña luminosidad.

juntos de caracteres se conectan en paralelo, haciendo la conexión eléctrica a cada sustrato de conjunto individual que permita iluminar las letras individuales, o, por exploración a un ritmo o "centelleo" superior a la persistencia en la vista, se obtiene una presentación estacionaria de cinco caracteres, como se muestra.

Todavía otro resultado del trabajo en este campo es la pequeñísima aunque manejable lámpara indicadora de punta de alfiler. De solamente 0,125 mm de diámetro, fué diseñada para dar una luz brillante con corriente de 1 miliamperio y se aplica como indicador de estado de un circuito, o para alarma de averías.

7. Una cámara de televisión para vigilancia nocturna

Casi todos los exhibidores ponían énfasis en la necesidad de continuar el desarrollo de sus productos y en la naturaleza provisional de los resultados y valores de resultados. Un producto que no está en esta categoría es la cámara de televisión nocturna GTNV-1, que es el resultado de la cooperación entre STL y la división de sistemas especiales y aparatos de pruebas, de Standard Telephones and Cables Limited, que fabricaron la cámara. Se ha diseñado apoyándose en el tubo intensificador de imagen de ITT IP-25.

Esta cámara de televisión para baja iluminación aprovecha la radiación visible ambiente disponible durante la noche. Se utiliza una lente objetivo de gran diámetro del tipo Cassegrain para recoger la máxima cantidad posible de luz enfocándola sobre el fotocátodo de un tubo intensificador de imagen. En la pantalla de salida del intensificador aparece una imagen mucho más brillante, que es entonces captada por una cámara ordinaria de televisión que emplea un tubo vidicon de 25 mm (1 pulgada) muy sensible. El sistema puede utilizarse como instrumento de observación remota, en condiciones de iluminación por debajo de las posibilidades del ojo humano normal. Escenas iluminadas por la débil luz de las estrellas, aproximadamente 10 lux, se ven perfectamente en la pantalla de un monitor de 17 pulgadas.

La cámara está completa y no requiere elementos auxiliares para iluminación del objetivo, tales como rayos infrarrojos. Ha sido diseñada para funcionar con la red de energía de 50 Hz y dispone de un selector de tomas que permite las tensiones de 110, 117, 220 y 240 voltios con un consumo 20 voltamperios. También hay unidades convertidoras para alimentación por batería.

El componente más importante del sistema es el tubo intensificador de imagen. La luz visible cae sobre el foto-

cátodo semitransparente que fué depositado sobre la ventana de entrada de fibra óptica del tubo de vacío. Los electrones son emitidos por la capa proporcionalmente a la luz que recibe en cada punto. Empleando una tensión aceleradora de 15 kV y enfoque eléctrico se obtiene una imagen más brillante en la capa de fósforo de la ventana de salida. Esta disposición da una ganancia de aproximadamente 100 lúmenes y tres de estos intensificadores en cascada (Fig. 7) dan un aumento de brillo que excede de 35.000. El fotocátodo empleado es una superficie fotoemisiva tri-alcalina S-25, y la pantalla un fósforo verde P. 20.

Entre las aplicaciones se pueden citar la vigilancia nocturna por las organizaciones de seguridad, la exploración submarina, el estudio de animales nocturnos en la naturaleza, la astronomía y la vigilancia militar.

Existe un folleto ilustrado que da una lista de otras cámaras y unidades auxiliares para aplicaciones especiales.

8. Conclusión

La investigación en telecomunicación puede describirse en términos generales como una gran síntesis de nuevos principios, materiales, instrumentos y técnicas. A los relacionados con estas actividades habría que excusarles por añadir, tal vez, presión de novedad, debido a que el negocio de la telecomunicación es también enormemente competitivo.

9. Agradecimiento

Algunos desarrollos se han obtenido con trabajo que en todo o en parte se ha sostenido con fondos de varias organizaciones exteriores inglesas: El Ministerio de Tecnología, el Post Office y el Ministerio de Defensa (Departamento Naval) (CDV). También la Corporación de Comunicaciones por Satélite (COMSAT). En todos los casos se obtuvieron los permisos de exhibición apropiados.

Nuevos libros

"Datenübertragung" (Transmisión de datos)

Este libro constituye el volumen 37 de la NTF Nachrichtentechnische Berichte. Contiene 528 páginas, 401 ilustraciones, tamaño DIN A 4 (21×30 cm); publicado por VDE-Verlag GmbH, 1 Berlin 12, Bismarckstrasse 35; precio 30 DM.

En marzo de 1969, la NTG (Sociedad de Telecomunicaciones), la VDE (Asociación de los Ingenieros Eléctricos alemanes) y la sección alemana de IEEE, prepararon en colaboración un congreso sobre "Transmisión de datos". Las comunicaciones presentadas durante este congreso están contenidas en el volumen 37 del "Nachrichtentechnische Fachberichte".

Las comunicaciones se dividen en los ocho grupos siguientes: fundamentos, transmisión de datos por circuitos telegráficos, transmisión de datos por circuitos telefónicos; técnicas de medida para transmisión de datos; posibilidades de transmisión de datos con alta velocidad por la red telefónica; problemas de igualación en transmisión de datos con alta velocidad; detección y corrección de errores; aplicaciones de transmisión de datos en Alemania y otros países.

SEL, Stuttgart, presentó tres trabajos: el Dr. H. Böhme informó sobre equipo de transmisión de datos detector y corrector de errores; H. Kaske discutió modems para hasta 1200 baudios; A. Norz presentó métodos para demodular señales de datos transmitidos por desplazamiento de fase.

Con estos artículos sobre las distintas secciones individuales de transmisión de datos, el volumen 37 del "Nachrichtentechnische Fachberichte" ofrece una revisión general de los fundamentos, las aplicaciones y experiencias, los problemas aún sin resolver, y por último, aunque no el menos importante, la tendencia en el desarrollo de transmisión de datos.

En esta lista se incluyen los artículos publicados en otras revistas, así como conferencias presentadas en Congresos. De alguno de estos últimos puede disponerse en forma escrita, editado como actas o bien particularmente. Cuando se indique la publicación, la petición de los folletos debe hacerse directamente del editor respectivo, no de "Comunicaciones Eléctricas". En los otros casos la petición puede hacerse del editor más cercano de "Electrical Communication" en sus distintas versiones porque puede ocurrir que solamente se disponga de un número limitado de copias.

**Standard Elektrik Lorenz AG
Comunicaciones**

Brudy, H. D.: Neue Halbleiter-Richtfunksysteme in Vertikal-Bauweise, Fernmeldesymposium; STT Viena, 19 y 20 marzo 1970.

Deubert, R.: Farbfernsehen, Aufgaben und Lösungsmöglichkeiten, Elektrotechnischer Verein Stuttgart, 15 enero 1970.

Dietrich, W.: Optical Character Recognition, Some Relationships between Technique and Applications, Symposium INCOMEX 70, Checoslov. Föderalausschuß für Technik und Investitionsförderung, Praga, 26 marzo 1970.

Florjancic, M.: Ferritkernspeicher großer Kapazität für den Raumflug, Deutsche Gesellschaft für Luft- und Raumfahrt, Köln, 19 marzo 1970.

Klinger, R.: Phasensynchronisierte Vielkanaloszillatoren hoher Frequenzkonstanz mit einstellbarem Frequenzteiler für Nachrichtenverbindungen, Verband Deutscher Elektrotechniker, Kiel, 10 marzo 1970.

Mosch, R.: Die Fernsprechvermittlungstechnik auf dem Wege zur Elektronik, Verband Deutscher Postingenieure, Berlin, 11 marzo 1970.

Mosch, R.: Die Fernsprechvermittlungstechnik auf dem Wege zur Elektronik, Verband Deutscher Postingenieure, Nürnberg, 12 febrero 1970.

Mosel, H.: General Review of the State of the Art in TV Circuitry, Standard Telephones and Cables Ltd, Boksburg, Sudáfrica, 4 y 5 marzo 1970.

Opitz, L.: Vielfach-TDM-Fernsprecheinrichtung mit 30/32-Kanal-PCM-System, Standard Telephon und Telegraphen AG, Viena, 18—20 marzo 1970.

Scheible, F.: Endeinrichtungen und Leistungsverstärker für die Übertragung von 12 bis 120 Sprechkreisen auf symmetrischen Leitungen, Standard Telephon und Telegraphen AG, Viena, 18—20 marzo 1970.

Scheible, F.: FDM-Leitungs-ausrüstung für Kleinkoaxialkabel V 300/V 960, Standard Telephon und Telegraphen AG, Viena, 18—20 marzo 1970.

Schmidt, G.: Fernmeldesatelliten mit Vielfachzugriff als sinnvolle Ergänzung des Weltfernprechernetzes, Verband Deutscher Postingenieure, Nürnberg, 12 marzo 1970.

Schwant, J.: Vergleich der verschiedenen Realisierungsverfahren aktiver RC-Netzwerke, Universidad técnica de Brunswick, 17 febrero 1970.

Schwant, J.: Vergleich der verschiedenen Realisierungsverfahren aktiver RC-Netzwerke, Verband Deutscher Elektrotechniker, Kiel, 24 febrero 1970.

Ullrichs, C. H.: Technik und Aufbau neuzeitlicher Sprechanlagen, Verband Deutscher Postingenieure, Munich, 19 marzo 1970.

SEL und ITT Intermetall: Kursus "Digitaltechnik mit integrierten Schaltungen", Academia técnica de Esslingen, 16—13 marzo 1970.

Artículos

Engel, A. y Holzinger, O.: Schalt- und Verstärkerelemente aus Glas, Frequenz, 23 (1969) 10, págs. 294—301.

Holzinger, R. y Holzinger, O.: Feldabhängige Widerstandsänderungen in Gläsern, Zeitschrift für angewandte Physik, 28. Band, Heft 4, (1970), págs. 196—201.

Kuhn, H.: FM-Spektren bei Modulation mit Vielkanal-Trägerfrequenzsignalen, Archiv der Elektrischen Übertragung 24 (1970) 2, págs. 91—98.

Mausch, W.: Lernprogramme über Netzplantechnik, Deutsche Verlagsanstalt, febrero 1970.

Schlag, S.: Numerisch gesteuerte Verdrahungsanlage, Archiv für Technisches Messen, Lieferung 407 (1969), págs. 283—286.

**Intermetall
Comunicación**

Gerlach, A.: Grundbegriffe der Digitaltechnik, Universidad Técnica de Esslingen, 26 enero y 16 marzo 1970.

**Bell Telephone Manufacturing Company
Artículo**

Mouradian, P.: Nouvelles facilités en téléphonie privée, La chronique industrielle, marzo 1970.

Comunicación

Lhoest, J.: Nouveaux systèmes de télécontrôle, IBRA, Ravenstein, Bruselas, 9 marzo 1970.

**Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques
Comunicaciones**

Bizollier, R.: Robot de surveillance des centraux Pentaconta, École Nationale des Télécommunications, 3 febrero 1970.

Kobus, S.: Systèmes de commutation spatiales semi-électroniques, symposium ITT sur les techniques avancées de commutation, Copenhague, 8—9 enero 1970.

**Laboratoire Central de Télécommunications
Comunicaciones**

Desauty, J.: Exposé sur la fiabilité, Institut Supérieur d'Électronique du Nord, Lille, 3 febrero 1970.

Chatelon, A.: Modulation et codage, Nachrichtentechnische, Gesellschaft, 13 marzo 1970.

Phélizon, G.: L'espace au service de l'enseignement, Assemblée générale Pigier, Paris, 20—21 marzo 1970.

Le Matériel Téléphonique

Artículos

Jacquier, E. y Mathivet, S.: Le centre de transit 4 fils de Marseille en système Pentaconta, Commutation & Electronique, Nº 28, enero 1970.

Assens, R. (CNET), Randriamargo, R. (CNET) y Melle Pocholle (LMT): Programme de l'autocommutateur. Périclès-Michelet: les programmes d'exploitation, Commutation & Électronique, Nº 28, enero 1970.

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S

Artículo

Dahl, Björn Tuv: Integrated automatic production test of Telephone cables, Elektroteknisk Tidsskrift, Vol. 83, Nº 4, 19 febrero 1970.

Standard Telecommunication Laboratories

Comunicaciones

Dawson, G.: Communication Satellite Transponders, Mid-Essex Technical College, Chelmsford, Reino Unido, enero 1970.

Flemming, J. P.: Elementary Instrumentation for use with the Scanning Electron Microscope, Institute of Physics and Physical Society Meeting, Londres, 10 marzo 1970.

Greene, P. D. y Hicks, H. G. B.: Growth of GaAs from Gallium Solution, Meeting of the British Association for Crystal Growth, Oxford University, 9 enero 1970.

Jessop, A. y Waters, D. B.: 4B-3T, an Efficient Code for PCM Coaxial Line Systems, XVII International Congress on Electronics, Roma, Italia, 16—18 marzo 1970.

Jessop, A.: PCM Line Transmission and Digital Multiplexing, Nottingham Regional College of Technology, Nottingham, Reino Unido, marzo 1970.

Kao, C. K.: Some Aspects of High-Capacity Optical Communication Systems, Conference on Optical Communication using Fibres, Southampton University, marzo 1970.

Lambourn, E. H.: Digital Encoding of Music for Transmission by PCM Systems, XVII International Congress on Electronics, Roma, Italia, 16—18 marzo 1970.

Rowe, T. J. y Martin, Lawn: Automatic Layout and Laser Machining of Photolithographic Masks for Integrated-Circuit Manufacture, IEE Conference on Electrical Methods of Machining, Forming and Costing, Londres, 17—19 marzo 1970.

Stewart, C. E. E.: Stoichiometric Effects in the Growth of Doped Epitaxial Layers of GaAsP, Institute of Physics and Physical Society Conference on Electroluminescent Solid-State Devices, 8 marzo 1970.

Thomas, D. L. y Young, D. C.: (Joint paper with Dr. H. Motz and T. A. J. Keefer of Oxford University), Some Constraints on Innovations in the Communications Industry, IEE International Symposium on Management and Economics in the Electronics Industry, Edimburgo, 17—20 marzo 1970.

Weston, J. D.: Encoding of Non-Telephony Signals Nottingham Regional College of Technology, 23 febrero 1970.

Artículos

Darton, K. S.: The Dependable Process Computer, Electrical Review, Vol. 186, Nº 6, febrero 1970, pág. 207.

Hall, R. A.: Non-Linear Compensation, IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. COM-17, Nº 6, págs. 700—704, diciembre 1969.

Hicks, H. G. B. y Manley, D. F.: High-Purity GaAs by Liquid-phase Epitaxy Solid-State Communications, Vol. 7, octubre 1969, págs. 1463—1465.

Kao, K. C.: Coherent Light Scattering Measurements on Single and Cladded Optical Glass Fibres, the Radio and Electronic Engineer, Vol. 39, Nº 2, febrero 1970, págs. 105—111.

Mok, C. K.: Method of Obstacle Admittance Measurement in Below Cut-Off Waveguides, Electronics Letters, Vol. 6, Nº 3, febrero 1970, págs. 50—51.

Pitt, G. D. y Tozer, D. C.:

1) Optical Absorption Measurements on Natural and Synthetic Ferromagnesian Minerals Subjected to High Pressures, Phys. Earth Planet Interiors, Vol. 2, 1970, págs. 179—188.

2) Radiative Heat Transfer in Dense Media and its Magnitude in Olivines and some other Ferromagnesian Minerals under typical Upper Mantle Conditions, Phys. Earth Planet Interiors, Vol. 2, 1970, págs. 189—199.

Scarr, R. W. A.:

1) A Word-Recognition Machine, Proceedings of the IEE, Vol. 117, Nº 1, enero 1970, págs. 203—212.

2) Normalization and Adaptation of Speech Data for Automatic Speech Recognition, International Journal of Man-Machine Studies, Vol. 2, 1970, págs. 41—59.

3) Talking to Machines, Electronics and Power, Vol. 16, Nº 2, febrero 1970, pág. 64.

Simpson, W. E. y Pettican, K. A.: Plastics Encapsulation of Components, Electronic Engineering, Vol. 42, enero 1970, págs. 50—56.

Underwood, J. D.: An Electroplated 95% iron, 5% nickel, Thin-Film for the Destructive Readout Cubic Waffle-Iron Store, Transactions of the Institute of Metal Finishing, Vol. 48, Part. 1, 1970, págs. 20—34.

Standard Telephones and Cables Limited

Artículos

Mazda, F. F.: Design of High-Frequency

Thyristor-Chopper Circuits, Electronic Engineering, febrero 1970, págs. 34—39.

Arman, L. T.: The Application of Mobile Radio to the Building Industry, New Building, marzo 1970, pág. 21.

Comunicación

Bundy, E. M.: Supervisory Control Equipment for British Railways Eastern Region A. C. Electrified Lines, Liverpool University, 8 enero 1970.

Creed and Company

Artículos

Evans, J. V.: Data Capture, Automation, enero-febrero 1970.

Mason, B. S.: The Press Association re-equips with the Envoy Data-Printer, Production Journal, enero 1970.

Standard Telephon und Telegraphen AG

Artículos

Pabish, H.: Verlustquellanalyse in der Außenmontage auf der Basis von Schichtzeitaufnahmen, Refa-Nachrichten, Vol. 23, Nº 1, febrero 1970, págs. 11—17.

Ebenberger, H. K.: Fragen um eine "Welt-nachrichtenmaschine", Universum, Vol. 25, Nº 3, marzo 1970, págs. 98—102.

Comunicación

Ebenberger, H. K.: Einige Fragen der Steuerung von Vermittlungssystemen mit gespeichertem Programm (Commande des systèmes de commutation à programme enregistré), Université Technique de Viena, 27 abril 1970.

ITT Aerospace/Optical Division

Artículo

Annable, R. V.: Radiant Cooling, Applied Optics, Vol. 9, Nº 1, enero 1970, págs. 185—193.

ITT Cannon Electric

Comunicación

Schmid, L. H., O'Hirok, W. D. y Arnold, B. K.: IWTS - The Universal Interconnect System, NEPCON-West, Anaheim, California, 10 febrero 1970.

ITT Defense communications Division

Comunicación

Bramble, C. A., Perrotti, E. J. y Ranghelli, J.: Dual Circularly Polarized Modular Array Antenna for TAC-SAT Communications, Conformal Array Antenna Conference, Naval Electronics Laboratories Center, San Diego, California, 15 enero 1970.

Artículo

Epstein, M. A. y Dunn, J. G.: Coherent System Speeds Sync Acquisition in Military TDMA Designs, Communications Designer's Digest, enero 1970, págs. 6—8.

ITT Electron Tube Division

Artículo

Sisneros, T. E., Faeth, P. A., Davis, J. A. y Hilborn, E. H.: A Current-Sensitive Single-Gunn Color CRT, Information Display, Vol. 7, Nº 4, abril 1970, págs. 33—37.

ITT Electro-Physics Laboratories

Artículos

Andrews, H. C.: Algorithmic Generation of a Class of Fast Transformations for Generalized Spectral Analysis, Proceedings of Third Hawaii International Conference on System Sciences, Université de Hawaii, Honolulu, Hawaii, 14—16 enero 1970, págs. 998—1001.

Caspari, K. L.: Real-Time Generalized Spectral Analysis, Proceedings of Third Hawaii International Conference on System Sciences, Université de Hawaii, Honolulu, Hawaii, 14—16 enero 1970, págs. 994—997.

Andrews, H. C. y Caspari, K. L.: A Generalized Technique for Spectral Analysis, IEEE Transactions on Computers, Vol. C-19, Nº 1, enero 1970, págs. 16—25.

ITT Federal Support Services

Artículo

Budd, J. H.: Reliable Power for Hanford, Power Engineering, marzo 1970, págs. 49—52.

ITT Gilfillan

Comunicaciones

Hanratty, R. J.: An Electronically Steerable Array Antenna for Tacan, Conformal Array Antenna Conference, Naval Electronics Laboratory Center, San Diego, California, 13 enero 1970.

Wittels, J. R. y Newlyn, F. H.: A Computerized Parts Listing System, Engineering Graphics Management Seminar University of Southern California, Los Angeles, California, 30 enero 1970.

ITT Electro-Physics Laboratories

Las siguientes comunicaciones se presentaron en el "simposium" de 1970 sobre las aplicaciones de las funciones de Walsh en el laboratorio de investigación naval y en la Universidad de Maryland del 31 de marzo al 3 de abril 1970.

Andrews, H. C.: Digital Image Processing.

Andrews, H. C.: Degree of Freedom and Computation Requirements in Matrix Multiplication for Hadamard and Other Transforms.

Caspari, K. L.: Generalized Spectrum Analysis.

Harmuth, H. F.: Survey of Analog Sequency Filters Based on Walsh Functions.

Harmuth, H. F.: Electromagnetic Walsh Waves in Communications.

Kane, J.: Matrix Inversion by Walsh Functions.

Lee, J. D.: Review of Recent Work on Applications of Walsh Functions in Communications.

Nuevas realizaciones

Calibre de medida para caracteres OCR-A 1.

Para asegurar la confianza en el reconocimiento por máquinas de lectura de los tipos de fundición de imprenta OCR-A, el tamaño, la forma, el grueso del trazo y la posición de los caracteres, deben cumplir las normas alemanas DIN 66 008. Standard Elektrik Lorenz AG ha diseñado un calibre (Fig. 1) que puede utilizarse para comprobar si los símbolos y caracteres numéricos impresos cumplen las especificaciones para los tipos OCR-A, tamaño 1.

La lente (Fig. 2) que proporciona una ampliación por siete, tiene una plantilla con las formas de los caracteres. Además tiene líneas de medida para comprobar los espacios, puntos, caracteres torcidos, grueso de trazo y separación de caracteres. La lente permite la observación sin paralaje de la plantilla con un campo de visión de 13 mm. Cambiando la distancia entre la lente, que está montada en un tubo, y la plantilla, el calibre puede ajustarse a la capacidad visual de cada individuo. El aparato es traslúcido por encima de la plantilla de manera que no se necesita iluminación artificial.

El calibre tiene un diámetro de 28 mm y, dependiendo del ajuste, es de 40 a 50 mm de altura.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana

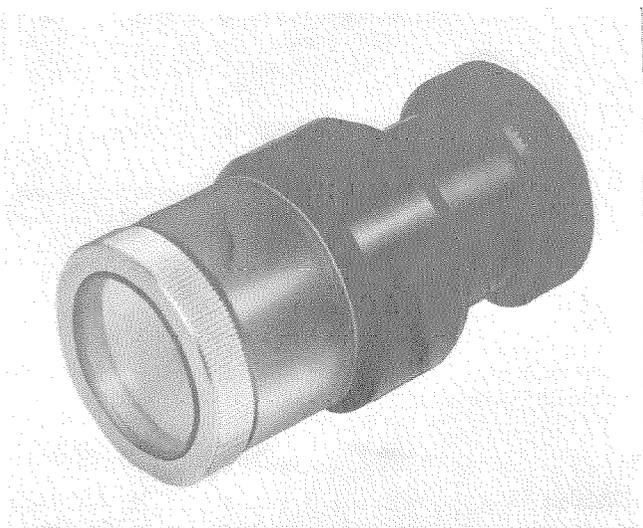


Fig. 1 Calibre de medida para caracteres OCR-A 1.

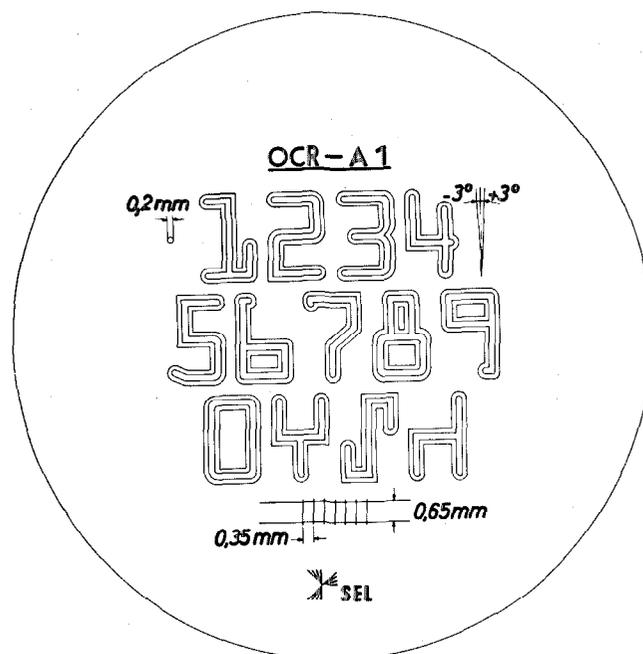


Fig. 2 Plantilla del calibre de medida.

Cuadro conmutador sin cordones simplificado

La Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques ha desarrollado un cuadro conmutador manual del tipo sin cordones de pequeño tamaño y simplificado, proyectado para su uso como adjunto a una central automática Pentaconta* rural para manejar el tráfico manual del área rural y cooperar con la central automática sobre la base de "ayudas".

Este equipo realiza los siguientes servicios:

- registro de línea llamada para: abonados, líneas rurales, teléfonos públicos, o posiciones de oficinas telefónicas,
- informaciones rurales,
- reclamaciones,
- prueba automática de líneas de abonados conectadas, bien a la central automática local, o a una subordinada supuesto que estas centrales sean de los tipos HA o HB.

El cuadro está equipado con:

- 6 circuitos de conexión,
- 1 disco de once orificios,
- 1 microteléfono,

Permite la conexión de:

- 10 líneas rurales,
- 2 líneas para posiciones de oficinas telefónicas públicas,
- 4 líneas de central.

Debe notarse que no se incluye equipo de cómputo de tiempo en el cuadro.

El cuadro es de tipo portátil.

Dimensiones totales: longitud: 0,900 m
profundidad: 0,500 m
altura: 0,330 m

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques,
Francia



Cuadro conmutador sin cordones para sistema rural Pentaconta.

Instalaciones del sistema Pentaconta para Perú y Tailandia.

Se han recibido importantes órdenes de Perú y Tailandia para instalaciones de conmutación telefónica de la técnica Pentaconta*.

Perú

Se ha firmado un contrato de suministros entre el Ministerio de Comunicaciones, la Compañía Peruana de Teléfonos (CPT) y Bell Telephone Mfg. Co. para la entrega e instalación de 100.000 líneas Pentaconta en un período de 6 años.

La primera parte de este contrato se ha firmado el 27 de marzo de 1970 y cubre el suministro de 15.000 líneas anuales durante 1971 y 1972.

Tailandia

Para el suministro e instalación de 24 centrales telefónicas del sistema Pentaconta para la pona provincial de Tailandia, se ha firmado un contrato, el 17 de febrero de 1970 entre la Organización de Teléfonos de Tailandia (TOT) y la Bell Telephone Mfg. Co.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

* Marca registrada del sistema ITT.

Lanzamiento del satélite de investigación alemán "DIAL".

El 10 de marzo de 1970, fué lanzado desde la zona de pruebas de la Guayana francesa, el segundo satélite alemán de investigación denominado DIAL, dentro del marco del programa de pruebas para el cohete francés Diamant-B. La misión del satélite es investigar la geocorona y el cinturón de radiación de Van Allen.

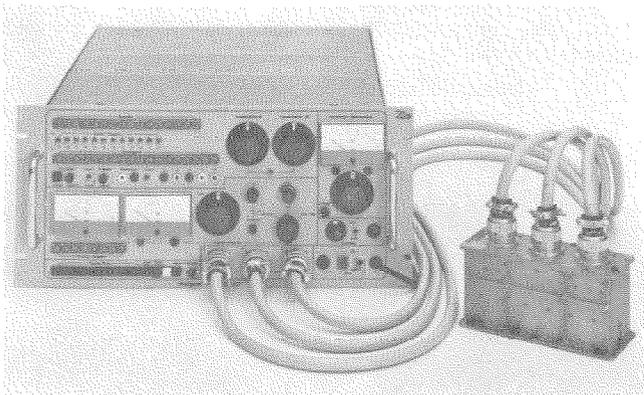
Con un peso de unos 60 kg, el satélite da vueltas alrededor de la tierra en una órbita ecuatorial. Transporta cuatro experimentos, de los cuales se miden los datos, que se transmiten junto con los de vigilancia, a las estaciones receptoras de CNES y NASA situadas en las proximidades del Ecuador.

Bajo los auspicios de la Sociedad Alemana para la Investigación Espacial, este satélite se ha construido bajo contratos concedidos por el Ministerio de Educación y Ciencia de Alemania Federal.

El codificador para proceso de datos a bordo del satélite fué suministrado por Standard Elektrik Lorenz AG (SEL). La figura muestra el prototipo del codificador de telemetría y el equipo de prueba empleado para su ensayo funcional y ambiental. El codificador funciona utilizando el principio PCM (modulación codificada de impulsos). Los datos analógicos de los experimentos y de las funciones de posición se transmiten a través de 28 canales de 8 bits cada uno. A través de otros 14 canales de 16 bits por canal, el codificador cursa las series de datos digitales en paralelo y en serie de los experimentos, del subsistema de medida de posición y del subsistema de vigilancia. Además, suministra las señales de control para los experimentos y determina, mediante cinco contadores, el ritmo de impulsos producidos por un experimento.

Se empleó una estación receptora de telemetría, también desarrollada por SEL, para las pruebas y el lanzamiento del satélite. Además del receptor de RF, esta estación incorpora un decodificador de telemetría programable que puede ser adaptado al formato de datos recibido, y un simulador telemétrico que es capaz de reproducir el formato de datos transmitido.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana



Codificador de telemetría del satélite DIAL.

Central telefónica Lyon-Lacassagne

Le "operación" Lyon-Lacassagne que debe tener lugar en 1970 consiste en dotar a la red de Lyon con suficientes medios para manejar, en las mejores condiciones, el tráfico saliente, el entrante y el de tránsito. El problema por tanto es, la realización de un prototipo de gran tamaño que incluye dos centros separados, esto es:

- una central a dos hilos para las llamadas salientes que maneje el tráfico automático interurbano de salida de las centrales Pentaconta locales y, eventualmente, el tráfico de las centrales que quedan del sistema R 6;
- una central a dos hilos para las llamadas entrantes cuya función será simétrica con la del centro de llamadas salientes, pero que permite alcanzar las centrales del sistema R 6 desde la instalación de salida.

Tomando en cuenta la importancia de la red, se ha diseñado la central para una capacidad final de 10.000 circuitos entrantes y 10.000 circuitos salientes por centro, es decir 40.000 circuitos en total. Todos los equipos entrantes o salientes constarán de unidades "bloques" de control y registro, así como de unidades de encaminamiento y selección realizadas con elementos modulares normalizados. Con esta disposición será posible suministrar "bloques" adicionales a medida que se vayan haciendo necesarias ampliaciones, y así se evitan las modificaciones usuales al aumentar la cantidad de líneas.

Inmediatamente después del corte de la primera parte de las etapas que deben irse instalando escalonadamente entre el 31 de diciembre de 1971 y el 16 de junio de 1972, se pondrán a disposición de la administración 2548 líneas conectadas al equipo entrante y 1979 líneas conectadas al equipo saliente.

Esta gran central interurbana sustituirá progresivamente el actual centro de tránsito a dos hilos y aliviará al centro de tránsito a cuatro hilos cuya carga se ha hecho demasiado grande a consecuencia de la automatización en gran escala de las centrales de conmutación en el área.

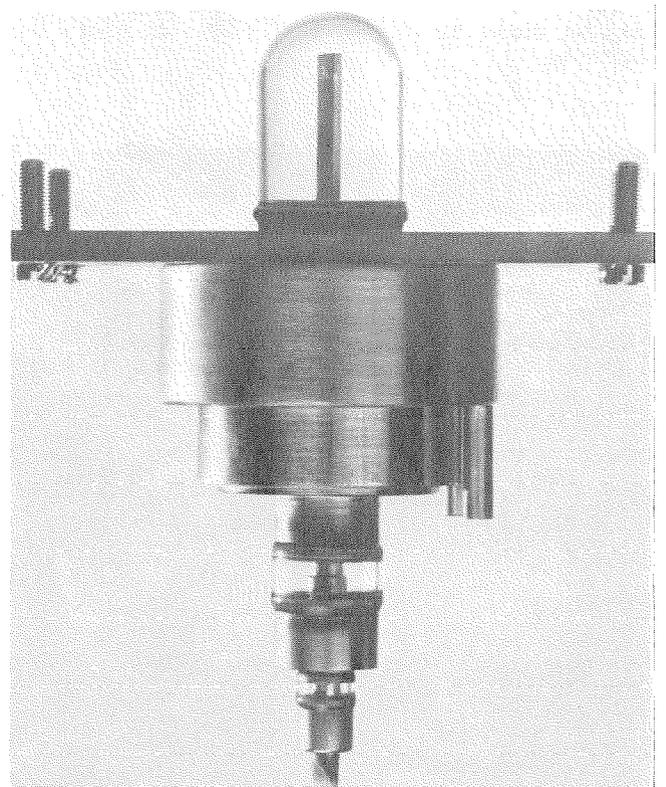
Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

Magnetron de onda continua MG 86 T1 de 3 kilovatios

Este magnetron de onda continua que entrega 3 kilovatios de potencia a 2450 MHz de radiofrecuencia, ha sido diseñado para su empleo en aplicaciones de calentamiento por microondas.

Hasta ahora, los hornos de microondas fabricados por Le Matériel Téléphonique para aplicaciones de caldeo industrial — tales como predesecado de la porcelana y artículos de loza de barro o tratamiento de compuestos plásticos para aislamiento térmico — se habían equipado con el magnetron MG 82 T1 de onda continua; este anterior tubo suministra 1 kilovatio de potencia en R. F. a 2450 MHz, tiene un imán permanente y es refrigerado por aire forzado.

Los actuales hornos industriales requieren cada vez más potencia, así que LMT se ha visto obligada a desarrollar el nuevo magnetron MG 86 T1 para reducir el número de tubos



Magnetron de onda continua de 3 kW tipo MG 86 T1 para aplicaciones de calentamiento por microondas.

Nuevas realizaciones

empleados por horno de microondas. Este último tipo de magnetron se ha obtenido encapsulando el antiguo, y ha heredado de él su robustez y larga vida de funcionamiento. El campo magnético lo proporciona un electroimán, y el tubo es de refrigeración por un líquido.

Se considera que casi todas las necesidades actuales en aplicaciones del caldeo industrial por microondas pueden ser satisfechas por estos dos tipos de magnetrones.

Le Matériel Téléphonique, Francia

Grúas controladas por inducción en fábricas de papel

Acaba de ser instalado el sistema de control remoto Standard-Telemotive en la fábrica de papel Townsend Hook and Company Limited en Snodland, Kent. Creemos que es la primera vez que en la industria del papel se hayan controlado grúas por el sistema de inducción magnética sin necesitar un bucle de hilos que rodee el área de trabajo.

El sistema Standard-Telemotive proporciona grandes ahorros en los costes de operación y aumenta mucho la productividad y la seguridad.

Sus muchas ventajas pueden atribuirse directamente a un nuevo diseño del control remoto de maquinaria pesada que elimina las notorias imprecisiones de radio y apilamiento de largos hilos frecuentemente usados en otros sistemas de inducción magnética.

La Townsend Hook Mill tiene dos grúas usadas con dos máquinas de fabricación de papel y dos grandes bobinadoras. La nueva instalación de control capacita a las grúas para atender la salida de las máquinas sin aumentar la velocidad de movimiento de dichas grúas.

En las fábricas de papel es también necesario controlar "elevación" en varios niveles y el empleo de un segundo hombre que haga señales con la mano para salvar situaciones de carga con difícil visibilidad, se ha evitado también ahora. Otro ahorro adicional se ha proporcionado al poder eliminar el cable de arrastre y caja de control que colgaban y que había que reemplazar con frecuencia. El aumento de seguridad que resulta de la completa libertad de movimiento es muy estimada por los operarios.

La fotografía muestra un operador de grúa con la caja de control en sus manos transfiriendo un carrete de papel de dos toneladas, desde una máquina de fabricación de papel a una devanadora.

El sistema Telemotive proporciona un control a distancia muy exacto de la maquinaria pesada, tal como en estas grúas de las industrias papeleras; todos sus circuitos electrónicos se diseñan sobre la base de "garantía contra el fallo". El mantenimiento es extremadamente simple a causa de la construcción en una forma modular en el que un sistema de lámparas de neon identifican el módulo defectuoso.

Alrededor de setecientas unidades están ya en funcionamiento, siendo la Ford Motor Company en USA el mayor cliente con noventa y seis instalaciones.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

ITT inicia la fabricación de cables submarinos en USA

Una nueva unidad, la ITT Cable Division, tiene en proyecto construir tres plantas con un total de 56.000 m² en San Diego, California, para fabricar cable telefónico submarino. La capacidad de producción será de 3000 millas náuticas (5600 km) de cable anuales; el volumen de materias primas y productos acabados que pasarán por el puerto de San Diego alcanzará las 30.000 toneladas por año.

La industria de fabricación de cables es una de las pocas operaciones fabriles "limpias", esto es, que no genera contaminación de la tierra, el aire o el agua.

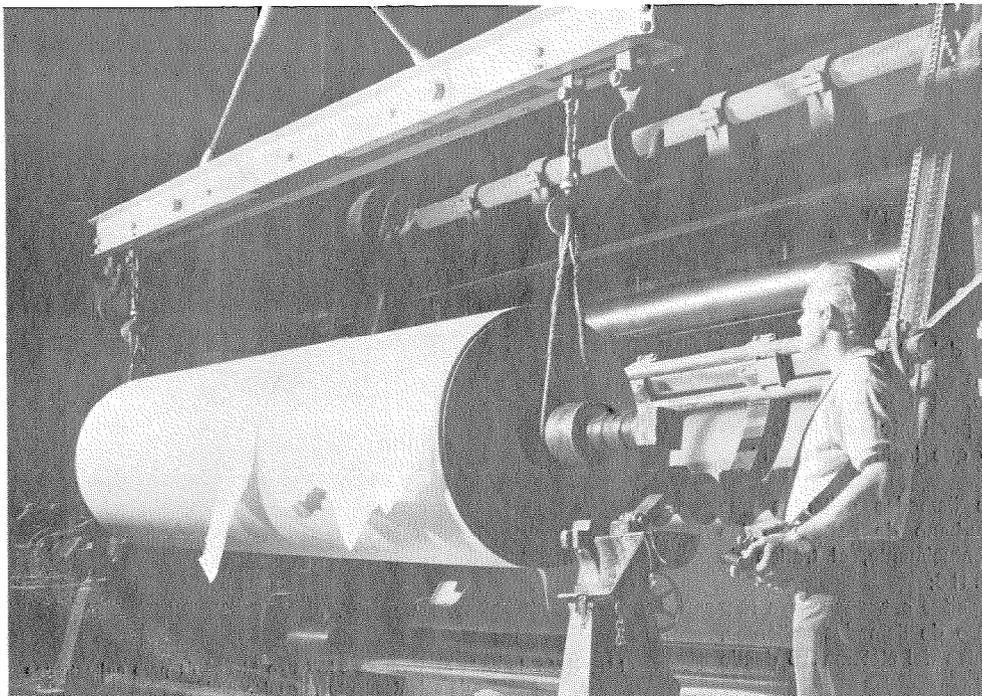
Cuando se completen los presentes planes, se habrán empleado aproximadamente 1500 personas, con una nómina anual de más de 9 millones de dólares en el área de San Diego. La inversión total de ITT será 40 millones de dólares en un período de cinco años.

Aunque la entrada en la fabricación de cables submarinos en Estados Unidos es nueva, se tienen muchos años de experiencia en este campo en Europa y ésta se empleará en este país.

La subsidiaria de ITT en Gran Bretaña, Standard Telephones and Cables Limited, es uno de los mayores fabricantes de cables submarinos del mundo. Ha fabricado cables desde 1936, cuando fueron pioneros de los modernos sistemas de cable coaxial telefónico submarino, instalando un sistema de 161 millas entre Tasmania y Australia.

Durante los siguientes 34 años, ITT instaló aproximadamente 27.000 millas marinas (49.000 kilómetros) de cable, con un valor estimado en 459 millones de dólares.

International Telephone and Telegraph Corporation, Estados Unidos de América



Operación de una grúa de 2 toneladas controlada por inducción en una fábrica de papel.

Sistema de conmutación Pentaconta A-1 para Las Vegas

Una nueva central telefónica Pentaconta* A-1, la tercera para Las Vegas en tres años, ha sido encargada por la Central Telephone Company. El sistema completamente equipado con 10.000 líneas es para la central 452 de Las Vegas y está programada para entrar en servicio en julio de 1971. Los otros dos sistemas Pentaconta A-1 en Las Vegas son las centrales 643 y 648. Ambas, como la nueva central, tienen capacidad para ampliación hasta más de 25.000 líneas.

El sistema A-1 puede conectar con muchos tipos de equipo. Está especialmente indicado para áreas cerca de grandes ciudades, para completar llamadas a las centrales metropolitanas y a una serie de centrales suburbanas próximas.

Se elimina el intervalo entre el discado y el establecimiento de la conexión.

El sistema de barras cruzadas A-1 (ver figura) está indicado para su uso en pequeñas y grandes centrales y puede introducirse en cualquier área sin exigir cambios importantes en centrales de barras cruzadas o paso a paso, y sin cambios en los aparatos telefónicos de disco existentes. Puede conectarse directamente con todas las actuales centrales telefónicas locales y de tránsito.

Los verticales en el sistema A-1 están seccionados eléctricamente para permitir la unión de línea a enlace, línea a malla, enlaces a mallas, línea a registrador o enlace a registrador en la misma vertical mediante el empleo de una barra selectora dispuesta en asociación con los seccionamientos eléctricos.

El seccionamiento de la vertical ofrece las ventajas de una matriz de pequeños conmutadores, con la flexibilidad y la economía de puntos de cruce de conmutadores grandes. Con su marcador común especial la matriz de conmutación puede ser cargada eficazmente con tráfico en todo instante con el resultado de una mayor economía de equipo.

Todas las líneas de abonado, registradores y enlaces aparecen en el repartidor y también todos los equipos aparecen con total disponibilidad.

Otra característica del sistema A-1 es su mayor capacidad para aceptar una unidad Centrex del cliente u oficina central.

Para el funcionamiento Centrex se utiliza una pequeña consola de sobremesa que actúa como cuadro conmutador telefónico local conectado a la central de conmutación eliminando, por tanto, los voluminosos y molestos cuadros conmutadores para oficina que antes eran necesarios. Proporciona los servicios de retener o transferir llamadas, conferencias múltiples telefónicas y discado directo al interior y discado saliente mediante un aparato de abonado normalizado sin ayuda de operadora.

Las economías conseguidas con estas técnicas avanzadas de diseño representan menor coste para el cliente y menos cantidad de equipo necesario. Puesto que se usan los grandes conmutadores eficazmente, los costes de cableado e instalación son menores. La ingeniería de fábrica también se simplifica.

La economía del sistema de barras cruzadas A-1 está en línea con sus aplicaciones básicas desde pequeñas centrales de 500 líneas a grandes centrales de códigos múltiples.

ITT Telecommunications Division, Estados Unidos de América

Centralita automática de barras cruzadas, para aparatos con teclado, instalada en Viena

El 17 de febrero 1970 se inauguró en Viena, en el edificio principal de la Creditanstalt-Bankverein, la mayor centralita automática privada de barras cruzadas europea, equipada totalmente con aparatos de abonado de teclado.

Esta centralita ha sido construida por Standard Telephon und Telegraphen AG (STT), asociada a ITT, y fué presentada a los periodistas nacionales y extranjeros en el mismo día.

La nueva instalación 10.000 HK pertenece a la categoría más grande de CPAs para conexión de hasta 10.000 abonados.

* Marca registrada del sistema ITT.



Pruebas del sistema de conmutación A-1 en Las Vegas.



Posiciones de operadora de la nueva centralita de Viena.

Equipada inicialmente con 1000 aparatos telefónicos de teclado, tiene capacidad para 1600, con 140 líneas urbanas y 160 enlaces de conexión interiores. Emplea 420.000 contactos de metal precioso y 1500 kilómetros de hilo. Proporciona comunicaciones rápidas y seguras para abonados exteriores y también dentro del edificio.

Uno de cada tres aparatos telefónicos han sido equipados con características especiales, tales como circuitos jefe-secretaria, llamadas directas a teléfonos preseleccionados dentro del edificio, y a la operadora apretando solamente un pulsador, señales especiales, señales de no intervención durante las conversaciones, etc. Estos subaparatos pueden fácilmente ser cambiados o sustituidos de acuerdo con un nuevo sistema de construcción en bloques hecho en tarjetas de circuitos impresos.

Standard Telephon und Telegraphen AG, Austria

Inauguración de la nueva planta de CGCT en Longuenesse

El 17 de marzo último, Mr. Robert Galley, Ministro de Correos y Telecomunicación francés, inauguró la nueva planta de CGCT en Longuenesse (Pas-de-Calais). A esta visita inaugural asistieron unas 400 autoridades. En esta fábrica se realizan todas las operaciones de ensamble y montaje de los equipos del sistema CGCT, especialmente el ensamble y montaje de todos los relés Pentaconta* utilizado en las centrales telefónicas fabricadas por y cuadros multiconmutadores.

Tras expresar su satisfacción por las buenas relaciones existentes entre la industria francesa y la administración, Mr. Galley dijo que la actual política de pedidos de la administración ayudaría a la industria francesa a constituirse en potentes grupos, y le facilitaría hacerse más competitiva. Mr. Galley expresó su confianza de que la industria de telecomunicación en Francia era capaz de cumplir las peticiones crecientes para superar la presente crisis telefónica, como lo demostró CGCT con su planta de ensamble en Longuenesse.

* Marca registrada del sistema ITT.



En la inauguración de la nueva planta de Longuenesse diversas personalidades visitan la línea de producción. De izquierda a derecha: Messrs. Besancenot, Director de fabricación de CGCT; C. Goudet, Presidente de CGCT; R. Galley, Ministro de PTT; y M. Lauvergeon, Director general de CGCT.

Esta planta, instalada sobre 40.000 metros cuadrados de terreno, comprende 20.000 metros cuadrados de planta en dos pisos. En 1967 las personas empleadas eran unas 1000 y actualmente 2300, de las que el 90 % son mujeres. Esta cantidad de personal femenino, completamente entrenado en CGCT, asegura una producción media semanal de 55.000 relés, 7000 selectores y 450 cuadros del sistema Pentaconta.

Los métodos de entrenamiento de personal aplicados en Longuenesse sitúan a CGCT como una de las compañías líder en Francia en este campo y las autoridades presentes en esta inauguración mostraron un particular interés en el centro de instrucción.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

Transmisor de radiodifusión en VHF con diseño de estado sólido.

Standard Elektrik Lorenz AG ha desarrollado un transmisor de radiodifusión en VHF con modulación de frecuencia que proporciona un servicio con un alto grado de confiabilidad. Es de sintonización continua entre 87,5 y 108 MHz y tiene una potencia de salida de 3 a 10 kW. Para funcionar inatendido, el transmisor está duplicado y tiene agregado un equipo automático de conmutación.

Hasta un nivel de potencia de 50 W, las etapas del preamplificador son totalmente de estado sólido. El amplificador de salida, que incorpora un tetrodo RS 2032 CL con refrigeración por aire forzado, se excita por una etapa transistorizada de 50 W. Si se desea puede agregarse un modulador de pruebas de frecuencia modulada y un codificador de estéreo.

Una de las principales características del diseño es el ahorro de espacio. El transmisor completo, incluyendo la unidad de control y el monitor de modulación, está contenido en un armario. Un bastidor de montaje que puede sacarse tirando de él, permite el fácil acceso desde el panel frontal a todas las etapas lo que simplifica el mantenimiento y permite la instalación junto a una pared.

El transmisor satisface las especificaciones alemanas ARD (Arbeitsgemeinschaft der Rundfunkanstalten Deutschlands, asociación profesional alemana de instalaciones de radiodifusión) y cumple las recomendaciones del CCIR y también igualmente todas las recomendaciones de seguridad de la IEC-251-1.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana

Pedido de 9½ millones de cápsulas telefónicas

El British Post Office ha hecho un pedido de unos 9½ millones de cápsulas de micrófono y receptor a la fábrica de New Southgate (Londres).

Estas cápsulas — micrófonos de carbón 4050 E y auriculares de armadura basculante 4042 E — se utilizan en los terminales de "hablar" y "escuchar" en los aparatos de abonado.

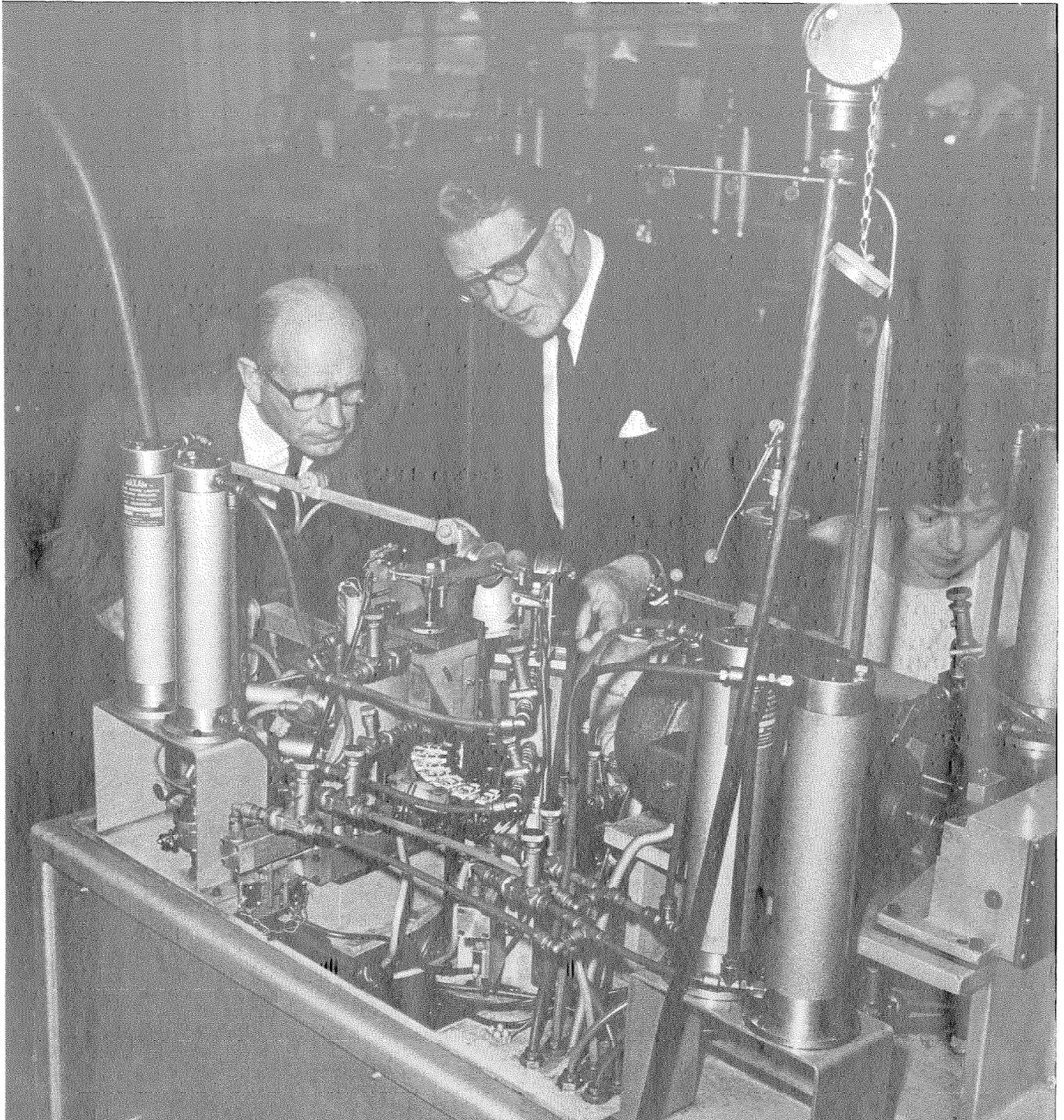
La entrega se realizará a lo largo de un período de 3 años a razón de más de 3 millones por año.

Las cápsulas se fabricarán en una línea de producción mecanizada muy moderna que, con una capacidad de unos 5¼ millones de cápsulas por año puede satisfacer una considerable demanda de exportación además de las necesidades del British

Post Office. Esta gran producción se obtiene gracias al bien ensayado método automático de prueba y a los métodos automáticos de ensamble.

La cápsula transmisora 4050 E es el micrófono de carbón más sensible del mundo para uso telefónico. Utiliza unas nuevas características de construcción y es el resultado de un programa claramente coordinado de desarrollo, técnica e industrialización.

La cápsula telefónica de armadura basculante 4042 W tiene una eficacia 7-8 dB superior a sus predecesoras y esta mejora en la eficacia permite a los teléfonos funcionar con líneas más largas. El peso de solamente 35 gramos cada auricular, permite que los microteléfonos sean más ligeros que antes y a un precio muy competitivo.



Mr. E. Fennessy, Director General de Telecomunicación del Post Office, examina parte de las líneas de fabricación de los receptores de armadura basculante, mientras Mr. A. Byford de STC le describe el equipo.

Nuevas realizaciones

Una de las características de la gran mecanización en la línea de producción es el "ensamble del bloque de bobina", para lo que se diseñó y construyó una máquina bobinadora automática especial. En la figura Mr. A. Byford de STC (traje oscuro), está describiendo la máquina a Mr. E. Fennessy, Director general (Telecomunicaciones) del British Post Office.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Inauguración de la nueva planta del Laboratoire Central de Télécommunications.

El 16 de junio de 1970, Mr. Pierre Esteva, Director de desarrollo industrial y científico del Gobierno de Francia, y Mr. Yvan Cabanne, Secretario General de PTT, han inaugurado la nueva planta a la que se ha trasladado el LCT (Laboratoire Central de Télécommunications). El traslado se ha motivado por la imposibilidad de que LCT ampliara sus instalaciones en la anterior planta de Avenue de Breteuil n° 45, París - 7.

En 1967, con este objetivo LCT adquirió una superficie de 30.000 m² situada en la zona industrial en Velizy y empezó la construcción. Los nuevos edificios, que miran al bosque de Meudon, tienen 14.000 m² de planta, con aire acondicionado y dispuestos para una fácil ampliación.

Entre las entidades para las cuales ha trabajado LCT en el terreno de investigación y desarrollo figuran:

- El Gobierno francés,
- distintas organizaciones europeas,
- compañías asociadas a la International Telephone and Telegraph Corporation (ITT) que es el mayor suministrador en el mundo de equipos de telecomunicación y electrónica.

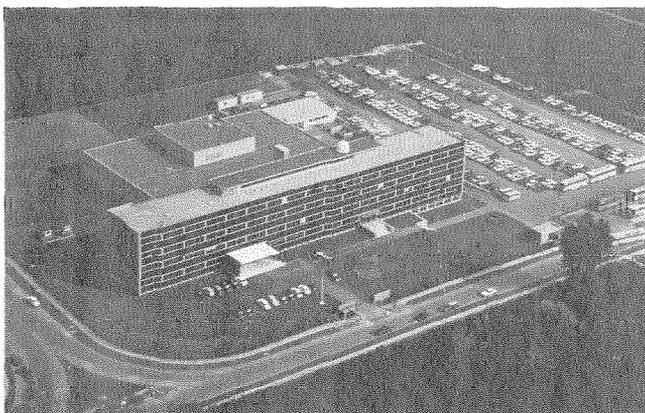
LCT es muy conocido especialmente en los campos de equipos electrónicos de telecomunicación, computadores, radar, físicos (laser, películas delgadas, memorias ultra-rápidas) y sus realizaciones en el campo aeroespacial. LCT fué el contratista principal para el satélite ESRO I, ha diseñado y construido los programadores secuenciales del cohete DIAMANT, y los codificadores de telemando del satélite francés D2, así como también los codificadores empleados en el INTELSAT, que es el más moderno y potente satélite de telecomunicación actualmente en órbita.

Desde 1945, LCT ha contribuido notablemente a desarrollos en el campo de telecomunicación, como por ejemplo las aplicaciones de la modulación por codificación de impulsos (PCM) en las redes de telecomunicación. Recientemente se ha entregado una red PCM táctica a los ejércitos de Bélgica, Francia y Alemania Federal y se han probado con completo éxito.

Finalmente, en el campo del radar, se ha fabricado en Francia y Alemania el radar de vigilancia del campo de batalla RATAc, y pronto se fabricará en EE.UU. con licencia.

Las 300 personalidades presentes en la inauguración presenciaron los últimos desarrollos en telecomunicación, computadores, radar y técnica aeroespacial.

Laboratoire Central de Télécommunications, Francia



Vista aérea de la nueva planta de LCT.

Aplicaciones del sistema Metaconta 10 C.

Para el sistema de conmutación Metaconta * 10 C ya presentado en esta revista (Vol. 42 [1967], N° 3, págs. 52-62 y Vol. 45 [1970], N° 2, págs. 170-180), se han recibido los siguientes pedidos.

a) La administración belga ha hecho pedido para las siguientes aplicaciones (mercado local).

Centros de conmutación telefónica

- Cinco centrales terminales:
- Wilrijk: 3000 líneas, corte para 1971;
- Berchem St. Agathe: 10.000 líneas, para 1971;
- St. Gillis: 10.000 líneas, para 1972;
- Borgerhout: 5000 líneas, para 1972;
- Limal: 3500 líneas, para 1972.

También se ha recibido otra orden para un centro de conmutación telefónica en Wavre con 2 X 300 líneas de enlaces. Se ha planeado la inauguración para la primera mitad de 1972.

Centros de conmutación telex

La administración belga ha adoptado el sistema telex Metaconta 10 C como tipo para todas las nuevas centrales. Se ha recibido un pedido para una central terminal en Bruselas con una capacidad inicial de 1000 líneas de abonado y 350 líneas de enlace. La inauguración se preve para fines de 1971. Además del tráfico nacional a velocidad normal (50 baudios) la central cursará todo el tráfico internacional. También es capaz de manejar tráfico de abonados locales a velocidad superior.

b) En diciembre de 1969 el PTT alemán hizo un pedido a la Nederlandsche Standard Electric Maatschappij N.V. para la entrega e instalación de una central de tránsito telex Metaconta 10 C con una capacidad inicial de 2 X 1000 líneas de enlace. La central manejará el tráfico nacional en tránsito junto con el tráfico internacional, nacia y desde, direcciones con señalización A-, B- y C-. Las llamadas a nuevas direcciones internacionales se cargarán en el centro de tránsito. El corte está programado para mediados de 1971.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

Se abren al tráfico nuevos cables submarinos que unen España con Estados Unidos e Italia

El cable telefónico submarino de 120 circuitos y 3500 millas que va de España a USA (TAT 5) y otro enlace similar de 640 circuitos y 1000 millas entre España e Italia (MAT 1), fueron formalmente puestos en servicio el 8 de abril de 1970.

Se desarrollaron conversaciones inaugurales entre el ministro español de la Gobernación, el ministro italiano de Correos y Telégrafos, el ministro portugués de Obras Públicas y Comunicaciones y el presidente de la Comisión Federal de Comunicaciones de Estados Unidos, hablando cada uno desde su país respectivo.

Con la puesta en servicio del TAT 5, el número de circuitos en cable disponibles a través del Atlántico ha quedado casi doblado. En Conil (cerca de Cádiz) el cable se conecta con un radioenlace de microondas que va a Estepona, terminal del MAT 1 a Roma.

De este modo España e Italia tienen ahora acceso directo de alta calidad a los Estados Unidos. Además, mediante otro radioenlace de microondas desde Conil a Sesimbra, cerca de Lisboa, tendrán acceso similar por un cable de 640 circuitos a Gran Bretaña y por otro cable de 360 circuitos, hasta Sudáfrica (SAT 1), ambos anteriormente en servicio.

El equipo para el radioenlace de Conil a Sesimbra se ha fabricado e instalado por Standard Elektrik Lorenz AG en Stuttgart. En este caso se ha utilizado el sistema FM 1800-6000 que ya está muy bien experimentado con una capacidad de 960 circuitos telefónicos, en este caso.

Los cables SAT 1, MAT 1 y los de Portugal-Islas Británicas fueron todos fabricados e instalados por STC, así como también STC fué el principal suministrador del TAT 5 (1300 millas de cable).

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

* Marca registrada del sistema ITT.

Centro de tránsito de Clermont-Ferrand

El 26 de enero de 1970, Mr. Galley, Ministro de Comunicaciones francés, inauguró el centro de tránsito a 4 hilos del tipo "CT4" de Clermont-Ferrand, que fué cortado el 24 de Enero de 1970. Desde aquella fecha, la ciudad de Clermont-Ferrand es la octava de Francia de las equipadas con centros "CT4", y la quinta de las que confiaron equipo e instalación a la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques.

Este centro de tránsito, que será del tipo Pentaconta*, ocupará una superficie útil de 1268 m² con una capacidad final de 3000 líneas. En la etapa inicial se han puesto a disposición de la administración 420 circuitos de entrada y 420 circuitos de salida, resultando un incremento de aproximadamente el 28 % en el número total de líneas interurbanas en Clermont-Ferrand.

Esta instalación, junto con la reorganización de las centrales locales de Salins y Delille elevaron el porcentaje de automatización al 78 %, mientras que en primero de enero de 1969 era solamente del 60 %; esto ha contribuido por tanto a aumentar el tráfico telefónico no solamente de Clermont-Ferrand sino también de sus alrededores.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques,
Francia

Comprobador de circuitos integrados de lógica

El comprobador TX 902 A fabricado por ITT Metrix, da medios para la detección rápida de defectos en circuitos integrados de lógica, situados en un circuito complejo en funcionamiento. Compara los niveles de lógica de los dispositivos probados con niveles de referencia. Un indicador luminoso señala si el dispositivo es satisfactorio o no.

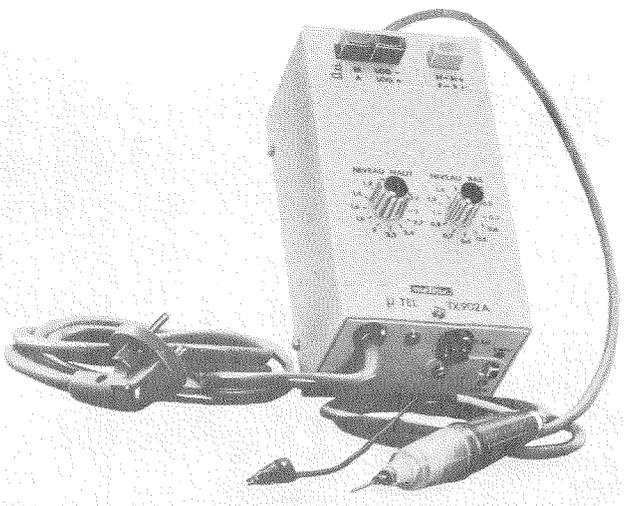
Un conector de pruebas de alta impedancia permite el fácil acceso a los conductores del circuito en pruebas. Un conmutador selecciona el funcionamiento en modo lógico, positivo o negativo, y elige el nivel superior o inferior. Otros controles dan los niveles de referencia en voltios.

Las principales características son las siguientes:

- Bajo nivel (\pm): 0,1 - 0,2 - 0,3 - 0,4 - 0,5 - 0,6
0,7 - 0,8 - 1,0 - 1,2 - 1,4 - 1,6 V
- Alto nivel (\pm): 1,2 - 1,4 - 1,6 - 1,8 - 2,0 - 2,2
2,4 - 2,7 - 3,0 - 3,3 - 4,0 - 4,5 V
- Exactitud - estática: ± 25 mV ± 1 %
- dinámica: ± 50 mV ± 1 % (a 1 MHz)
- Retardo de respuesta (funcionamiento por impulsos): 0,5 μ s
- Impedancia de entrada: mayor que 100 kohms.

ITT Metrix, Francia

* Marca registrada del sistema ITT.



Comprobador de circuitos integrados de lógica TX 902 A.

Relé coaxial

El relé coaxial miniatura en el vacío RC 52 (ver figura) es una estructura de cuatro puertas que contribuye significativamente a la conmutación de líneas coaxiales de alta potencia por su pequeño tamaño y su capacidad de manejar altas potencias.

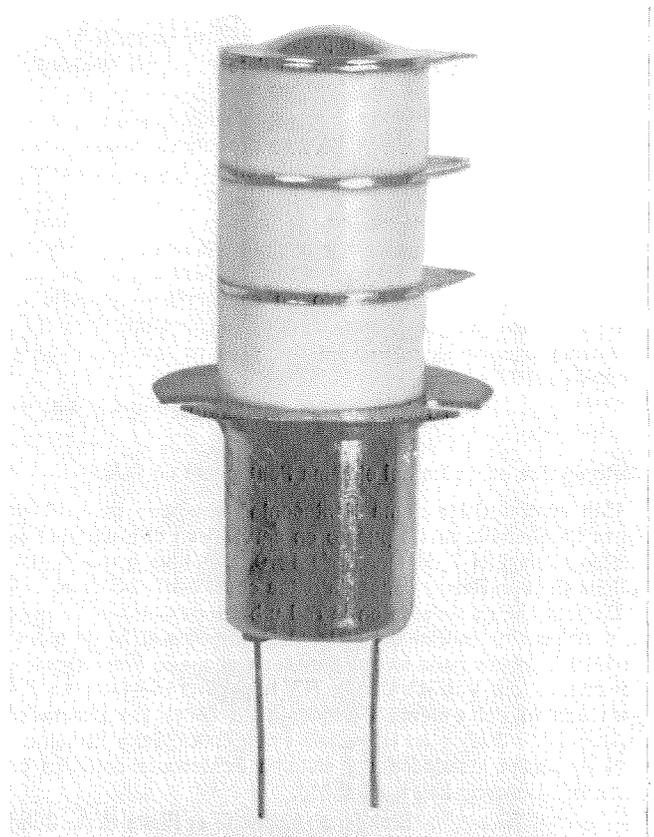
De una longitud de solamente 7,5 cm puede manejar una onda continua de 1,5 kilovatios a 30 MHz con una elevación de temperatura de 25 grados centígrados y una relación unidad en voltaje de ondas estacionarias. Cubre un margen de frecuencias de cero a 1,7 GHz. En matrices de barras cruzadas en bandas de frecuencia alta, muy alta y ultra alta, el relé cumple las funciones de un perfecto punto de cruce en una ampolla de vacío.

Está también indicado para aplicaciones, tales como rápida conmutación o intercambio de amplificadores, antenas, excitadores o cargas artificiales.

El RC 52 está equipado con conectores normalizados tipo N para su configuración de contactos, con dos entradas y dos salidas. A continuación se dan otras características:

Relación de ondas estacionarias (tensión)		
A 30 megahertz	< 1,02:1	
A 1,7 gigahertz	< 1,15:1	
Diafonía en decibelios	Posición 1	Posición 2
A 30 megahertz	84	115
A 1 gigahertz	52	70
A 1,7 gigahertz	44	57
Pérdidas de inserción en decibelios		
A 30 megahertz	0,02 máximo	
A 1,7 gigahertz	0,1 máximo	
Tiempo para actuarse:	10 milisegundos máximo	
Excitador:	Enclavamiento	
Bobina:	26,5 voltios corriente continua, régimen intermitente	
Circuito indicador:	Cuatro salidas simples unipolares	
Peso:	400 gramos	

ITT Jennings, Estados Unidos de América



Relé coaxial de vacío para alta tensión RC 52.

Televisión en circuito cerrado para pruebas de proyectiles militares

Nuestra división de sistemas especiales y aparatos de prueba en Newport Monmouthshire, va a instalar un sistema de televisión en circuito cerrado en el establecimiento de investigación y desarrollo de carros de combate situado en Kirkcudbrightshire, Escocia. El contrato cubre el suministro de cámaras y monitores para registro de los puntos de impacto de los proyectiles disparados desde carros de combate acorazados.

Los blancos se sitúan a intervalos con distancias distintas desde el punto central de disparo, y antes se usaban prismáticos para observar los blancos después de disparar. Colocando cámaras cerca de los blancos y situando monitores en el punto de disparos, se obtendrán más precisas informaciones de los puntos de impacto.

Cada cámara estará equipada con lentes de enfoque y una cabeza orientable contenida en una caja a prueba de agua completada con limpia-ventanillos y calefactores. En el centro de disparos una consola de control permite el control remoto de la distancia focal de las lentes de enfoque y el diagrama iris; también dispondrá de medios para conectar un registrador de cinta magnética para "video", con lo que se dispondrá de registros permanentes. El operador de la consola de control localizará los impactos en los blancos accionando los movimientos de la cabeza orientable y la lente de enfoque y establecerá las posiciones relativas de los agujeros por medio de una cuadrícula calibrada montada en el frente del monitor.

Inicialmente se suministrarán diez cámaras y tres monitores incluyendo los necesarios medios de control, pero se está preparando la expansión del sistema.

Se han suministrado recientemente sistemas de televisión en circuito cerrado a varias organizaciones, incluso a la Bolsa y los Ferrocarriles británicos, y a un terminal de fletes de "containers", una fundición para observación de hornos y una fábrica de vidrio.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Clasificador de documentos óptico ODS-1.

El clasificador de documentos óptico, ODS-1, está instalado en el centro de servicio postal de cheques belga, manipula con gran velocidad documentos impresos con tipos OCR-A incorporados en el equipo de proceso de datos de gran cantidad de cuentacorrientistas.

El ODS-1 es una máquina que maneja documentos con alta velocidad (los documentos DIN A 6 se procesan a una velocidad de 1470 por minuto), lo cual permite en la operación en línea realizar simultáneamente: la distribución de documentos y la obtención de datos, transfiriendo la información que se lee en el documento que se pasa a una cinta magnética. En versión fuera de línea se emplea para realizar clasificaciones especiales de los documentos, por ejemplo en secuencia ascendente de números de cuenta, por cuentas de gran volumen, etc.

Están programadas otras unidades para su instalación en el curso de 1970.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

Corte de dos centrales del sistema Pentaconta en Suiza

Una central del sistema Pentaconta* equipada para 10.000 líneas de abonado se ha puesto en servicio en el Hauptpost en Basilea (Suiza) el 7 de marzo de 1970. Sustituye a una central antigua del tipo Rotary conocida antes como central Safran.

En petit-Lancy, incluida en la red urbana de Ginebra, se puso en servicio otra central del sistema Pentaconta el 20 de marzo de 1970, también para 10.000 líneas de abonado (ver *Electrical Communication*, Vol. 42 (1967), N° 1, págs. 144—145). La primera central del sistema Pentaconta en Suiza fué puesta en servicio hace 3 años en Regensdorf con 6000 líneas. El número total de líneas instaladas del sistema Pentaconta cortadas en Suiza ha alcanzado hoy las 145.000.

Standard Telephone et Radio S. A., Suiza

* Marca registrada del sistema ITT.

Radiómetro para hacer el plano de depósitos minerales

Por contrato de 1.100.000 dólares con NASA (National Aeronautics and Space Administration) se va a desarrollar y entregar un radiómetro de alta resolución para determinar la composición de la superficie, que será instalado en el satélite Nimbus-E que se lanzará a fines de 1971.

El instrumento espacial permitirá un nuevo método de localización de los recursos terrestres, determinando la composición de sus formaciones minerales por medidas de la radiación residual infrarroja (que es el calor radiado durante la noche como resultado del calentamiento diurno de la superficie de la tierra por el sol). Las medidas se harán con el Nimbus-E que describirá una órbita polar a una altura normal de unas 700 millas. Los datos recogidos en el espacio serán enviados para su análisis a las estaciones de seguimiento en tierra, por sus canales de telemetría.

El radiómetro pesará menos de 19 kilogramos y se une a un instrumento similar producido por ITT, un radiómetro de alta resolución para infrarrojos ahora en el espacio montado en el Nimbus-III.

El sistema sensor y de medida consistirá en detectores de infrarrojos que explorarán las emisiones de la tierra a través de un telescopio de 20 cm aproximadamente. El nuevo instrumento espacial podrá detectar emisiones terrestres por puntos dentro de un cuadrado de 520 metros.

ITT Aerospace/Optical Division, Estados Unidos de América

Prueba automática de diodos montados en bandas

Este equipo automático de pruebas para parámetros directos o inversos de diodos, ha sido desarrollado por la Société des Produits Industriels ITT, Colmar, Francia, con objeto de cubrir las necesidades cada vez más exigentes de los clientes.

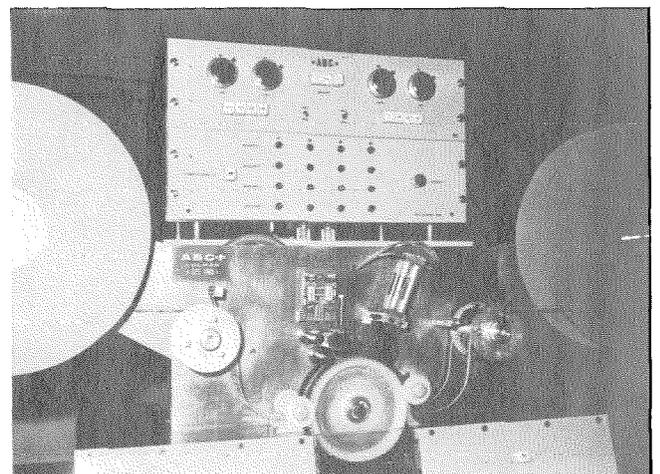
Permite la prueba del 100 % de los diodos dispuestos en bandas. Su característica principal es la velocidad de pruebas que puede alcanzar hasta 40.000 ó 60.000 dispositivos por hora, según que se hayan programado dos o una medida.

En sentido directo la prueba se extiende desde 10 μ A a 1 A y de 0 a 2 V (exactitud ± 1 mV); en sentido inverso es de 10 a 150 V (exactitud 0,5 %) con 3 escalas: 100 nA, 1 μ A y 10 μ A (exactitud 1 %).

Un dispositivo electromecánico rechaza automáticamente los diodos defectuosos. Además, si la proporción de rechazos excede de un determinado porcentaje, el funcionamiento se detiene automáticamente.

Los contactos, fabricados de aleaciones especiales, han sido objeto de particular atención. Todos los circuitos electrónicos se han hecho integrados lógicos o analógicos.

Société des Produits Industriels ITT, Francia



Equipo automático para pruebas de diodos montados en bandas.

Red de comunicaciones para el Lloyds Bank de Londres

El Lloyds Bank ha pasado pedido para una centralita automática privada de 1000 líneas a nuestra división de centralitas de Footscray. La central dará servicio a los departamentos de la oficina central en Lombard Street, Cornhill, Threadneedle Street, Old Broad Street, Moorgate y Eastcheap, así como dispondrá de líneas al Overseas Banking Service.

Una característica poco corriente es el sistema de discado a una lista. A los números que son frecuentemente llamados desde las oficinas principales se les ha dado códigos especiales abreviados. Discando un total de tres dígitos — uno de acceso y dos cifras más puede obtenerse automáticamente cualquier abonado de hasta diez y siete cifras. El sistema cubre cualquier llamada en el Reino Unido o en Europa e inicialmente funcionará sobre 300 números seleccionados.

Básicamente la central consta de un sistema interno de 1000 líneas con 188 líneas exteriores. Después será extendida a 1500 líneas. Todo el tráfico interno y llamadas salientes se realiza automáticamente. Las llamadas entrantes pasan por un cuadro conmutador sin cordones con trece posiciones, tres de las cuales pueden funcionar como posiciones de información además de la operación normal.

Aunque la central constituye una sola unidad, opera como tres sistemas separados. Las oficinas se han dividido en tres grupos, cada uno con su propio equipo de líneas de interconexión, lo cual hace más fácil la identificación de las llamadas y encaminamiento al operador. Además, se han incorporado algunas facilidades especiales. Se equiparán extensiones para 30 directivos del consejo de administración del Lloyds. Apretando un botón del microteléfono se conectará inmediatamente el teléfono con la operadora e identifica al abonado que llama, lo que permite ahorrar tiempo del personal clave. Análogamente un dispositivo de servicio de ausencia va a ser instalado de forma que si una extensión se queda abandonada, las llamadas puedan ser automáticamente encaminadas a otra extensión seleccionada.

El sistema se espera que funcione a principio de 1971.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Sistemas de navegación por satélites

Los sistemas de navegación por satélites modelos 5001 y 5001-I, constan de un receptor de navegación, procesador de datos, teleimpresor (o pequeña unidad impresora de cinta), conjunto de preamplificador de antena y antena (ver figura).

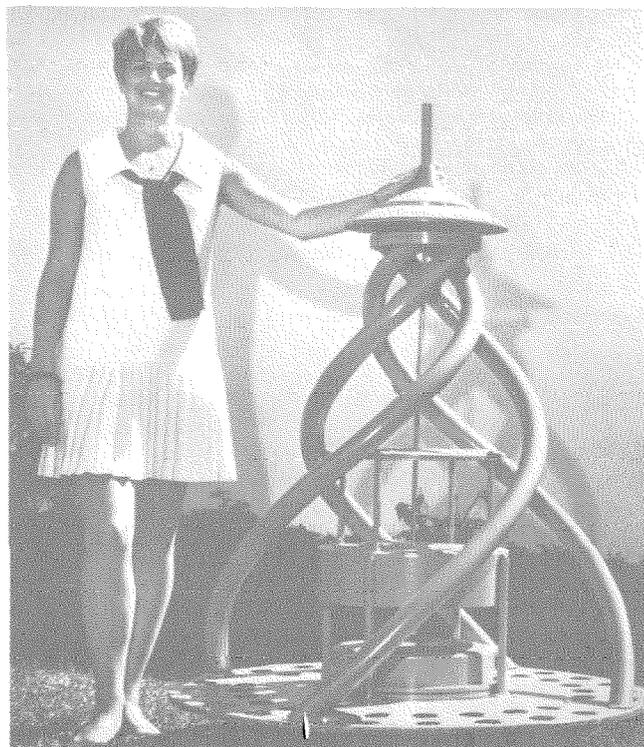
El modelo 5001 se emplea con un procesador de datos exterior a la unidad de navegación. Está disponible con equipo intermedio y programación para la mayor parte de los ordenadores y procesadores de datos disponibles en el comercio.

El modelo 5001-I dispone de un pequeño procesador de datos de tipo general y una unidad con pantalla de presentación para navegación. El procesador de datos incorporado puede conectar directamente con el modelo 5001 y también con la mayor parte de sistemas de navegación, como Omega, Loran, Decca, Inercial, etc.

El procesador de datos puede resolver problemas de fijación de posición y navegación en aplicaciones oceanográficas, geofísicas y similares en barcos y en la costa. Se caracteriza por su pequeño consumo y su construcción modular. La capacidad de memoria es hasta 65.536 palabras.

Estos avanzados sistemas de navegación por satélites funcionan en todo el mundo y en todas las condiciones atmosféricas, y emplean datos transmitidos continuamente desde satélites polares a 600 millas de altura del Sistema de Satélites de Navegación de la Armada (NNSS, en inglés Navy Navigation Satellite System). El NNSS permite al usuario determinar su posición en cualquier parte de la tierra con error menor que 0,1 milla (180 metros).

Estos dos nuevos sistemas comerciales son descendientes de equipos inicialmente desarrollados y fabricados por la ITT para el Naval Slip System Command. El primitivo equipo fue el primer tipo de producción práctica de receptor de a bordo



Antena en espiral cónica empleada en el sistema de navegación por satélite que incluye una unidad de preamplificación.

completamente compatible con la NNSS; las versiones comerciales tienen la misma confiabilidad y mantenibilidad que los sistemas que seguimos produciendo para la United States Navy. ITT Aerospace/Optical Division, Estados Unidos de América

Red telegráfica de conmutación de mensajes de las fuerzas de tierra francesas

En febrero de 1970, las fuerzas de tierra francesas hicieron un pedido para nueve centros automáticos de conmutación de mensajes del tipo DS 4 (este sistema se ha presentado en esta revista Vol. 44 (1969), N° 1, págs. 15-25). Estos nuevos centros, junto con el de Metz (en el Este de Francia) que está en proceso de instalación, constituirán una red telegráfica de conmutación de mensajes que comprenderá:

- un cuadrilátero de cuatro centros primarios cada uno conectado a los otros tres del cuadrilátero y principalmente usado como centro de tránsito,
- un área periférica de seis centros principales, cada uno conectado al centro primario más próximo y al más alejado, así como a los dos centros principales adjuntos.

Esta disposición proporciona completa intercomunicación en todos los casos.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

Contrato Mallard para centrales electrónicas

El Ministerio británico de Tecnología nos ha encomendado un gran contrato para el desarrollo y construcción de dos modelos funcionales de una central electrónica de acceso para el proyecto Mallard.

El proyecto Mallard es un sistema internacional de comunicaciones militares cuyo desarrollo se ha repartido entre Australia, Canadá, el Reino Unido y USA.

La primera fase del proyecto consta de estudios separados de sistemas por dos compañías de USA y por un consorcio del Reino Unido trabajando sobre una base competitiva, se completó en junio de 1969.

Nuevas realizaciones

El sistema final fué elegido por un consejo internacional de selección de sistemas y se basó en los informes de los estudios de los tres sistemas. La central de acceso que ahora hay que desarrollar como parte de este sistema, incluye varias características de diseño propuestas por nosotros como miembros del consorcio de estudio de sistemas del Reino Unido.

Nuestros dos modelos funcionales se entregarán a USA en la segunda mitad de 1971 para pruebas y ensayos con la primera realización del desarrollo completo del proyecto Mallard.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Conector de "fuerza cero" para placas de circuitos impresos

Este es un conector microminiatura para circuitos impresos que amordaza firmemente los contactos de una placa de un circuito impreso, reduce las fuerzas de emparejamiento al introducirla o sacarla, los milivoltios de caída y el desgaste.

La placa del circuito impreso (ver figura) se inserta en la entrada del conector virtualmente sin esfuerzo. Una excéntrica en un extremo del conector, que se gira con un atornillador o una llave, actúa una leva que fuerza a los contactos del conector contra los del circuito impreso. El tornillo actuante se puede suministrar orientado según cualquiera de los tres ejes.

Se evita la caída de muchos milivoltios entre los contactos empleando material mas grueso con mayor sección transversal y mayor presión de contacto.

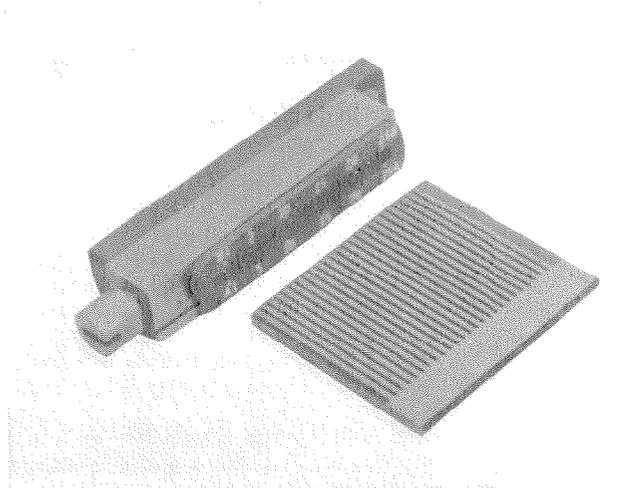
La alta presión de contacto también proporciona una mayor resistencia a las vibraciones y choques.

Los contactos están entre centros a 50 milésimas y la serie de conectores (llamados ACTUCON*) está disponible con 50, 100 ó 150 contactos.

La cubierta del conector es de acero inoxidable.

ITT Cannon Electric, Estados Unidos de América

* Marca registrada del sistema ITT.



Conector de "fuerza cero".

Equipos de radio móvil para compañías del Reino Unido

Standard Telephones and Cables Ltd. ha recibido pedidos de una compañía de electricidad y dos de agua para equipo radio-telefónico móvil Star*.

La East Midlands Electricity Board ha pedido 224 equipos Star para vehículos, ocho estaciones fijas y un sistema de radio-enlace en la banda UHF recientemente fijada para uso de industrias de fuerza y petróleo. Instalados en automóviles "landrovers" camiones y transportes, los radiotelefonos se emplearán para mantener contacto con la oficina central el personal ocupado en la construcción, operación y mantenimiento del sistema de distribución de electricidad, así como de la entrega de instalaciones y reparación de equipos eléctricos suministrados a los usuarios.

A la Southern Gas Board se le suministrarán 170 radiotelefonos en vehículos para funcionar en la banda inferior de VHF, 10 equipos fijos para estación base y un sistema de radioenlace UHF. El equipo atenderá las instalaciones de transformación de gas de carbón a gas natural y se empleará también para emergencias y mantenimiento rutinario de la distribución de gas en el área del "Board".

El tercer pedido corresponde a la empresa central Scotland Water Development Board, y es para 49 equipos de enlace de telemetría de UHF, 6 estaciones radiotelefónicas duplex fijas en UHF, 12 equipos móviles en VHF para vehículos y 5 estaciones base, en VHF. Los enlaces portadores de telemetría que funcionarán en conjunción con equipo de contadores de agua y de telemetría se emplearán en relación con el amplio esquema de conservación de instalaciones de agua que se extiende desde la costa Loch Lomond en Balloch, Scotland hasta el norte de Bathgate (unos 32 km).

La compañía Medway Water Board va a comprar también un sistema radiotelefónico Star consistente en 24 equipos de VHF para vehículos y una estación base, para ser empleados en los trabajos de instalación y mantenimiento en el área de esa compañía.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Más "ITT Creed Envoy Data printers" para la Press Association

La Press Association, la mayor agencia de noticias del Reino Unido, ha hecho un segundo pedido para teleimpresores de datos Envoy*. El pedido cubre 870 unidades y equipo asociado de cinta perforada.

El primer pedido para Press Association se hizo en octubre de 1969 y cubría 500 Envoy Data printer (teleimpresores de datos) y 100 perforadores de cinta (ver esta revista Vol. 45 (1970), N° 1, pág. 94).

La Press Association está empleando las unidades de impresión de datos "Envoy" para reequipar su sistema de distribución de noticias para periódicos nacionales y provinciales en el Reino Unido. Este equipo es particularmente adecuado para cumplir los requisitos de Press Association porque permite a la agencia el combinar en un solo aparato sus servicios general de noticias y tele-linotipias.

ITT Creed Limited, Reino Unido

* Marca registrada del sistema ITT.