Comunicaciones Eléctricas

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

RESUMEN

VOLUMEN 43 (1968) NÚMERO 1

En este numero	2
Sistema "Selectronic 702" para supervisión con memoria de programa, por M. L. Fowler	4
Sistema de supervisión DIGITEL 1000, por J. M. Lauriks	10
Experiencia adquirida de la central experimental HE-60 L de Stuttgart-Blumenstrasse, por W. Rauscher	18
Moderno equipo radio de H. F. para comunicaciones Punto a Punto, por L. J. Heaton-Armstrong y B. S. Jackson	24
Desequilibrio de tráfico en los pequeños grupos de abonados, por A. Rodriguez Rodriguez y J. P. Dartois	33
Repetidor sumergido para el cable de 640 circuitos entre Reino Unido y Portugal, por J. F. Tilly	42
Obtención de películas inorgánicas para condensadores por medio de efluvios eléctricos, por <i>M. Parnell</i> y <i>H. F. Sterling</i>	47
Problemas de espera relativos a un número invariable de comunicaciones por hora, con tiempo de ocupación invariable, cursadas por una salida única, por <i>J. Kruithof</i>	54
Cable submarino "húmedo" cargado, por W. Danielsen, A. Rambøl y G. Tidemann	65
Satélite geodésico, por <i>D. F. Albanese</i>	71
Sistemas europeos de televisión — El sistema PAL, por <i>A. Rappold</i>	79
Resultados comparativos en la valoración de la sonoridad de aparatos telefónicos de abonado, por métodos subjetivos y objetivos, empleando los sistemas SFERT, NOSFER y OREM-A,	0.5
por W. D. Cragg	85 90
Otros artículos y comunicaciones	104
Nuevos libros	64
	4 y 78



Editor principal: Harold P. Westman

Editor para Europa: C. Meuleau

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

En este número

Sistema "Selectronic 702" para supervisión con memoria

El propósito del "Selectronic 702" es recoger los datos y alarmas de estaciones distantes en una estación central de control y enviar desde esta central instrucciones de control o numéricas a cualquier estación distante. La estación central de control tiene el mando completo, la estación distante solamente envia los datos si son pedidos por la central.

Continuamente se efectua una exploración de las estaciones distantes y la secuencia de exploración está determinada por un programa almacenado en una memoria de ferrita de la estación central de control. El programa se escribe en cinta de papel y se transfiere a la memoria de ferrita, por un lector de cinta de papel. El programa tiene instrucciones de cómputo y de salto de tal modo que se almacenan el número mínimo de instrucciones.

Los datos se presentan en la estación central de control sobre diagramas de línea con lámparas, aparatos de medida de aguja y cuadros de presentación digital. Se emplea una memoria con rectificadores controlados de silicio para excitar las lámparas. Los datos pueden archivarse con una impresión alfanumérica. El formato es flexible, lo que se ejecuta con una técnica de programa almacenado.

Sistema de supervisión DIGITEL 1000.

El sistema de supervisión de BTM, DIGITEL 1000, es un sistema combinado de interrogación para mando a distancia, indicación distante, telemedida y telecómputo.

Una estación principal controla a varias satélites o recoge los datos de ellas, enviando mensajes de instrucción a todas las satélites. Solamente la estación satélite que reconozca en la instrucción una de sus direcciones, contesta, enviando la información que se ha pedido, o ejecuta las órdenes de mando.

El DIGITEL 1000 está diseñado para aplicaciones de capacidad

media, por ejemplo, 500 controles distantes y 1500 bits de datos. El sistema incluye el circuito para varios programas de Interrogación:

un programa de exploración cíclica,

— un programa de exploración preferente,

un programa iniciado manualmente, que comprende, mando a distancia, telerregulación e información solicitada,

un programa de registro de telemedida.

El mensaje de instrucción contiene 22 bits y el mensaje de datos 19 bits. Ambos incluyen los 5 bits del código de control de error que protege ambos mensajes.

Para la máxima seguridad, se efectuan los mandos a distancia y telerregulación en tres etapas, con realimentación desde la estación satélite a la principal en cada etapa.

La velocidad de transmisión varia desde 50 á 1200 baudios.

La lógica central del sistema está construída con circuitos de lógica de diodo-transistor de silicio. Los circuitos periféricos utilizan reles. Ambos están montados sobre tarjetas impresas que son enchufables en los subensambles.

Todo el equipo está construído con la técnica ISEP de ITT.

Experiencia adquirida de la central experimental HE-60 L de Stuttgart-Blumenstrasse.

En los últimos años se han instalado de manera creciente centros de conmutación telefónica de naturaleza electrónica. Estos centros sirven para adquirir experiencia, tanto técnica como de explotación, en una aplicación experimental.

SEL ha desarrollado un sistema de conmutación de control electrónico que emplea relés de lengüeta en la red de conversación y en la conexión entre los órganos centrales y los circuitos individuales. Este sistema, conocido bajo la denominación de HE-60 ("Herkon Electronic 1960"), se encuentra en funcionamiento en el centro local 23 de Stuttgart desde Julio de 1963. El sistema HE-60, en comparación con los sistemas basados en técnicas convencionales, ofrece mayores ventajas a los abonados y facilita el control y selección de rutas en la red

El artículo comenta el empleo que los abonados hicieron de los servicios especiales adicionales y expone los resultados de una encuesta llevada a cabo entre los abonados sobre los aparatos de selección por teclado.

La calidad del servicio telefónico está básicamente determinada por el número de llamadas no completadas debido a defectos técnicos del equipo. La tasa de fallos es por lo tanto un criterio importante a la hora de juzgar un equipo, tanto desde el punto de vista del usuario como de la compañía de explotación. Para determinar la calidad del sistema HE-60 se ha cursado, en Noviembre de 1965 y Abril de 1967, un gran número de llamadas de prueba entre abonados artificiales.

La evaluación de la historia de la central y los fallos registrados en los últimos años proporciona, además, una información muy valiosa sobre la confiabilidad de los diversos grupos funcionales, y, en particular, de los órganos centralizados. Su análisis permite, por otra parte, establecer conclusiones sobre el tiempo exigido para la reparación de las faltas.

Moderno equipo radio de H.F. para comunicaciones Punto a Punto.

Para cumplir las exigencias modernas de operación programada, se ha diseñado una nueva generación de transmisores y receptores, conocida como sistema "Stanfast", actuados automaticamente por control remoto.

En una estación transmisora importante, la simple operación de un conmutador encontrará un transmisor libre, lo conectará a la antena precisa y hará que se sintonice por sí solo a una frecuencia programada, en el espacio de veinte segundos. Si el transmisor tiene averia, será eliminado de servicio y se seleccionará automaticamente otro de repuesto.

El equipo es muy compacto, ahorrando de esta forma gastos de edificio, y es transistorizado, donde ha habido posibilidad, proporcionando la alta fiabilidad que requieren las estaciones no atendidas.

El artículo describe un importante avance en el concepto de diseño global del sistema. Los conceptos anteriores de transmisores individuales, unidades excitadoras, conmutadores de antena y equipo auxiliar, se consideran ahora en el proceso del diseño como partes integrantes del complejo de la estación. El sistema "Stanfast" comprende, este diseño global de la estación transmisora y receptora, puesto que en este concepto está basada la ingeniería de las comunicaciones modernas.

Desequilibrio de tráfico en los pequeños grupos de abonados.

Se estudia el problema de la determinación estadística de la desviación de tráfico de un pequeño grupo de fuentes de tráfico con relación a un valor medio dado.

Después de una presentación del problema, se presenta la solución matemática y también algunas reglas prácticas destinadas a poder utilizarse en la solución de algunos casos específicos que se encuentran en los estudios de tráfico.

Repetidor sumergido para el cable de 640 circuitos entre Reino Unido y Portugal.

Las necesidades del British Post Office de establecer un enlace entre el Reino Unido y Portugal, ha permitido el desarrollo de un repetidor de 5 MHz. con transistores.

Se describen las condiciones del sistema con un nivel de ruido de 1 picovatio/kilómetro y un nivel de carga por canal de

La vigilancia de los repetidores se consigue mediante un sistema piloto, de impulsos de portadora, que permite registrar la ganancia y el ruido del repetidor.

Se ha añadido al diseño del repetidor protección contra sobrecargas producidas por averías del cable.

Las características del repetidor cumplen con las condiciones especificadas y son adecuadas para utilización en sistemas hasta de 3500 millas naúticas de longitud.

Obtención de películas inorgánicas para condensadores por medio de efluvios eléctricos.

Se ha empleado un nuevo método de formación de películas para la fabricación de condensadores. El método se funda en la aptitud de las descargas por efluvios de radio frecuencia, y baja energía para excitar una mezcla de gases adecuados y provocar reacciones químicas. Esto dá lugar a la formación de una película sólida, sin el empleo de calor. Pueden aprovecharse muchos sistemas químicos inorgánicos, pero este artículo se refiere de forma específica a la deposición de materiales aislantes y particularmente al nitruro de silicio.

El nitruro de silicio es un material cerámico que normalmente se prepara por combinación directa de sus elementos. Se le moldea en diferentes figuras por los procesos de prensado de polvo y sintetizado pero en esta forma no es adecuado para su utilización como dieléctrico de condensadores. Debido a las especiales condiciones de pureza y de control que son inherentes a este método de deposición por efluvios eléctricos se pueden, ahora, aprovechar las convenientes propiedades dieléctricas del nitruro de silicio.

Los gases silano (SiH₄) y amoniaco (NH₃) se conducen a una cámara de reacción donde se someten con la frecuencia de 1 MHz a los efluvios eléctricos de radio frecuencia. Las capas de nitruro de silicio se depositan sobre substratos adecuadamente dispuestos y crecen al ritmo de una micra por hora.

Se han preparado condensadores experimentales utilizando substratos de vidrio provistos de electrodos de aluminio evaporado. Los resultados muestran que las propiedades dieléctricas del nitruro de silicio depositado por efluvios eléctricos son algo semejantes a los de la mica pero con mayor constante dieléctrica. Estos condensadores han sido encapsulados con resinas epoxídicas y sometidos a tratamientos térmicos, sin que se haya observado ningún efecto perjudicial.

Problemas de espera relativos a un número invariable de comunicaciones por hora, con tiempo de ocupación invariable, cursadas por una salida única.

Este artículo es continuación de otro anterior publicado en el Volumen 41, Nº 3 de "Electrical Communication". Se refiere a otros estudios semejantes, principalmente los de Fry y Erlang que supone un promedio constante de conexiones por hora y un tiempo de ocupación invariable. En éste se supone además que el número de conexiones es invariable para cada hora. El estudio matemático conduce a varias expresiones útiles como son:

- la función de distribución de demoras,
 el promedio de la demora total por hora,
- el promedio de las llamadas demoradas por hora.

Cable submarino "húmedo" cargado.

La mayor parte de Noruega consiste en una comarca muy quebrada, frecuentemente cruzada, por fiords, lagos y ríos. Estas aguas constituyen obstáculos muy importantes para las rutas de cables telefónicos especialmente cuando las orillas son tales que el tendido de cables en tierra es costosa y con difi-cultades. Los llamados cables submarinos "húmedos" se han usado ampliamente para cruzar el agua. Estos cables tienen aislamiento de polietileno y no tienen cubierta. Después de ser tendidos en el agua, ésta llena todos los intersticios del cable. Cuando se introducían en rutas de cable con circuitos cargados, la longitud tenía que limitarse a la de una sección de carga. Para evitar esta limitación STK ha desarrollado en colaboración con la Administración Noruega de Telecomunicación, un cable submarino "húmedo" con carga. Las bobinas sencillas se moldean en polietileno de tal modo que pueden ensamblarse en largas "serpientes" flexibles que se reunen con el cable antes del armado. Los cables de este tipo se tienden sin necesidad de precauciones especiales.

El artículo describe el diseño del cable y de los puntos de carga y dá información acerca de ocho proyectos completos o en fabricación. El producto que se ha desarrollado cumple todas las exigencias técnicas, representando en muchos casos considerables ahorros comparados con otras soluciones menos

satisfactorias.

Satélite geodésico.

En Enero de 1964, después de cuatro años de investigación y desarrollo, fué puesto en órbita, un satélite geodésico del ejército de los Estados Unidos. El satélite y sus estaciones terrestres asociadas, proporcionan una herramienta de la edad del espacio para determinación exacta de las posiciones relativas de partes de tierra, tales como continentes e islas separadas por grandes masas de agua.

En su forma más sencilla el sistema obtiene la posición de un punto desconocido con respecto a puntos conocidos en la

siguiente forma.

Se disponen estaciones terrestres de medida de alineación en tres puntos conocidos y una en el punto desconocido. Las cuatro estaciones miden la distancia al satélite geódesico simultáneamente. Las tres medidas de distancia desde los puntos conocidos permiten que pueda determinarse la posición del satélite, con respecto al tiempo, en distintas órbitas. Si se cal-

culan tres posiciones del satélite, separadas en el espacio, la medida de las distancias al satélite (correspondientes a las tres posiciones espaciales) determinará la posición del punto desconocido).

La distancia se mide como sigue: cada estación de tierra transmite una portadora de frecuencia radio modulada en fase por tonos laterales de medición. Los tonos laterales se demodulan en el contestador del satélite y se emplean para remodulan orra portadora de frecuencia radio que se recibe en la estación terrestre. Se mide el desfasaje entre las frecuencias de modulación transmitida y recibida. La distancia es proporcional al desfasaje y puede calcularse partiendo de las medidas.

ITT Aerospace suministró los satélites originales lo mismo que uno de los contestadores que se pusieron en órbita y se

probaron.

El satélite tiene aproximadamente $23 \times 28 \times 33$ cm. y pesa 18 Kg. En la cubierta exterior se montan pilas solares para recargar las baterias. Dos antenas de molinete para funcionar a 420 MHz. y 449 MHz. (frecuencia de separación) y una sola antena de látigo para 136,8 MHz. (telemetría) se despliegan automaticamente cuando el satélite entra en órbita.

Todos los componentes del contestador son de estado sólido y su principal característica es el alto grado de estabilidad de fase (necesario para la medición exacta) en el amplio margen de variación de las condiciones ambientes.

Se probó el sistema con distancias en tierra de 500 y 1000 millas con el satélite en una órbita de 500 millas.

Los resultados mostraron que la exactitud de medida de distancia estaba aproximadamente entre tres y cinco metros; la posición de un punto desconocido podía realizarse con un error entre 16 y 34 metros sobre distancias de 500 á 1000 millas respectivamente.

Sistemas europeos de televisión. — El sistema PAL.

Tres países europeos han introducido la televisión en color durante el segundo semestre de 1967.

En los años precedentes, las Administraciones europeas (responsables de su implantación) y la industria, han estado tratando de no repetir los errores cometidos al comienzo de la década de los años cincuenta, cuando se pretendía una norma común de televisión monocromátrica. Aquellos esfuerzos no han conseguido resultados. Como mínimo, dos normas diferentes de televisión en color funcionarán en Europa después de laboriosas discusiones sobre los sistemas NTSC, SECAM, PAL y NIIR.

Este artículo es la descripción de los fundamentos comunes a cualquier sistema de televisión y de las características especiales del sistema PAL.

Resultados comparativos en la valoración de la sonoridad de aparatos telefónicos de abonado, por métodos subjetivos y objetivos, empleando los sistemas SFERT, NOSFER y OREM-A.

La sensibilidad de los aparatos telefónicos de abonado se describe normalmente por valoraciones de sonoridad que, por la recomendación P42 del CCITT, se obtienen con un sistema fundamental de referencia NOSFER en el Laboratorio del CCITT en Ginebra, o por un patrón de trabajo que se ha comparado con el NOSFER.

La apreciación subjetiva de sonoridad, es una función compleja de la voz humana, oido y cerebro, y una analogia objetiva exacta necesitaria la complejidad de un computador de tamaño medio. Puede obtenerse, afortunadamente, una gran aproximación a la apreciación de la sonoridad por una reproducción simplificada de la voz, con integración de oido y cerebro, si se hace de acuerdo con los principios que se sabe ahora que son adecuados para valorar un espectro complejo de sonido, como es la palabra. Estos principios se aplican en aparatos de medida, que como el OREM-A, se mencionan convenientemente. El sistema de valoración OREM-A, para la medida objetiva

El sistema de valoración OREM-A, para la medida objetiva de la sonoridad, tiene tan grandes ventajas de velocidad y versatilidad que ha llegado a usarse ampliamente. Sin embargo, se ha creado mucha confusión por la diferencia de 10 db. entre algunas valoraciones objetivas y las valoraciones subjetivas de CCITT. Se ha mostrado que estas diferencias dependen en gran parte de tres factores: el primero, la reciente mejora en la técnica de calibración acústica; segundo el mejor conocimiento de la apreciación por el oido humano de una banda de frecuencia limitada de la señal y tercero de la falta de una boca artificial que reproduzca fielmente la boca y cabeza humana.

Sistema "Selectronic 702" para supervisión con memoria de programa

M. L. FOWLER
Standard Telephones and Cables Limited, Londres

1. Introducción

En muchas industrias se emplean sistemas de recopilación de datos y mando a distancia. Las Compañías eléctricas lo utilizan para observar y controlar la generación y distribución de la electricidad. Las compañías de agua, gas y carburantes los tienen para observar y controlar el flujo a través de tubos de conducción.

En todos estos casos, las necesidades son análogas, hay una central principal de control y un cierto número de centrales distantes o subcentrales, pudiendo variar la cantidad de éstas desde una a varios cientos.

Las subcentrales pueden estar separadas de la principal, con distancias que varían desde unos pocos kilómetros a varios cientos, y la comunicación entre ellas puede realizarse por enlaces de radio, microondas, y líneas de baja frecuencia privadas o de la red general. Cuando cada subcentral está conectada directamente a la principal, el sistema se llama radial, y si la conexión se verifica con varias subcentrales en la misma línea se dice que es un sistema ómnibus. Algunas veces se emplea una combinación de técnicas radial y ómnibus simultaneamente. En la Fig. 1 se muestra un sistema radial de interconexión.

El sistema "Selectronic 702" * cumple todos estós requerimientos.

En el sistema 702 el tipo de datos recogidos por una subcentral consta de:

- a) Lecturas obtenidas de los transductores, como por ejemplo: temperatura de los termoelementos, salida de los transformadores de intensidad, movimiento de los contadores de impulsos. La cantidad de lecturas varía de una subcentral a otras entre 4 y 60.
- b) Indicaciones de alarma procedentes de contactos como por ejemplo: un contacto de alarma que se cierra cuando la temperatura o la corriente sobrepasa un límite; la cantidad de estas alarmas varía normalmente entre 10 y 100 en cada subcentral.
- c) Contactos indicadores de posición de algunos elementos móviles que pueden ser sencillos o dobles, como por ejemplo, la posición de un interruptor o válvula. El número de estas indicaciones suele variar entre 10 y 50 en cada subcentral.

Las instrucciones de mando enviadas por la central principal a las secundarias son:

- a) Un mando de dos direcciones que puede utilizarse para abrir o cerrar un circuito o válvula. La cantidad de estos controles suele variar para cada subestación entre 4 y 60.
- b) Un número decimal de uno a tres dígitos que puede emplearse, por ejemplo, para seleccionar la toma de un transformador o la velocidad de un motor. Se llaman instrucciones numéricas y su cantidad varía entre 1 y 10 en cada subcentral.

Los datos recogidos por la estación principal pueden manifestarse al operador en varias formas:

a) Encendido de lámparas de alarma. Estas lámparas generalmente centellean con una frecuencia de 2 Hz cuando cambia algo. El operador dispone de llaves, asociadas con las alarmas o indicaciones, que oprime para acusar el conocimiento del cambio, deteniendo el centelleo de la lámpara.

Estas lámparas pueden disponerse sobre un gran diagrama que muestra la posición geográfica de la red eléctrica completa o sistema de tubos de conducción. Un sistema grande puede tener millares de estas lámparas. Si las subcentrales son iguales puede emplearse con diagrama común que muestra los datos para una subcentral. El operador puede seleccionar la subcentral por medio de conmutadores. Para cada subcentral existe una lámpara que puede indicar la existencia de una alarma en ella. El diagrama común puede tener varios centenares de lámparas.

- b) Las lecturas de los transductores pueden hacerse en aparatos con aguja indicadora o bien por medio de un sistema digital. Cuando se necesite gran exactitud pueden emplearse indicadores digitales luminosos que también proporcionan mayor visibilidad a cualquier distancia. Las lecturas de los transductores pueden multiplicarse por una cantidad en la central principal para convertirlos en unidades correctas. A ésto se le llama "scaling" y la cantidad, "factor de escala". La cantidad de indicadores puede reducirse con un diagrama común. El operador puede seleccionar la lectura por medio de conmutadores.
- c) Frecuentemente es necesario un registro impreso sobre papel y corrientemente se suministran dos impresores, que tienen caracteres alfanuméricos incluyendo la coma decimal. Hay gran flexibilidad para la forma y puede utilizarse impresión en rojo o negro. La facilidad que se desee puede proporcionarse por medio de programas preparados.

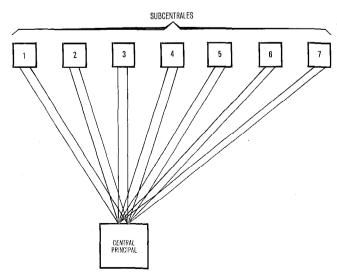


Fig. 1 Sistema de interconexión en estrella.

^{* &}quot;Selectronic" marca registrado por STC

El primer impresor proporciona un registro de las lecturas de los transductores, que puede realizarse con intervalos de tiempo previamente fijados o bien por petición del operador.

El segundo impresor suministra un registro de las alarmas, indicaciones o controles. A ésto se le llama registro "operacional" o de "acontecimientos". Cuando cambia una indicación o alarma se registra la situación de todas las alarmas e indicaciones de la subcentral. La partida cambiada se imprime en rojo. Cuando se actua sobre un mando el registro del control se hace en rojo.

En la central principal se puede seleccionar un control por medio de conmutadores, que están montados en el diagrama o en la mesa del operador. El control se realiza en dos etapas; en la primera se selecciona la subcentral, el número de control y la condición de abierto o cerrado, en la segunda, que se llama "ejecutiva" se inicia el control. Estos dos pasos de selección proporcionan una mayor seguridad.

El diagrama común utiliza una serie de conmutadores de control distribuídos entre las subcentrales previa selección de la subcentral.

Las instrucciones numéricas se realizan igualmente en dos etapas.

2. Exploración cíclica y formato de palabra

En el Selectronic 702 se utiliza la "exploración cíclica" que constituye la técnica más flexible y económica para este tipo de sistema. En un sistema de exploración cíclica la central principal envía una instrucción pidiendo datos o envía las órdenes para ejecutar una función de control. La instrucción se recibe por todas las subcentrales, pero únicamente la subcentral que reconoce su dirección envía los datos a la principal o ejecuta la orden. El sistema que está completamente controlado por la central principal es

"semiduplex". La palabra transmitida por la central principal consta de 19 bits; compuestos por un bit de arranque, 5 bits para la dirección de la subestación, 5 bits para informar del "quantum", 4 bits para la función y 4 bits para paridad.

- El bit de arranque se necesita para sincronización de la palabra, pone en marcha la base de tiempo de la subcentral para corresponder con la palabra entrante.
- Como no se emplea la dirección cero para subcentral, el sistema puede recopilar hasta 31 subcentrales en código binario.
- La información de quantum especifica en código binario los controles particulares o grupo de datos dentro de la subcentral. Puede haber 32 controles o grupos de datos en cada subcentral.

Opcionalmente puede transferirse un bit de información de quantum a la dirección de subcentral, reduciendo la primera a 16 y aumentando a 62 el número de subestaciones.

— También puede hacerse la transferencia en sentido contrario, aumentando a 64 la información de quantum y reduciendo a 15 la cantidad de subcentrales.

En esta forma, pueden existir 3 tamaños de subcentrales y la central principal puede dirigir un sistema que comprende una mezcla de los tres tipos.

- Los 4 bits para la función especifican el tipo de datos, mandos o instrucciones numéricas.
- Los 4 bits de paridad dan seguridad a la transmisión. En la tabla 1 se muestra una palabra de instrucción desde la central principal pidiendo la lectura del aparato de medida 8 desde la subcentral 21.

La palabra para los datos de la subcentral consta también de 19 bits; un bit de arranque, 14 bits de datos y 4 de paridad.

Las lecturas de los transductores se convierten en código binario decimal (CBD) en la subcentral. Una pala-

TABLA 1

PALABRA	A DE INSTRUCCIONES DE LA CENTRAL									
1 BIT ARRANQUE	5 BITS DIRECCION DE LA SUBCENTRAL	5 BITS Direccion del quan	MUT	4 E Funi	ITS CIDN			4 BITS Parida	D	
LJ.										
	SUBCENTRAL 21	LECTURA DEL MEDIDI			DIDA					
	1 0 1 0 1	0 1 0	0 0	0 0	0 0		0	0	0	0
DATOS	DESDE LA SUBCENTRAL									
1 BIT ARRANQUE		14 ALARMAS PERSIS	STENTES				4 BITS PARIDAD			
Annangor								TAINDA		
1 BIT								4 017		
ARRANQUE	UE 14 ALARMAS TRANSITORIAS							4 BITS Paridad		
										
1 BIT Arranque	IT Que 7 INDICACIONES DE DOBLE DIRECCION						4 BITS Paridad			
<u> </u>										-
1 BIT	PRIMER DISTO SEGUNDO DIGITO TERCER DIBITO DE CODIGO BINARIO DECIMAL CODIGO BINARIO DECIMAL SIRMO						4 BITS Paridad			
ARRANQUE	COUIGO BINARIO DECIMAL CODIGO BINARIO DECIMAL SIGNO PANDAD									
Г. Т	9	2		7			,			
_ 1	1 0 0 1	0 1 0 0	1 1	1 0	1	0	1	0	0	0

bra de datos desde la subcentral puede, por consiguiente, contener 14 alarmas, siete indicaciones de dos sentidos, o bien, 3 dígitos en CBD para una lectura de transductor con signo. Se representa también en la tabla 1.

Entre palabras se dispone un período de 6 bits para dar tiempo o la conmutación en la central principal o en la subcentral. Suponiendo que se utilizan líneas en frecuencia audio, hay un retardo en los moduladores y filtros de transmisión y en los de recepción y demoduladores. (A éstos se les llama modems.) Además hay un retardo debido a la línea y por tanto el tiempo total para envío de una información desde la central principal a la subcentral o viceversa es:

19 bits para transmisión desde la central,

- + 6 bits entre palabras,
- + retardo en el modem de transmisión en la central,
- + retardo en línea,
- + retardo en el modem de recepción en la subcentral,
- + 19 bits desde la subcentral,
- + 6 bits entre palabras,
- + retardo en modem de transmisión en subcentral,
- + retardo en línea,
- + retardo en modem de recepción en la central,
- = 50 bits + 2 imes retardo en línea + 4 imes retardo en modems.

Si se supone una velocidad de transmisión de 600 bauds, con una longitud de línea de 100 Km. y una demora en modems de 2 ms. da un total de:

$$83.7 + 10 + 8 = 101.7 \,\mathrm{ms}$$
.

En un gran sistema pueden necesitarse 1000 informaciones de esta clase para explorar el sistema completamente y si se transmiten secuencialmente, el tiempo máximo para detectar una condición que haya cambiado suponiendo que no hay otros cambios o paridad es 101,8 segundos. Este tiempo puede ser demasiado largo para alarmas y otras indicaciones. El sistema 702 tiene no obstante dos facilidades para resolver este problema.

La primera da una completa flexibilidad para la secuencia de instrucciones desde la estación principal. También, la estación principal puede saltar a otra secuencia por medio de una interrupción manual, o bien automaticamente cuando una alarma particular o indicación determinada ocurre. Esto se realiza por medio de programas almacenados. Con esta facilidad los acontecimientos que tienen que detectarse más rápidamente se exploran con una mayor frecuencia que los menos importantes.

En el ejemplo dado, 100 instrucciones pueden ser muy importantes. Suponiendo que están intercaladas con otros grupos de 100 instrucciones y que hay solamente un cambio y no ocurre paridad.

El tiempo máximo de acceso para 100 instrucciones es 20,44 segundos.

El tiempo de acceso para las otras 900 instrucciones es 183,16 segundos.

Aquí esta facilidad permite, que el tiempo de acceso para las partidas importantes se reduzca, a expensas del correspondiente a partidas menos importantes. El ejemplo indicado es sencillo, con solo dos niveles de prioridad, pero en la práctica pueden existir grados distintos de prioridad que hagan necesario interrupciones en el

tiempo. El sistema 702 permite esta flexibilidad. Otra facilidad que puede proporcionar es la de una subcentral con posibilidades aumentadas. Esta subcentral tiene un quantum que indica si alguna alarma o indicación ha cambiado desde la última pregunta de la central principal. La central principal envía una instrucción sucesivamente a cada subcentral pidiendo este quantum. Si la central principal detecta un cambio en este quantum, salta a una secuencia de instrucciones que exploran todas las alarmas e informaciones de esta subcentral.

En el ejemplo que hemos mencionado, suponiendo 20 subcentrales y 5 quantum de alarmas e indicaciones en cada subcentral, el tiempo máximo de acceso para una simple alarma o indicación de cambio es:

 $41 \times 101.7 + 11 \times 101.7 \text{ ms} = 5.287 \text{ segundos}.$

Esto también supone que la secuencia en exploración es como sique:

- 20 instrucciones para detectar un cambio,
- 20 instrucciones de partidas menos importantes,
- 20 instrucciones para detectar un cambio de nuevo,
- 20 instrucciones de partidas menos importantes.

Esta secuencia se realiza hasta que se han explorado las 900 partidas y luego vuelve a iniciarse.

3. Seguridad de transmisión

Los datos y las instrucciones para los datos se protegen contra el ruido, en los enlaces de transmisión de dos formas:

En la primera forma se utilizan 4 bits de redundancia por cada palabra transmitida; se llaman bits de paridad.

Los 14 bits de información en la palabra se disponen en dos grupos de 3 bits y dos grupos de 4 bits, y en cada grupo se coloca un bit de paridad. El bit de paridad es un "uno" si los bits de paridad son un número impar de unos. Así la total cantidad del grupo es par.

Los 4 bits de paridad se generan por la estación transmisora y se regeneran de la información recibida en la subcentral. Si las muestras recibidas y regeneradas son diferentes, ha existido un error y se rechaza el mensaje. Algunos ruidos pueden alterar el mensaje y dar la paridad correcta. La protección de paridad que se ha descrito da estadisticamente una mejora en los errores detectados de 10³ con el tipo de ruidos que es normal en las líneas del British Post Office.

La protección de paridad en si misma no es adecuada para condiciones de transmisión con mucho ruido y además de la paridad el sistema 702 emplea retransmisión si los datos han cambiado.

En la central principal se almacenan todos los datos de las subcentrales. Cada vez que se envían informaciones desde la subcentral se comparan con los datos en la memoria de la central principal, y si son los mismos, la estación principal salta a la siguiente instrucción. Si son diferentes, los datos cambiados de la subcentral se retienen en una memoria temporal y la memoria central no se cambia. La central principal entonces, repite la instrucción y en la segunda interrogación compara los datos repetidos por la subcentral con los de la memoria

temporal, si son iguales se cambian los datos en la memoria permanente en la central principal. Esto significa que un error no detectado por los cuatro bits de paridad tiene que ser repetido a causa de la comparación de datos. El ruido produce una perturbación en la palabra de modo que si es el mismo en las dos interrogaciones sucesivas, se producirá un error no detectado. La probabilidad de que esto ocurra es extremadamente pequeña. Esto da una mayor reducción en los errores sin detectar por un factor de 10-10 con el tipo de ruido que puede esperarse en líneas del British Post Office.

La seguridad de la transmisión para el control y las instrucciones numéricas, aumenta por la selección con dos etapas en las subcentrales. La central envía la información para el control o instrucción numérica a las subcentrales, la subcentral seleccionada hace un primer paso de selección y devuelve la instrucción completa a la principal. La central comprueba la información; si es correcta, la principal envía una instrucción de ejecución y la subcentral hace la segunda etapa de selección, que inicia el control o instrucciones numéricas. Si no fuese correcta, la central repite el primer paso de selección.

En la central principal existe un circuito de retardo que arranca cada vez que se envía una información a una subcentral. Esta demora es vez y media el tiempo que se emplea para contestar desde la subcentral. Si termina este tiempo sin respuesta desde la subcentral, la central principal salta a la siguiente instrucción.

4. Central principal del sistema Selectronic 702

En la Fig. 2 puede verse un diagrama de bloques de la central principal. Los datos salen o llegan de la línea a través del *modem*. Los modems modulan en frecuencia la información digital de modo que pueda transmitirse sobre un enlace normal de comunicación. También convierten "la información modulada en frecuencia" de la subcentral en forma digital, que se suministra a la central principal 702.

El bloque entrada/salida contiene un registrador de 14 bits que transmite las instrucciones en forma serie a las subcentrales y también los recibe de ellas. Esta lógica contiene el generador de impulsos que centra los datos procedentes de una subcentral y define el momento de transmisión del bit a una subcentral. También incluye la lógica que genera y comprueba los cuatro bits de paridad.

Las instrucciones de exploración que están almacenadas en la memoria de ferrita, se utilizan por la "logica de instrucción de exploración" para definir la secuencia de las palabras de instrucción que se envían a las subcentrales pidiendo datos.

Hay seis diferentes tipos de instrucciones. En ellas se incluyen instrucciones de cómputo y de salto que aseguran el almacenamiento del número mínimo de palabras de instrucción. Las instrucciones almacenadas proporcionan una completa flexibilidad para la secuencia de exploración de subcentrales.

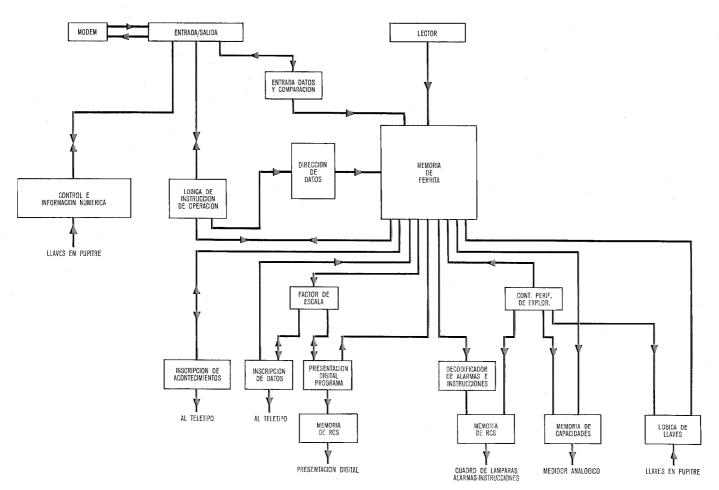


Fig. 2 Diagrama de bloques de la central principal.

Una facilidad de interrupción, hecha manualmente, determina que el sistema cambie a otro programa de exploración, por un reloj, llaves de operador o condiciones de alarma.

El bloque "entrada de datos en la memoria y comparación de datos" codifica los datos a registrar en la memoria de ferrita, compara también los datos recibidos de una subcentral con los almacenados en la memoria de ferrita, determinando si es necesario una retransmisión.

La lógica de control e información numérica convierte las instrucciones haciéndolas aptas para enviarse a la subcentral. La lógica está diseñada de tal modo que una simple perturbación casual no producirá un falso control. La estación central cambia a un "ciclo de retroceso" para confirmar la instrucción de ejecutar. El ciclo de retroceso comprende lectura de quantums de aparatos de medida, de alarmas persistentes y de indicaciones. Estos quantums están asociados con el dispositivo que cambia el control y el "operador" puede ver en el diagrama cuando un dispositivo ha cambiado.

En la memoria de ferrita se almacenan las instrucciones para exploración, registro y presentación digital. Se inscriben en cinta de papel y la memoria de ferrita utiliza un lector de cinta.

El bloque "lector" organiza la lectura de datos de la cinta de papel en 14 bits que se escriben en la memoria de ferrita. Se aplica ésto a todas las instrucciones necesarias para la exploración, colocación y exhibición digital en la memoria de ferrita.

El "contador periférico de exploración" CPE marcha continuamente. Se emplea para dirigir la memoria de ferrita, rectificadores controlados de silicio (RCS) y capacidades de almacenamiento.

Los datos almacenados en las memorias de ferrita para las alarmas y las indicaciones se leen sucesivamente y por medio del CPE se descodifica cada palabra. En la descodificación se especifica la condición de las lámparas. La excitación de las lámparas se hace por los RCS. Estos se disponen en filas de 28 y cada una se selecciona por el CPE y por tanto la condición de los RCS está continuamente actualizada por la memoria de ferrita.

La lógica del programa de presentación digital hace la lectura de los transductores, desde la memoria, que son necesarios para la presentación digital y especifica el factor de multiplicación que está en la memoria para cada lectura. Las lecturas de la memoria o del escalador están en CBD y se convierten en decimal para excitar los RCS que a su vez actuan las lámparas de los indicadores digitales.

El mezclador multiplica un "factor de escala" de 2 dígitos por una lectura del transductor de 3 dígitos para suministrar unidades correctas. El escalador funciona en el intervalo de tiempo comprendido entre la presentación digital y la inscripción de datos.

La inscripción de datos se hace de lecturas seleccionadas de los transductores en un impreso preparado. La selección de lecturas y el impreso se almacenan en memorias de ferrita; los 11 tipos de Instrucciones disponibles proporcionan un registro impreso alfanumérico muy flexible. El registrador de acontecimientos imprime las alarmas, indicaciones o contactos para una subestación, cada vez que se ha detectado un cambio en la misma. Las instrucciones para el impreso se almacenan en la memoria de ferrita.

La lógica de "llaves" examina las llaves asociadas con alarmas o indicaciones sobre el diagrama y modifica los datos de la memoria cuando se opera la llave.

La memoria de capacidades, almacena las lecturas de los transductores analógicos. Estos se ponen constantemente en valores actuales por la memoria de ferrita, el CBD se convierte en valores analógicos por un convertidor de digital a analógico (CDA). Esta técnica proporciona un ahorro de tiempo del CDA, 256 lecturas se convierten con un CDA.

5. Memoria de ferrita de la central principal

El corazón de la estación principal es la memoria de ferrita, que se utiliza para almacenar tanto los programas como los datos recibidos. Como el tiempo del ciclo lectura/escritura de 13 μ s, es pequeño, comparado con la velocidad de transmisión y con el tiempo necesario para dar actualidad a los indicadores del cuadro y a los registros, es suficiente para efectuar todas sus funciones. La palabra de la memoria de ferrita es de 15 bits, uno de ellos se emplea para paridad. El bit de paridad se genera y comprueba cada ciclo de lectura/escritura y el diseño ha cuidado que la información en la memoria no se destruye por una falta de suministro de energía.

La memoria de ferrita se divide en seis secciones. En las secciones se almacenan todos los datos para las alarmas, los datos para indicaciones, las lecturas de los transductores, las instrucciones de barrido, las instrucciones del impreso para los impresores, y el registro para la información digital en el cuadro.

Los datos almacenados en las tres primeras secciones son los recibidos desde las subcentrales y de las llaves en el diagrama o mesa de control. Están codificados en forma adecuada para dirigir las condiciones de las distintas lámparas del diagrama.

Las instrucciones para las tres últimas secciones se preparan en cinta de papel y entran en la memoria de ferrita con un lector de cinta de papel de poca velocidad.

Las instrucciones de exploración, de impresión y de presentación digital se escriben en una cinta separada; en la cinta de papel se agrega a cada caracter un bit de paridad.

La cantidad de instrucciones se conserva en un mínimo por técnicas de almacenamiento de programa que facilitan que el sistema haga óptimo el número de instrucciones necesarias y cambios de operación.

El almacenamiento de instrucciones en la memoria de ferrita es tal que la variación necesaria en el sistema puede realizarse mediante ponteados y no con cambios molestos de cableado.

6. Subcentral

La subcentral recibe instrucciones de la central principal. La subcentral que reconoce su identidad contesta enviando los datos solicitados a la central principal,

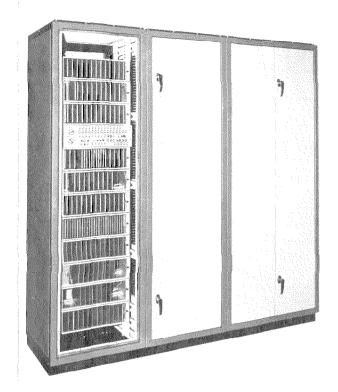


Fig. 3 Vista de la central principal.

opera el mando seleccionado o las instrucciones numéricas.

Las lecturas de los transductores se convierten en código binario decimal por un convertidor de analógico en digital (CAD). El transductor seleccionado se conecta a la entrada del CAD con relés de varilla doble. El CAD tiene muy alta salida común y aislamiento. Los contactos de alarma e indicaciones están dispuestos en grupos de 14 para formar el quantum. Cada contacto de alarma o indicación está provisto de un filtro, para que el ruido de los contactos no produzca una falsa operación.

Un control tiene dos pasos de selección. El primer paso ocasiona que un relé de varilla cierre su contacto para el control seleccionado. El segundo paso determina que se cierre un contacto del relé, éste dividido entre todos los controles. Los dos contactos de los relés están en serie y por tanto deben actuarse ambos contactos antes de que accione el dispositivo correspondiente.

La subestación comprueba si cualquier contacto de relé en el primero o segundo paso está cerrado antes de seleccionar el control, si alguno está cerrado, se establece una alarma y la operación de control es impedida.

La subestación comprueba si hay cerrado más de un contacto de relé en el primer paso de selección, en cuyo

caso inicia una alarma y se impide el segundo paso. Esta fuerte seguridad de los controles impide que la averia de un solo componente produzca una falsa operación de un control. Las instrucciones numéricas tienen una seguridad semejante a la de los controles.

7. Tecnología

La estación principal utiliza circuitos digitales discretos con resistencias y transistores para la lógica de pequeña velocidad. Los semiconductores son enteramente de silicio "planar" excepto los transistores de potencia en el circuito de selección de filas que son RCS.

La memoria de ferrita utiliza núcleos de litio que permiten un amplio margen para la temperatura de operación.

Los RCS se han utilizado para dirigir el diagrama y tienen una mayor confiabilidad que los relés.

Los relés de varillas se utilizan solo para la selección de los transductores por el CAD y para la salida de controles y de instrucciones numéricas.

La lógica digital en la subcentral está formada por circuitos integrados con diodos y transistores.

8. Conclusión

El sistema Selectronic 702 tiene una gran flexibilidad para la exploración de las subcentrales, colocación de las lecturas de transductor y presentación digital, empleando técnicas de memoria de programas. La ejecución es sencilla y económica comparada con el computador para fines generales. No se emplean programas cableados que son muy laboriosos de cambiar y no son flexibles.

La memoria de núcleos de ferrita en el sistema 702 tiene un tiempo de acceso muy rápido que permite al equipo periférico conectarse libremente sin afectar la operacion del sistema. Esto proporciona el acceso a un procesador de datos separado y sencillo comparado con otros sistemas de supervisión equipados con memorias de relés que son muy voluminosos, costosas y con un tiempo de acceso extremadamente lento.

Los RCS se utilizan para dirigir el diagrama, en lugar de los relés que utilizan otros sistemas de supervisión, proporcionando un aumento en la seguridad y un ahorro de espacio considerable.

M. L. Fowler nació en Plymouth el 7 de Julio de 1933, y realizó sus estudios en la Universidad de Birmingham donde obtuvo en física el grado "B. Sc. Honours Degree".

Es responsable actualmente del departamento de técnicas de telemando en Standard Telephones and Cables Ltd. y de la división de sistemas electrónicos integrados en Enfield, Middlesex.

Sistema de supervisión DIGITEL 1000

J. M. LAURIKS

Bell Telephone Manufacturing Co., Amberes

1. Introducción

Para que pueda apreciarse el lugar que ocupa el sistema "DIGITEL 1000" entre los distintos tipos existentes de supervisión digital, es conveniente, una breve exposición de los tipos principales.

Los sistemas de supervisión, de acuerdo con el número de funciones que puedan realizar, se dividen en:

- --- sistema de función simple, por ejemplo; un sistema de telemetría;
- sistemas combinados o de funciones múltiples, por ejemplo: un sistema conjunto de control remoto, indicación remota y telemetría.

Los sistemas combinados de gran capacidad disponen normalmente de programas de exploración de información y de control remoto diferentes, y de algunos medios particulares para tratar la información recogida.

El sistema DIGITEL 1000 es un sistema combinado.

Pueden establecerse otras clasificaciones, a saber:

— sistemas de punto a punto y sistemas multipuntos; en el primer grupo, una subestación se conecta a una estación principal; en el último, varias subestaciones se conectan a la misma estación principal.

El sistema DIGITEL 1000 es un sistema multipunto.

— sistemas cíclicos y sistemas de "arranque por cambio de estado"; en los primeros, la información de la subestación es transmitida continua y cíclicamente a la estación principal; en los últimos, la información se transmite solamente cuando se ha producido algún cambio en su estado.

El sistema DIGITEL 1000 contiene un programa de exploración cíclico.

— sistemas espontáneos y sistemas de interrogación; en un sistema espontáneo, la subestación envía información hacia la estación principal sin precisar que esta última lo solicite, mientras que en un sistema de interrogación la subestación no transmite ningún bit de información más que a solicitud de la estación principal.

El sistema DIGITEL 1000 es un sistema de interrogación.

2. Principio del funcionamiento

El sistema DIGITEL 1000 es un sistema de interrogación combinado apto para teleindicación, telemedida, telecómputo y control remoto, que se adapta a aplicaciones de capacidad media.

El sistema comprende una estación principal y varias estaciones satélites. La estación principal está conectada a todas las estaciones satélites y envía mensajes de interrogación que son recibidos simultaneamente por todas ellas. La estación satélite que reconozca en el mensaje de interrogación una de sus direcciones, será la única en enviar respuesta hacia la estación principal.

La respuesta contiene la información que corresponde a la dirección interrogada.

La estación principal interroga a cada una de las estaciones satélites de acuerdo con una secuencia programada. Este programa es fijo y cableado. Todos los códigos de solicitud de datos, o instrucciones, tienen la misma composición ya sean de control, indicación o medida.

La información remitida por la estación satélite, denominada telegrama de datos, presenta también en todos los casos el mismo formato normalizado. Cuando la estación maestra recibe una palabra de datos, procede a comprobarla, enviando a continuación los datos hacia unas memorias individuales para su posterior visualización o elaboración.

El sistema comprende los programas siguientes:

- 1. Un programa de exploración cíclico, que es el que gobierna la exploración periódica de los datos de indicación, telemedida y telecómputo de la estación satélite.
- 2. Uno o más programas de exploración prioritarios. Afecta a los elementos que deben ser explorados con intervalos de tiempo regulares. El programa se inicia mediante una señal temporizada de sincronización externa o interna, y procede a realizar un paso completo de todas sus instrucciones.
- 3. Un programa de iniciación manual, que comprende control remoto, tele-regulación, e interrogación a solicitud.
- 4. Un programa de registro de telemedida, que afecta a las medidas que deben registrarse en forma numérica.

Los programas tienen asignada una prioridad, que en orden decreciente es la siguiente: programa manual, programa de exploración prioritario, de registro de medidas, programa cíclico, siendo precisamente este último el que se desarrolla cuando no se solicita ninguno de los demás.

3. Descripción general

3.1 Composición del telegrama (ver Fig. 1).

3.1.1 Telegrama de instrucción

Comprende 22 bits:

1 bit de arrangue

4 bits de función 12 bits de dirección

12 bits de dirección

5 bits de control de error

3.1.2 Telegrama de datos

Comprende 19 bits:

1 bit de arranque

13 bits de información

5 bits de control de error

3.2 Programas

3.2.1 Programa de iniciación manual

El programa manual se lleva a cabo a solicitud del operador, comprendiendo las funciones de control remoto, tele-regulación e interrogación. El control remoto ofrece la posibilidad de control simple o doble (abierto – cerrado). En el caso de dispositivos con tres posiciones pueden suministrarse también controles triples (es decir:

^{* &}quot;DIGITEL" marca registrada de Bell Telephone Manufacturing Co., Amberes.

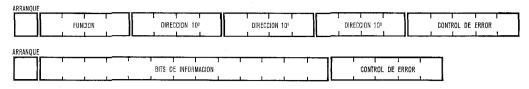


Fig. 1 Composición de telegramas de instrucciones y datos.

"cerrado", "abierto", "parado"). La tele-regulación admite hasta 1000 posiciones de control diferentes.

Con objeto de mejorar la seguridad de funcionamiento, los controles remotos y las tele-regulaciones se llevan a cabo en tres pasos. En el primero de ellos se envía hacia la estación satélite la dirección que define el dispositivo que debe ser sometido a un control.

La estación satélite devuelve a la estación principal el código inverso de la dirección recibida, para ser sometido a comparación con el código original.

Si la comparación no acusa ningún error, se envía un segundo mensaje hacia la estación satélite que, en el caso de un control remoto, contiene un código especial que representa la orden de "cerrado", "abierto" o "parado", y en el caso de una tele-regulación, un número comprendido entre 0 y 999. Este telegrama es reenviado nuevamente a la estación principal para ser comparado.

Si la comparación es positiva, se envía desde la estación principal hacia la estación satélite un tercer telegrama, que contiene el código de ejecución, denominado código "OK". Se procede a realizar entonces la operación de control, devolviéndose el código "OK" a la estación principal para ser sometido nuevamente a comparación. De este modo, durante el ciclo de control, cada uno de los telegramas está protegido por los bits de control de error normales, y además por el retorno de información que se establece entre la estación satélite y la estación principal.

La interrogación "a solicitud" permite la interrogación de una palabra de datos, seleccionada manualmente, al ritmo de una palabra cada ocho interrogaciones. Es decir, el programa cíclico se desarrolla normalmente pero se interrumpe cada siete instrucciones para proceder a la interrogación de la palabra seleccionada.

Con objeto de recibir sin retraso excesivo, indicación de la posición de un dispositivo sometido a control después de efectuar un mando, se procede automáticamente a la interrogación de la indicación remota tras del tercer paso de control. Esta interrogación automática "a solicitud" repite hasta tanto no se detecte que el dispositivo ha cambiado de estado o que el control vuelva al reposo.

3.2.2 Programa de exploración preferente

Las informaciones que deben ser actualizadas con un ritmo superior o inferior al que corresponde la información contenida en el programa cíclico normal, pueden tratarse mediante uno o más programas preferentes de exploración. Estos programas se aplican también a la información que debe ser leída por intervalos de tiempo regulares.

El arranque de este programa es provocado por una señal externa (base de tiempo), ejecutándose con prioridad sobre el programa cíclico, quedando éste bloqueado durante el intervalo de tiempo correspondiente.

3.2.3 Programa de registro de medidas

Este programa trata todas las medidas que deben imprimirse o registrarse en forma digital.

El programa se inicia mediante una señal procedente de una base de tiempos, por una operación manual o por intervención de los circuitos de alarma de medidas.

El órgano de salida normal es una impresora serie.

En primer lugar se imprime siempre el tiempo (hora, minutos).

A continuación se detiene el programa ciclico, procediéndose a interrogar la primera medida que debe ser registrada. La información recibida se transfiere a una memoria intermedia, imprimiéndose mientras se reanuda el programa cíclico. Una vez finalizada la impresión, se interroga la segunda medida, etc., hasta que se completa la interrogación de todas las medidas del programa de registro.

Así pues, la interrogación cíclica normal no se bloquea completamente durante el período de registro, sino que únicamente disminuye el ritmo de ejecución.

3.2.4 Programa cíclico

Este programa se asigna a todas las informaciones normales como medidas, indicaciones y telecómputos. Las instrucciones están organizadas por estaciones satélites, con posibilidad de reservar un cierto número de instrucciones para una extensión posterior del número de estaciones satélites. Las instrucciones guardadas en reserva no son sometidas a exploración, de manera que la duración total del ciclo no aumenta innecesariamente. Cuando la duración del ciclo resulta excesiva, puede disminuirse pasando por alto los grupos de interrogación que corresponden a palabras de indicación remota que no han sufrido variación de estado. Con esta finalidad, la primera palabra de datos del grupo de indicaciones de una estación satélite contiene un bit que indica si se ha producido un cambio de estado en ese grupo. En caso afirmativo, se procede a interrogar una por una, todas las palabras del grupo. Si por el contrario no ha habido ningún cambio, se pasa por alto la interrogación del grupo completo. En cada ciclo se interroga, no obstante, uno de los grupos por completo, incluso si no se ha producido ningún cambio. En el ciclo siguiente, se interroga por completo el grupo siguiente, y así sucesivamente.

3.3 Capacidad del sistema

Los 12 bits de dirección contenidos en el mensaje de instrucción ofrecen la posibilidad de disponer un código decimal binario de 3 décadas, con un total de 1000 direcciones.

Los 2 primeros bits de los 4 bits de función se utilizan en la forma siguiente:

- 01: Dirección de control remoto;
- 11: Segundo paso de un mensaje de control;
- 00: Tercer paso de un mensaje de control;
- 10: Todos los demás mensajes de dirección.

Los otros 2 bits se emplean para extender el número de direcciones.

Así pues, el sistema puede manejar 1000 direcciones diferentes para indicación remota, telemedida y telecómputo. Estas 1000 direcciones pueden distribuirse entre el programa cíclico normal, el programa de exploración prioritaria y el programa de registro.

La capacidad del programa manual es también de 1000 direcciones, siendo los 2 primeros bits de función los que distinguen las instrucciones del programa manual de las instrucciones de los demás programas.

Cuando se utilizan los dos últimos bits de función, la capacidad del sistema aumenta hasta 4000 direcciones para los programas manuales y 4000 para los programas restantes.

La capacidad de información del telegrama de datos es de 13 bits, 12 de los cuales se utilizan normalmente. El bit 13 se emplea únicamente en casos especiales, tal como para indicar el signo de las medidas.

Una palabra de datos puede entonces contener 12 indicaciones o alarmas simples, o 6 indicaciones o alarmas dobles.

Si la palabra de datos se aplica a una medida, puede contener una medida de 1 %, o una medida del 0,1 %, ambas con signo y expresadas en código decimal binario.

Si se trata de un telecómputo, cada telegrama puede contener 3 dígitos expresados en código decimal binario.

3.4 Transmisión

La transmisión se realiza normalmente por un canal telegráfico de modulación de frecuencia, en via unilateral reversible, sobre 4 ó 2 hilos dependiendo de las condiciones de explotación.

La velocidad de transmisión puede variar entre 50 baudios y 1200 baudios.

3.5 Duración del telegrama y del ciclo

3.5.1 Duración del telegrama de indicación y telecómputo

El tiempo necesario para intercambiar una información entre la estación principal y una estación satélite, dependiendo de la velocidad de transmisión, es:

$$T = 22 p + t + 19 p + 4 p + d$$

donde:

- p: duración del período del reloj,
- 22 p: duración del mensaje de instrucción,
- t: intervalo comprendido entre el final del mensaje de instrucción y el comienzo del envio del mensaje de datos en la estación satélite;

- t: 7,5 milisegundos para indicación y telecómputo,
- 19 p: duración del mensaje de datos,
- 4 p: intervalo entre los mensajes de datos y de instrucción en la estación maestra.
- d: tiempo de transmisión total; si la transmisión es a F.V., entonces: d = 2 dl + 4 dm donde: dl = retraso en la línea y dm = retraso en el modem, es decir el retraso producido en los canales de envío y de recepción.

A 200 bauds: $T = 45 \times 5 + 7.5 + d = 233 \text{ ms} + d$. A 600 bauds: $T = 45 \times 1.67 + 7.5 + d = 83 \text{ ms} + d$. A 1200 bauds: $T = 45 \times 0.83 + 7.5 + d = 45 \text{ ms} + d$.

3.5.2 Duración del telegrama de una medida

El tiempo empleado en una medida, utilizando un convertidor analógico-digital con un tiempo de conversión de 20 ms, es:

T=45~p+t+20+d, con t=7.5~ms. A 200 bauds: $T=45\times5+7.5+20+d=253~ms+d$. A 600 bauds: $T=45\times1.67+7.5+20+d=103~ms+d$. A 1200 bauds: $T=45\times0.83+7.5+20+d=65~ms+d$.

3.5.3 Duración de un telegrama de control remoto y teleregulación

El tiempo total exigido por un control remoto o una tele-regulación, comprendido entre el comienzo del primer mensaje y la iniciación del control en la estación satélite, es:

T=45 p+t+45 p+t+22 p+2,5 d.= 112 p+2 t+2,5 d, con t=30 ms. A 200 bauds: $T=112 \times 5+2 \times 30+2,5 d$ = 620 ms + 2,5 d. A 600 bauds: $T=112 \times 1,67+2 \times 30+2,5 d$ = 250 ms + 2,5 d. A 1200 bauds: $T=112 \times 0,83+2 \times 30+2,5 d$ = 155 ms + 2,5 d.

3.5.4 Duración del ciclo

La duración de un ciclo del programa cíclico es igual al intervalo de tiempo transcurrido entre dos interrogaciones sucesivas de un mismo elemento.

La duración real del ciclo en el sistema DIGITEL 1000 no es constante ya que el programa cíclico puede ser interrumpido por otro programa distinto.

La duración mínima del ciclo es igual al número de instrucciones que contiene multiplicado por la duración del telegrama.

La duración del ciclo puede reducirse introduciendo un circuito de interrogación "por cambio de estado", que permite pasar por alto la información de indicación en donde no se ha producido un cambio de estado, como se mencionó en el apartado 3.2.4.

3.6 Seguridad de funcionamiento

La seguridad del funcionamiento del sistema está basada fundamentalmente en la protección contra los errores de transmisión y la protección contra los fallos del circuito.

3.6.1 Protección contra los errores de transmisión

Cada telegrama está protegido por un código de control de error de 5 bits.

Consiste en un código cíclico, que se genera considerando los dígitos binarios del mensaje como coeficientes de un polinomio, que se divide por un generador polinómico. El resto de la división constituye el código de control de error.

El código de error se regenera nuevamente en el terminal receptor a partir de la información recibida y se compara con el código de control de error recibido.

La generación del código se lleva a cabo mediante un registro de desplazamiento provisto de conexiones de realimentación.

El generador polinómico es de la forma $1 + x^2 + x^5$.

Este código permite detectar:

- todos los errores simples;
- todos los errores dobles:
- cualquier paquete de errores simples inferior a 5 bits;
- el 93,8 % de los paquetes de errores simples de 6 bits;
- el 96,9 % de los paquetes de errores simples de más de 6 bits.

A este respecto, consultar el artículo "Códigos cíclicos para detección de error", W. W. Peterson y D. T. Brown, PIRE. Enero 1961.

Los sistemas de transmisión que satisfacen las normas del CCITT tienen una probabilidad de error por ruido aleatorio de 10⁻⁵ por bit. La mejora obtenida en la tasa de error del telegrama por el hecho de utilizar el código de control de error es aproximadamente igual a 10⁹.

En lo que respecta al control remoto y tele-regulación se facilita una protección adicional bajo la forma de un reenvio de información desde la estación satélite hacia la estación principal.

Si un mensaje recibido por la estación principal resulta rechazado, se repite la instrucción correspondiente hasta obtener una respuesta correcta.

No obstante, si después de interrogar cuatro veces consecutivos el mismo elemento, no se recibe ninguna respuesta correcta, se provoca la aparición de una alarma y el programa salta a la instrucción siguiente.

Cuando un mensaje de interrogación es rechazado por la estación satélite, ésta se limita a no responder, con lo que, transcurrido un cierto tiempo, la estación principal repite automáticamente el mensaje de interrogación, insistiendo hasta 4 veces seguidas.

3.6.2 Protección contra los fallos del circuito

El empleo en la parte central del sistema de una lógica con diodos y transistores de silicio, calculada según el procedimiento del "caso más desfavorable", y llevada a la práctica con componentes de alta calidad, contribuye a reducir al mínimo los fallos del circuito.

En los circuitos periféricos se han utilizado relés con contactos mojados al mercurio y relés de lengüeta (reed) de alta calidad.

Se han aplicado los relés sin cierre hermético únicamente en el diseño de los circuitos de función individual.

Un segundo nivel de protección contra los fallos del circuito está constituído por la presencia de circuitos de

autodetección de error. El programa cíclico incluye una instrucción de comprobación asociada a cada una de las estaciones satélites, sirviendo para verificar automáticamente el funcionamiento correcto de las partes centrales de la estación principal y la estación satélite.

Las unidades de alimentación y los contadores de direcciónes de los programas incorporan también circuitos capaces de detectar su funcionamiento erróneo.

Con objeto de impedir que se ejecuten operaciones de control incorrectas o transferencias de información erróneas, se ha previsto una serie de circuitos que comprueban que únicamente una dirección ha sido decodificada. En el caso de producirse una falta en el circuito podría haberse decodificado más de una dirección.

4. Descripción del circuito

4.1 Descripción del circuito de la estación principal

La figura 2 representa el diagrama de bloques de la estación principal.

El funcionamiento general es como sigue:

La dirección del elemento que debe interrogarse viene definida por la posición del contador de direcciones del programa que está siendo tratado, o por los circuitos de entrada del programa manual cuando es este programa el que está presente.

Esta dirección se transfiere en paralelo en 16 bits, hacia el registro de desplazamiento de transmisión, junto con el código que define la función, dado por el circuito programador.

El registro de desplazamiento efectúa entonces un desplazamiento en serie, modulando el canal de transmisión. Los bits desplazados son enviados simultáneamente al circuito de control de error, para generar los bits de redundancia. Estos bits de redundancia se transmiten inmediatamente después del último bit de la instrucción.

Estas operaciones están controladas por un contador de posiciones, a su vez gobernado por el reloj.

La instrucción es decodificada en la estación satélite, retransmitiéndose la información requerida en la forma de un telegrama de información. El frente positivo del bit de arranque de este telegrama repone el reloj y el contador de posiciones, sincronizando la estación principal durante el proceso de recepción del telegrama con la estación satélite que transmite. El telegrama de información es entonces transferido en serie hacia el registro de desplazamiento de recepción. La información entra simultáneamente en el circuito de control de error, donde se generan los bits de redundancia que corresponden a la información recibida. Una vez completada la recepción, el circuito de control de error compara los bits de control de error recibidos con los bits de redundancia generados a partir de la información recibida.

Si en la transmisión no se ha producido ningún error, los bits recibidos y los bits generados serán idénticos. En ese caso, la información, la dirección y la función se transfieren en paralelo hacia las memorias intermedias.

La dirección y la función se decodifican, excitando un relé de dirección.

Si se cumplen las condiciones apropiadas, se transfiere la información a la memoria electromecánica de vi-

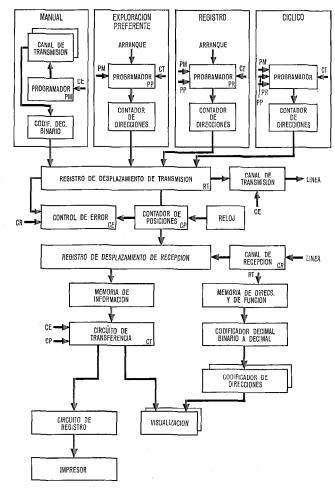


Fig. 2 Diagrama de bloques de la estación principal.

sualización o a los circuitos de registro, utilizando para ello el circuito de transferencia. Las condiciones que deben cumplirse son:

- 1 Recepción de un bit de arranque.
- 2 Prueba de control de error positiva;
- 3 Solamente una dirección ha resultado activada.

Los circuitos de programación de los tres programas de exploración comprenden un circuito *programador* y un contador de direcciones.

El circuito programador contiene la lógica que introduce o retira un programa de funcionamiento.

Los contadores de direcciones determinan la secuencia de las direcciones sometidas a interrogación.

El programa de exploración cíclica contiene además una lógica que gobierna la repetición de la interrogación en el caso de producirse una respuesta rechazable o simplemente no obtenerse respuesta alguna.

El contador de direcciones del programa cíclico tiene la facultad de poder saltar las direcciones que desee, con la doble finalidad de pasar por alto las direcciones no utilizadas o aquellos grupos de direcciones en donde no se haya producido ningún cambio de información.

Los circuitos que constituyen el programa manual comprenden los circuitos de entrada para control remoto, tele-regulación e interrogación a solicitud, el circuito programador, y un codificador decimal binario.

La entrada correspondiente a control contiene unas llaves de control con botones de "giro" y "presión" o pulsadores con unos relés individuales adicionales que intervienen para formar las direcciones de control y la indicación remota correspondiente, así como para guardar en memoria la discordancia entre la posición ordenada y la posición real del dispositivo sometido a control.

La entrada correspondiente a tele-regulación consiste en un pulsador de arranque y dos conmutadores de diez posiciones, uno de los cuales se utiliza para seleccionar la información numérica que debe transmitirse hacia la estación satélite y otro para formar la dirección del dispositivo sometido a regulación.

La entrada de la función de interrogación a solicitud consiste meramente en un pulsador de arranque, ya que se utiliza el mismo selector decimal de direcciones empleado en la tele-regulación.

El circuito programador manual contiene la lógica necesaria para llevar a cabo los cuatro pasos de un control o de una tele-regulación: dirección, información numérica, orden de ejecución e interrogación de la dirección correspondiente. En los tres primeros pasos se procede a efectuar una comparación con la información remitida por la estación satélite. Comprende también unos circuitos de retardo que reponen el programa si no se ha completado cuando se han rechazado cuatro respuestas sucesivas de la estación satélite. El circuito programador provoca una alarma si la orden de control no ha podido finalmente ejecutarse con éxito.

El circuito programador, para tratar las interrogaciones a solicitud, dispone de un contador de 8 posiciones que permite la interrogación de los datos seleccionados cada vez que transcurren ocho instrucciones.

La función del codificador decimal binario es transformar las salidas decimales de los circuitos de entrada del programa manual en un código decimal binario, apto para ser transferido hacia el registro de desplazamiento de transmisión.

El reloj lógico está constituído por un oscilador de cristal seguido de un divisor de frecuencia, que es realmente un contador binario. La sincronización del reloj se lleva a cabo poniendo en su estado cero los biestables del contador.

El contador de posición es un contador binario de 64 posiciones. Está sincronizado con el contador de posiciones de la estación satélite, volviendo a cero sus biestables por la acción del frente positivo del bit de arranque contenido en el mensaje recibido.

El circuito de control de error es un registro de desplazamiento de 5 bits en el que se ha introducido un cierto número de conexiones de realimentación, como se aprecia en la figura 3.

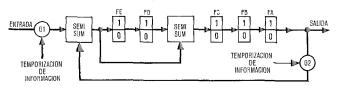


Fig. 3 Generador de bits del control correspondiente a $1 + x^2 + x^5$.

Durante la transmisión del mensaje de instrucción, los bits se aplican en serie a la entrada del generador. Las puertas G1 y G2 estan abiertas. Al finalizar el mensaje de instrucción, los 5 bits contenidos en el registro de desplazamiento del generador constituyen el código de control de error. Al cerrarse las puertas G1 y G2, los 5 bits se desplazan al exterior incorporandose al mensaje de instrucción.

Durante el proceso de recepción del mensaje de datos procedente de la estación satélite, los bits recibidos se aplican a la entrada del generador, estando G1 y G2 abiertos. Cuando termina la recepcion de la parte del mensaje que contiene la información, G1 y G2 se cierran y el contenido del generador se desplaza al exterior comparándose bit a bit con los bits de control de error del mensaje recibido.

La memoria de información y la memoria de dirección y función están constituídas por biestables de dos entradas. Las memorias se utilizan para almacenar la información y la dirección durante la transferencia hacia una memoria electromagnética de visualización.

Las tres décadas que constituyen la dirección y que se encuentran en la memoria de direcciones se decodifican primero, pasando de código decimal binario a código decimal, aplicándose después al codificador de direcciones junto con los bits de función. El codificador de direcciones está dispuesto en forma matricial, con las 10 unidades de los números de dirección en las líneas verticales y un máximo de 100 combinaciones, correspondientes a las cifras de las decenas y las centenas de los números que expresan las direcciones, en las líneas horizontales de la matriz.

Los relés de dirección se encuentran en los puntos de intersección de la matriz.

El circuito de transferencia es también una matriz, estando los relés de dirección situados en las líneas horizontales y los 13 bits de información de la memoria de información en las líneas verticales. Los relés de memoria se encuentran en los puntos de intersección. Los relés de memoria tienen dos bobinas, una de retención y otra conectada al circuito de transferencia.

La visualización de las indicaciones remotas se efectua mediante diferentes programas, a saber:

- un panel obscuro para indicaciones simples y dobles;
- un panel iluminado para indicaciones simples, dobles v flotantes;
- un panel iluminado para alarmas simples y dobles no flotantes;
- un panel iluminado para alarmas simples y dobles flotantes.

El programa de visualización de cómputo ofrece la posibilidad de una visualización analógica, númerica y de registro. La salida analógica presenta una precisión máxima del 1 %.

La visualización numérica y el registro de las medidas disponen de una corrección de escala y de cero, de manera que finalmente se visualiza o imprime el valor real de la cantidad. Otra opcional que puede suministrarse permite la detección de aquellas medidas que sobrepasen unos límites superior o inferior predetermina-

dos. Si ésto ocurre, se provoca una señal de alarma que puede aplicarse para arrancar un ciclo del programa de registro de medidas.

4.2 Descripción del circuito de la estación satélite

La figura 4 muestra el diagrama de bloques correspondientes.

El funcionamiento general es el siguiente:

El telegrama de instrucción se recibe por el canal de recepción, entrando en el registro de desplazamiento de 16 bits, y simultáneamente en el circuito de control de error. Los bits de control de error recibidos son comparados con los bits de control de error generados por el circuito de control de error.

Si la comparacion no indica ningún error y si la dirección recibida pertenece a la estación satélite, se excita un relé de dirección de la memoria de direcciones por la acción del circuito de actuación.

La información de telecómputo, indicación o medida que corresponden a la dirección seleccionada, es transferida en paralelo hacia el registro de desplazamiento, transmitiéndose sucesivamente en serie por el canal de transmisión. El circuito de control de error recibe los bits del mensaje de información conforme van saliendo, procediendo a enviar, incorporándolos al mensaje de datos, los bits de control de error generados durante el proceso.

Para los tres pasos de transmisión de un control remoto o de una tele-regulación, la estación satélite reenvia la información para que sea comparada en la estación principal con el mensaje transmitido.

En el caso de control remoto, el primer paso selecciona una dirección con la memoria de dirección actuan-

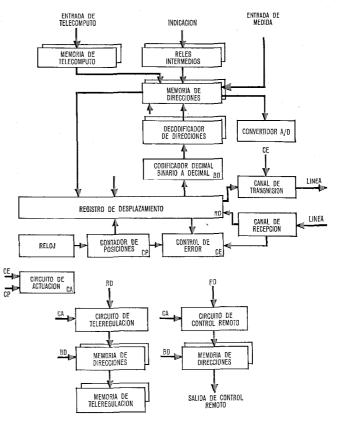


Fig. 4 Diagrama de bloques de la estación satélite.

do un relé de dirección. Una vez que se ha comparado el mensaje enviado a la central principal, el segundo mensaje actua el biestable de "abierto" o "cerrado" del circuito de control remoto. En consecuencia se excita un relé "abierto" o "cerrado". El mensaje que debe ahora remitirse a la estación principal se transmite desde el registro de desplazamiento de la estación satélite directamente a través del relé de "abierto" o "cerrado" excitado, procediéndose a la comparación en la estación principal. Si la comprobación no detecta ningún error se envia el tercer mensaje, que comprende el código de ejecución a la estación satélite. El biestable de ejecución del circuito de control remoto se activa y a su vez excita el relé de ejecución.

El circuito de control se encuentra en este momento cerrado, iniciándose el impulso de control del dispositivo. El final del impulso de control viene determinado bien por la desaparición de la discordancia entre el estado real del dispositivo y el estado ordenado, que debe adoptar, o por una base de tiempos, cuya duración está seleccionada por el relé de dirección de control. En este último caso, el dispositivo no habrá alcanzado la posición ordenada en el intervalo de tiempo preestablecido, provocando el establecimiento de una alarma.

La base de tiempos forma parte del circuito de control remoto y consiste en un multivibrador astable que acciona una cadena de cómputo con puesta a cero variable, gobernada por la selección de los relés de dirección de control.

Si el contador vuelve a la posición 0 antes de que el dispositivo sometido a control haya completado su cambio de estado, se anula también la orden de control y se da una alarma que se transmite hacia la estación principal. La reposición de la alarma se lleva a cabo también desde esta estación por medio de un control remoto especial.

Los valores máximos del impulso de salida son de 100 VA, 2 A y 500 V. Pueden seleccionarse impulsos de hasta 16 duraciones diferentes.

En el caso de una tele-regulación, en el segundo paso se transmite desde la estación principal un número comprendido entre 0 y 999, memorizándose en el circuito de tele-regulación. El mensaje devuelto a la estación principal se transfiere en paralelo hacia el registro de desplazamiento de la estación satélite directamente desde los relés de memoria de tele-regulación excitados. Una vez que se ha recibido y comprobado en la estación satélite la orden de ejecución, el número guardado en memoria es transferido hacia la memoria de tele-regulación individual, seleccionada por el relé de dirección excitado en la memoria de dirección.

El sistema DIGITEL 1000 admite cualquier tipo de convertidor analógica — digital, supuesto que no exija más de 13 bits de salida (bits de signo incluído) y que los niveles lógicos de salida sean adecuados. Como es natural, deberá tenerse también en cuenta el tiempo de conversión. El sistema admite normalmente un tiempo de conversión máximo de 20 ms.

Los cambios de escala y corrección del cero pueden ser incorporados al sistema.

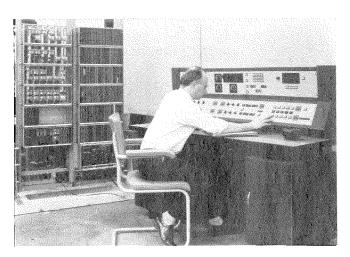


Fig. 5 Vista de la posición de control y equipo en en una estación principal.

Las entradas de indicación no requieren más que un contacto de trabajo en el caso de indicaciones simples, y un contacto de transferencia en el caso de indicaciones dobles, para excitar los *relés intermedios*.

5. Práctica de equipo

La lógica central del sistema se ha realizado con una lógica diodo — transistor de silicio, de 100 KHz, calculada por el método del caso más desfavorable. Los circuitos lógicos van dispuestos sobre tarjetas de circuito impreso enchufables, de dimensiones: 160 mm. de altura; 160 mm. de profundidad.

Las tarjetas de circuito impreso se enchufan en unos cuadros. Un cuadro puede contener hasta 27 tarjetas. Los cuadros van montados finalmente en bastidores de 50 cm. o armarios. Los circuitos periféricos de relés están montados también en tarjetas de circuito impreso de las mismas dimensiones que las de los circuitos electrónicos.

Todas las tarjetas de circuito impreso utilizan uno o dos conectores de 25 puntos.

La práctica de equipos ISEP (International Standard Equipment Practice) se aplica a la totalidad del sistema.

La figura 5 representa una vista general de la estación principal.

6. Facilidades de mantenimiento

Si se produce una parada total del sistema, el tiempo muerto se reduce al mínimo por la rápida localización de la falta y la inmediata sustitución del circuito averiado.

Con esta finalidad, se han previsto las siguientes facilidades que contribuyen a la detección y localización de las faltas:

- la estación principal dispone de un sistema de control, con alarmas y dispositivos de visualización que permiten verificar el funcionamiento correcto de los diversos circuitos del sistema;
- la estación satélite dispone de lugares vacios en los cuadros, pero alambrados de manera que introduciendo ciertas tarjetas de circuito impreso pueda comprobarse el funcionamiento correcto de los circuitos de la estación;

- cada uno de los cuadros de las partes centralizadas de la estación principal y de las satélites tiene una posición libre en la que puede enchufarse una tarjeta de circuito impreso que permite sacar los puntos de prueba a la parte frontal de los cuadros;
- las funciones "a solicitud" permiten la transmisión exclusiva de las informaciones seleccionadas.

El empleo de tarjetas de circuito impreso enchufables facilita la sustitución de los circuitos averiados.

A este efecto puede suministrarse un juego de tarjetas de circuito impreso de reserva.

7. Aplicación

Una aplicación caracteristica del sistema de supervisión DIGITEL 1000 de BTM es el sistema de control remoto de los túneles de tráfico rodado de Bruselas.

El sistema comprende una estación maestra que controla todos los tuneles, cada uno de los cuales constituye una estación satélite. En la actualidad está previsto el funcionamiento inmediato de 12 túneles, pero el sistema de supervisión tendrá una capacidad de extensión hasta 100 túneles.

Las instalaciones electromecánicas que deben controlarse en cada uno de los túneles son: alimentación de alta y baja tensión, programa de alumbrado, ventilación, limpieza automática de las paredes, bombeo, señales de tráfico, y ciertos servicios generales tales como calefacción y ventilación de los edificios anejos. Una función importante es también el telecómputo del número de vehículos.

El programa de transmisión de cada tunel comprende aproximadamente 50 controles remotos y 100 indicaciones remotas, pero deberá extenderse asimismo para cuatro telemedidas del 1 % y ocho telecómputos de 6 décadas.

Las características especiales solicitadas por el usuario son:

- transmisión: dos hilos para cada 20 túneles;
- la información se visualizará en la estación principal sobre un panel único y común a todas las estaciones satélites. El operador podrá seleccionar manualmente la estación satélite que desea visualizar;
- la identidad de la estación satélite en que se haya producido un cambio de estado será indicada automaticamente en la estación principal. Este hecho advierte al operador para que proceda a seleccionar esta estación satélite:
- los cambios de estado de las indicaciones deben registrarse en una cinta perforada;
- algunas de las funciones sometidas a control, tales como la ventilación y el bombeo, podrán tratarse tanto por control remoto como por un control automático local;
- la información que controla el alumbrado de los túneles se obtiene de un elemento fotoeléctrico sensible situado en la estación maestra y que provoca la transmisión automática y simultánea de la instrucción correspondiente a todas las estaciones satélites.

El sistema de supervisión DIGITEL 1000 se adapta particularmente a esta aplicación que requiere un sistema de capacidad media y las facilidades de un sistema de interrogación combinado.

Jozef M. Lauriks nació en Boom, Bélgica, el 30 de Abril de 1931. En 1953 recibió el título de Ingeniero en electricidad y mecánica del Hoger Instituut De Nayer de Malinas, Bélgica. Ese mismo año ingresó en la Bell Telephone Manufacturing Co., incorporándose a la División de Aparatos. En 1961 pasó a la División de Control Industrial, donde se dedica actualmente al desarrollo de sistemas de control remoto.

Experiencia adquirida de la central experimental HE-60 L de Stuttgart-Blumenstrasse

W. RAUSCHER

Dirección de la Administración de Correos y Telecomunicación, Stuttgart

1. Introducción

Una central moderna de conmutación telefónica representa una compleja configuración de unidades que deben trabajar conjuntamente para dar un servicio telefónico satisfactorio. Resulta por lo tanto evidente que la electrónica producirá un gran impacto en el futuro desarrollo de la conmutación telefónica. En la República Federal de Alemania la evolución de la telefonía se caracteriza además por la transición de la selección del tipo paso-a-paso a la selección condicional.

El objeto de la primera fase de esta evolución consiste en desarrollar y probar en condiciones reales los sistemas diseñados, partiendo de nuevos principios de conmutación y caracterizados por la aplicación de nuevos componentes. Las pruebas experimentales en condiciones reales permiten obtener una información valiosísima sobre el comportamiento de los nuevos componentes y circuitos. Por otra parte ponen de manifiesto hasta qué punto pueden centralizarse las funciones de control sin comprometer la seguridad del servicio. Finalmente, dan una indicación del número de personas necesario para la explotación y del entrenamiento y preparación que debe darse al personal de mantenimiento.

El presente artículo expone la experiencia adquirida con la central telefónica de conmutación electrónica de 1900 líneas, desarrollada por Standard Elektrik Lorenz AG. que se ha designado HE-60 L*. La instalación ha estado funcionando dentro del área telefónica local de Stuttgart [1].

2. Diagrama de bloques y funcionamiento

La central experimental (Fig. 1) comprende la red de conmutación (que incluye las redes finales RF, redes de mezcla RM, y las redes direccionales RD) y la red de control (que incluye los registradores Rg y los marcadores MG, MD y MGD). Las líneas de abonados se integran en grupos de control de 2000 líneas. Aún cuando un solo grupo de control hubiera sido suficiente para atender las 1900 líneas conectadas a la central experimental, se han equipado dos grupos con objeto de poder realizar pruebas de interconexión entre grupos diferentes: El grupo A1 contiene 1400 abonados y el A2, 500 abonados.

El tráfico procedente de otros centros de conmutación se cursa a través de los elementos de conexión "C" (ECC), el tráfico saliente hacia otros centros por los elementos de conexión "D" (ECD). Las primera y segunda redes direccionales RD sirven a 11 direcciones de salida con un total de 235 enlaces. Los elementos de conexión "C" tienen acceso, a través de una red de búsqueda de registradores, a los registradores "C" asociados con un marcador de grupo "C" (MGC). Los elementos de conexión "C", el marcador de grupo "C" y los registradores

* En la designación HE-60 L, H representa "Herkon" relé "reed" (hermetischer Kontakt); E eléctrónico y 60 el año.

"C" se integran en un grupo de control especial denominado "Grupo C". Análogamente, los elementos de conexión "D" y los marcadores de grupo "D" se combinan en los "Grupos D".

Para establecer una conexión entre dos grupos distintos, el conectador de grupo pone en comunicación las redes de marcaje durante la duración del proceso.

La seguridad del servicio en los sistemas de selección condicional depende en grado sumo de la duplicación de las unidades comunes y centralizadas. En el sistema HE 60 todas las unidades que atienden a más de 100 líneas han sido, por este motivo, duplicadas. Este criterio se aplica en particular a:

- a) los marcadores de grupo y los marcadores direccionales. Estas unidades atienden a 2000 líneas de abonado. Intervienen alternativamente, pero cuando una de ellas falla, la unidad duplicada es capaz de cursar la totalidad del tráfico;
- b) el traductor de rutas (TR) que sirve a 10.000 líneas. Cada uno de los traductores puede cursar la totalidad del tráfico de la central experimental.
- c) los marcadores de etapa centralizada (MEC). Cada uno de ellos atiende a la mitad de las matrices de conmutación de una etapa individual. En caso de que uno falle, el otro cursará la totalidad del tráfico aunque con una probabilidad de pérdida mayor.

Cada uno de los dos marcadores de la etapa final, MEF, actúa como reserva del otro, sin que los abonados puedan llegar a apreciar el fallo ocasional de cualquiera de ellos.

Los marcadores finales no se han duplicado, ya que cada uno de ellos está únicamente asociado a un grupo de 100 líneas.

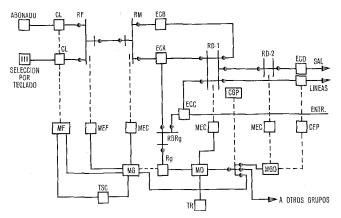


Fig. 1 Diagrama de bloques de la central experimental HE-60.

Circuito de línea RF Red final

MF Marcador final

MEF Marcador de etapa final

MEC Marcador de etapa centralizada

Marcador de grupo MG Traductor de rutas

MGD Marcador de grupo D

Primera red direccional

RM Red de mezcla

ECA Elemento de conexión A

ECB Elemento de conexión B

ECC Elemento de conexión C RBRg Red de búsqueda de registradores

Registrador

TŠC Traductor de clase de servicio CGP Conectador de grupo piloto

CEP Conectador de enlaces de red

Las redes de conmutación, formadas por dos etapas, se controlan por el método denominado de "red piloto" que garantiza que incluso en el caso en que no exista más que un solo camino libre y accesible, resultará seleccionado para la conexión. El hilo perteneciente a la red piloto corre paralelo a los hilos de conversación y a los hilos auxiliares (dos hilos de conversación, un hilo de tasación, un hilo de retención) a través de toda la red de conmutación, incluída la red de búsqueda de registradores RBR. Una señal de "oferta" se aplica desde la salida de la red piloto, propagándose a través de la red, marcando todos las mallas libres que servirían para establecer la conexión. Una señal de aceptación o "toma" se aplica entonces en sentido opuesto a la de oferta, progresando a través de la red por uno solo de los caminos, hasta su destino.

El establecimiento de una llamada entre dos abonados de la central experimental HE-60 se realiza solamente en dos operaciones de marcaje.

1ª operación

Desde el circuito de la línea del abonado que llama se aplica una señal de oferta al hilo piloto. Esta señal progresa saliendo de la red final RF, pasando a través de la red de mezcla RM, la red de búsqueda de registradores RBR y los registradores "A", hasta el marcador de grupo "A". Este marcador selecciona uno de los registradores "A" libres y reenvía una señal de aceptación hacia el circuito de línea. A continuación pasa al estado de disponibilidad para una nueva llamada. El registrador "A" transmite el tono de invitación a marcar al abonado que llama, indicándole que está preparado para recibir la información de selección.

2ª operación

El registrador "A" almacena la información de selección y, una vez recibido el sexto dígito, solicita la intervención del marcador direccional "A" (MDA) transfiriéndose la información de selección. El marcador direccional obtiene del traductor de rutas TR la identidad del grupo de destino a que pertenece el abonado llamado y solicita a continuación la intervención del conectador de grupo de la red piloto (CGP) para conectar la red de marcaje a los elementos de conexión "B" del grupo de destino. El tercer y cuarto dígito permiten identificar el marcador final que corresponde al grupo de 100 líneas solicitado, mientras el quinto y sexto dígito identifican al abonado llamado.

La selección del camino hasta el abonado llamado se inicia entonces aplicando desde su circuito de línea una señal de oferta que se desplaza, etapa tras etapa, hasta el marcador de grupo "A". Desde allí se aplica en sentido opuesto una señal de aceptación, estableciendo uno solo de los varios caminos posibles. El elemento de conexión "B" transmite la corriente de llamada y alimenta a la línea llamada, mientras el elemento de conexión "A" alimenta a la línea de origen.

3. Servicios especiales

Un centro de conmutación telefónica con control por registrador hace posible la introducción de servicios de

nuevas características. En la central experimental HE-60 de Stuttgart los abonados conectados al "Grupo de confort", A2, disponen de un cierto número de nuevos servicios.

3.1 Selección por teclado

La selección por teclado ha sido particularmente bien recibida por los abonados, ya que les permite sacar un máximo partido de la velocidad inherente al sistema HE-60.

En Noviembre de 1965 se solicitó de 52 abonados provistos de aparato con selección por teclado la respuesta a un cuestionario de 67 preguntas, repartidas en cuatro grupos. Todos ellos declararon preferir la selección por teclado a la convencional, por disco giratorio. Aproximadamente los 4/5 dijeron que cometían más errores de selección con aparato de disco que con aparato de teclado, mientras que el 1/5 restante no había apreciado ninguna diferencia en este sentido. Otras preguntas hacían mención al aspecto externo del aparato de teclado, la disposición de las teclas, la presión de las teclas, etc. Todo excepto uno de los interrogados se manifestaron en favor de mantener el diseño actual.

De los interrogados, solamente 42 habían percibido el retraso de la señal de llamada y, de ellos, solo 12 lo consideraron un inconveniente. El ruido producido durante la actuación de las teclas (tonos de frecuencia audible) no lo consideraron de importancia. Solo uno de ellos lo encontró molesto, 12 no lo habían advertido y a 40 no les molestaba en absoluto.

La mayor parte de los interrogados no habían percibido el retraso de la señal de llamada ni el ruido producido por el teclado hasta que se enfrentaron con el cuestionario. Esto permite llegar a la conclusión de que los usuarios del teléfono no prestan demasiada atención a los detalles accesorios, si el manejo del aparato que se les ofrece es sencillo y sin complicaciones.

3.2 Selección abreviada

Un número limitado de abonados tiene acceso a este servicio especial, que les permite seleccionar 11 números de entre aquellos a los que llaman con más frecuencia, de hasta 15 dígitos cada uno, marcando únicamente un dígito. En la central experimental de Stuttgart, 15 abonados de 16 posibles disponen de este servicio.

3.3 Servicio de abonado ausente y contestación

Cuando un abonado pasa a hacer uso de este servicio, las llamadas dirigidas a él son transferidas automáticamente hacia una posición especial donde son atendidas por un operador. La conmutación al servicio ausente puede realizarse bajo el control del propio abonado o de un operador. En el primer caso se prevé un código especial que identifica la solicitud del servicio. Durante 1965 y 1966 se ha utilizado el servicio en la forma siguiente:

	1965	1966
Transferencia pedida por operador	114	85
Transferencia pedida por el abonado	8	18

Aunque los abonados conocen la existencia de este servicio por habérseles comunicado por escrito, no hacen realmente un uso muy extenso del mismo.

4. Conexiones de prueba

En la central experimental se ha generado un tráfico artificial durante períodos que oscilaron entre 8 y 16 horas por semana, por medio de un equipo de prueba de conexiones que consta de una unidad principal, una unidad de conexión y una unidad de prueba de números (Fig. 2). La unidad principal incorpora un emisor automático de dígitos. El control de la secuencia automática y la evaluación de los resultados obtenidos se lleva a cabo mediante un equipo de evaluación de pruebas. La unidad de conexión va tomando 16 circuitos de línea según una secuencia cíclica, mientras la unidad de prueba de números comprende 16 terminales que se toman también secuencialmente.

El equipo de prueba de conexiones indica las condiciones de falta mostradas en la tabla 1.

En noviembre de 1965 y Abril de 1967 se llevaron a cabo en la central experimental una serie de conexiones de prueba, 6.000 en cada una de las ocasiones (las pruebas se realizaron sin proceder a reparar las faltas encontradas). Las pruebas realizadas en Noviembre de 1965 lo fueron con los valores de relación de impulsos, atenuación y tensión de ruido especificados para los sistemas convencionales:

- a) relacion de impulsos (impulso intervalo): 72 ms/31 ms y 51 ms/48 ms, alternando cada 500 conexiones de prueba;
 - b) atenuación $a_r = 5.4$ db (0.6 N);
- c) tensión de ruido 100 mV, ruido admisible durante 200 ms cada 10 segundos. La duración de todos los picos de ruido que excedan de 100 mV se suma también, dando indicación de falta tan pronto como el valor total de la suma sobrepase el límite permitido (es decir 200 ms). El ruido puede estar formado por varios picos de corta duracion.

De los 6.000 intentos de conexión, 5.998 se completaron con éxito, correspondiendo las dos indicaciones de falta a una condición de "todos los caminos ocupados" y "abonado no contesta", ambas debidas al funcionamiento del equipo.

Tabla 1

Irregularidad	Procedimiento de prueba	Indicación		
No hay tono de invitación a marcar	Comprobar los 450 Hz	Para t > 2.800 ms		
2. Todos los caminos ocupados	Comprobar los 450 Hz del tono de ocupación, código Morse "e" durante el intervalo entre dígitos	Tono de ocupación		
3. Impedancia excesiva	Medir durante el intervalo entre dígitos, 500 ms, 1100 Hz.	Principalmente durante conexiones dobles (probado por el propio sistema HE-60)		
4. No prueba la etapa final	Tierra como señal de reconocimiento	Conexión incompleta o errónea		
5. No hay Ilamada	Comprobar la corriente de llamada durante 10 s (a partir de la toma del número probado)	Ausencia de corriente de llamada		
6. El abonado no contesta	Aplicación de 800 Hz en la unidad de prueba de números	Ausencia de 800 Hz		
7. Atenuación excesiva	Transmisión de 800 Hz, duración 2.000 ms.	Cuando se sobrepasa el valor $a_{ m r}$ establecido		
8. Ruído máximo excedido	Medida de la tensión y duracion del ruido en el filtro A	Cuando los límites establecidos se sobrepasan		
9. Cómputo prematuro	Registro de los impulsos de cómputo antes de liberar la conexión	Cuando los impulsos de cómputo > 60 ms se registran		
10. No se tasan las las llamadas locales	Comprobar que el impulso de cómputo > 1 s después de la liberación	Cuando el impulso es demasiado corto (< 1 s) o está ausente		

Tabla 2

Conexiones probadas	de: a:	0 1000	1001 2000	2001 2500	2501 3000	3001 3500	3501 3700	3701 5000	5001 5500	5501 6000
Relación entre la duraci impulsos y el intervalo e		72 31	51 48	51 39	59 31	51 39	35 65	75 35	51 48	72 31
Impulso + intervalo (ms)	103	99	90	90	90	100	110	99	103
Intervalo entre dígitos (ı	ns)	1000	1000	500	500	500	500	500	500	500
Anomalías en la numera	ción	0	0	o	0	0	2	2	0	1

Tabla 3

Conexiones probadas	de: a:	0 500	501 1000	1001 1500	1501 2000	2001 2500	2501 3000	3001 6000
Límite fijado para atenuaci a_r (Neperios)	ón	0,4	0,3	0,2	0,2	0,2	0,2	0,3
Fallos indicados (fuera de límites)		0	1	16	24	16	29	0

Un resultado tan favorable se debe en gran parte a las pruebas funcionales y de línea que llevan a cabo normalmente cada uno de los marcadores de la central HE 60. En el proceso de establecimiento de todas y cada una de las llamadas se prueba la continuidad y la aparición de potenciales extraños en los hilos a, b, c y z (dos de conversación, uno de cómputo y otro de retención).

Con objeto de determinar en que circunstancia comenzarían a aparecer más indicaciones de falta, en Abril de 1967 se aplicaron unas condiciones de prueba mucho más severas.

4.1 Confiabilidad en la recepción de los impulsos marcados por disco

La mayor parte de las líneas de la red telefónica de Stuttgart se identifican con seis dígitos. Así pues, durante las 6.000 conexiones de prueba hubo de marcarse un total de 36.000 dígitos.

Como puede verse en la tabla 2, los fallos se presentaron únicamente con relación de impulsos muy desfavorable y con unos intervalos entre dígitos extremadamente cortos.

4.2 Atenuación excesiva (tabla 3)

Los resultados pueden resumirse como sigue:

500 conexiones de prueba con $a_{\rm r}=$ 0,4 N (3,5 db): ningun fallo

3.500 conexiones de prueba con $a_{\rm r}=$ 0,3 N (2,6 db): 1 fallo

2.000 conexiones de prueba con $a_{\rm r}=0.2$ N (1,7 db): 85 fallos.

La atenuación global del sistema comprende básicamente la atenuación del circuito de alimentación de los elementos de conexión "A" y "B", que se eleva a 0,08 N (0,63 db) en cada uno de ellos, la atenuación en los filtros de cómputo de 16 KHz, igual a 0,03 N (0,26 db), y la producida por el alambrado. Sin tener en cuenta el alam-

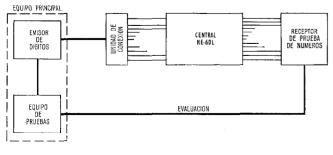


Fig. 2 Equipo de prueba de conexiones

brado es igual a $0.08+0.08+0.03\,N=0.19\,N$ (1.72 db). Tomando además en consideración la tolerancia de la unidad de prueba de conexiones, es facil comprender la presencia de fallos al adoptar un límite de $0.2\,N$ (1.74 db).

4.3 Ruido

En las 3.000 primeras conexiones de pruebas, con un valor limite de 100 mV y una duración del ruido de 200 ms, no se presentó ningún fallo.

El resultado obtenido en las restantes 3.000 conexiones está representado en la figura 3.

Como era de prever, los fallos tuvieron lugar con mayor frecuencia con límites de tensión de ruido extremadamente bajos (1 mV). Cuando el límite se fijó en 5 mV, se registraron únicamente 4 fallos en 1.000 conexiones de prueba. En comparación con los sistemas telefónicos convencionales, esta cifra representa una tasa de fallos muy baja.

Los usuarios no apreciaron ninguna molestia ni con una pérdida de inserción de 2,6 db ni con una tensión de ruido de 5 mV.

La unidad de prueba de conexiones, ademas de las anomalias anteriores, registró 10 fallos de "ausencia de tono de invitación a marcar". Esto significa que únicamente el $1,6^{\,0}/_{00}$ de todas las conexiones sobrepasó los 2,8 segundos de espera máxima. Hay que destacar, por otra parte, que anomalías tales como conexiones dobles y errores de cómputo, particularmente molestas para los usuarios, no se presentaron en absoluto.

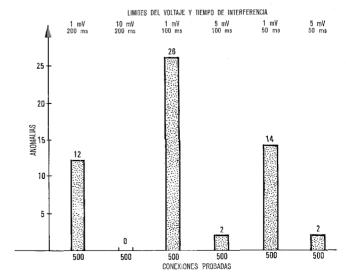


Fig. 3 Resultado de las pruebas de ruido utilizando el equipo de prueba de conexiones.

5. Análisis de la estadística de fallos

El diario de la central experimental menciona un total de 852 anomalías entre Agosto de 1963 y Diciembre de 1966. Solamente 108 de estas anomalías (es decir, el 12,7 %) se atribuyeron a la central experimental misma, mientras que las 744 restantes fueron debidas a fallos producidos en otros centros de conmutación y a la red de cables externa, así como a la conducta de los abonados. La figura 4 muestra la tasa media de fallos por mes, que varía entre 1,66 y 3,1 fallos. El valor medio en 31/2 años de funcionamiento es de 2,63 fallos por mes. La figura 4 muestra además, a título de referencia, el número medio de líneas de abonado conectadas a la central. Se aprecia que aún cuando el número de abonados en servicio se incrementó en un factor 2,5, la tasa de fallos presenta una cierta tendencia a disminuir. Esto viene a indicar que ni el grado de utilización de la capacidad de la central, ni el tiempo de funcionamiento real de la instalación, influyen sobre la tasa de fallos. Así pues, no tiene objeto calcular proporcionalmente a partir de estas cifras los fallos que corresponderían a 100 líneas por mes. Por lo tanto, establecer una comparación con los sistemas convencionales sería imposible ya que en los sistemas centralizados no aumenta con el número de líneas de abonado más que el número de circuitos de línea, de redes de conmutación y de elementos de conexión.

La rapidez y el método de detección de fallos presentan una gran importancia en los sistemas automáticos. Cuanto antes se detecte y repare el fallo, menos conexiones resultarán afectadas. No mencionaremos aquí más que los cuatro tipos de indicación de fallos más importantes:

- a) indicación del fallo por alarma, circuitos de prueba y de control incorporados al sistema,
- b) reconocimiento del fallo mediante pruebas funcionales, utilizando el equipo de pruebas manual,
 - c) informes recibidos de otros centros de conmutación,
- d) reclamaciones de los usuarios, facilitadas normalmente a través de los departamentos de mantenimiento.

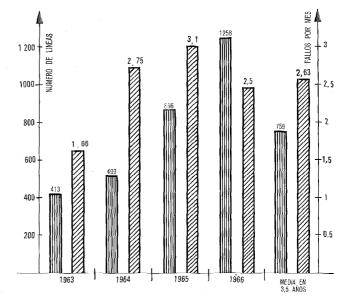
Las pruebas funcionales manuales, que se llevan a cabo actualmente con intervalos de seis semanas, cubren las siguientes partes del sistema.

- a) pruebas de la red piloto,
- b) prueba de los elementos de conexión "A", "B" y
 "C" (señales de tono, tarificación, pérdida y equilibrio),
- c) registradores "A" (almacenamiento de la información de selección y desconexión),
- d) registradores "C" (final de selección, todos los caminos ocupados y desconexión),
 - e) cómputo de las llamadas.

Los resultados de las pruebas han sido tan excelentes que se está considerando la posibilidad de alargar el intervalo entre pruebas sucesivas.

La figura 5 muestra la distribución de los fallos, clasificados por la forma como han sido detectados y registrados durante los 3 años y medio de funcionamiento.

Hay que destacar el gran porcentaje de fallos detectados por los circuitos de prueba y de control del sistema. El número de conexiones afectadas por estos fallos es



- NUMERO MEDIO DE LINEAS EN EL AÑO
- FALLOS POR MES

Fig. 4 Número medio de líneas de abonado y fallos por mes.

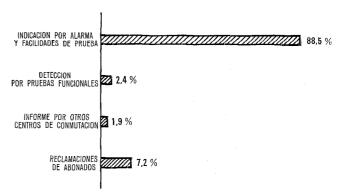


Fig. 5 Distribución de las indicaciones de fallos.

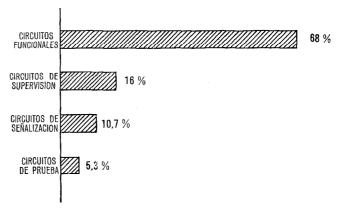


Fig. 6 Distribución de fallos por partes del sistema.

aproximadamente igual al número de ellos, lo que quiere decir que la presencia de un fallo lleva consigo su indicación. Los fallos detectados por otros medios precisan en ocasiones horas y días de trabajo de localización. No es dificil calcular el número de conexiones que resultan afectadas por un fallo que persiste durante un período

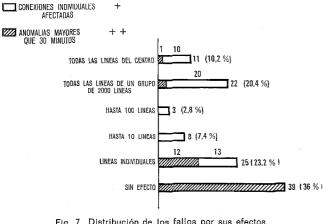


Fig. 7 Distribución de los fallos por sus efectos. + Fallo no total; causado por manipulación manual incorrecta. ++ Intervino el marcador duplicado

de tiempo prolongado. La ventaja inherente de la facilidad de detección de fallos incorporada al sistema, es que limita su duración.

En la figura 6 los 108 fallos registrados en el sistema se han distribuído según su localización, y en la figura 7, por su efecto sobre el servicio.

Como puede verse, el 36 % de los fallos no afectaron en absoluto al tráfico telefónico, y el 23,2 % afectó únicamente a líneas individuales.

6. Fallos de componentes

En las centrales experimentales el interés se centra principalmente en aquellos componentes mas numerosos. En el caso del sistema HE 60 estos son los relés de lengüeta Herkon, diodos y transistores. La seguridad del funcionamiento de la instalación depende en gran parte de la confiabilidad de estos componentes.

Durante el período de observación, es decir 26.280 horas de funcionamiento (Δt) se reemplazaron los siguientes componentes defectuosos:

15 contactos de relés

(de un total de 335.000 contactos) de lengüeta (de un total de 150.000 diodos) 5 diodos

3 transistores (de un total de 12.000 transistores)

A partir de estas cifras puede deducirse la tasa de fallos por componente y por hora,

$$\lambda = \frac{1}{N} \times \frac{\Delta N}{\Delta t}$$
, donde N es el número total de componentes de un tipo determinado.

La tasa de fallos de cada componente es la siguiente:

— contactos de lengüeta $\lambda = 1.7 \times 10^{-9}/h$

 $\lambda = 1.27 \times 10^{-9}/h$ - diodos $\lambda = 9.5 \times 10^{-9}/h$. - transistores

La inversa de la tasa de fallo es el tiempo medio entre

fallos $(m = \frac{1}{\lambda})$. Se obtienen los siguientes valores:

— contactos de lengüeta $m=5.9 \times 10^8$ horas,

o 67.500 años

- diodos $m=7.9 \times 10^8$ horas,

o 90.000 años

 $m = 1.05 \times 10^{8}$ horas, - transistores

o 12.000 años.

Teniendo en cuenta el número total de componentes utilizados, estas cifras indican que deberá reemplazarse como promedio:

- un contacto de lengüeta cada 2,4 meses,
- un diodo cada 7,2 meses,
- un transistor cada 12 meses.

Los contactos de lengüeta herméticamente sellados han demostrado, en consecuencia, ser capaces de cumplir especificaciones de longevidad.

Conviene mencionar, para terminar, que la central experimental no disponía de aire acondicionado, la temperatura ambiente varió entre 20 y 32 °C y la humedad absoluta del aire entre 4 g/m³ y 18 g/m³.

Referencias

[1] H. Schönemeyer: La central experimental de Stuttgart, primera aplicación del sistema de conmutación quasi-electrónico HE-60, Electrical Communication Vol. 39 (1964), No 2, págs. 244-259.

W. Rauscher nació en Rommelsbach, Alemania, el 10 de Diciembre de 1905. De 1927 á 1930 estudió en Staatliche Ingenieurschule de Esslingen, donde se graduó en ingeniería eléctrica. En 1930 se incorporó al Deutsche Bundespost (Administración alemana) donde ha intervenido en la planificación, diseño y explotación de centros de conmutación telefónica. En 1963 fué designado consultor en conmutación telefónica del Post Office Directorate de Stuttgart.

Moderno equipo radio de H. F. para comunicaciones Punto a Punto

L. J. HEATON-ARMSTRONG
B. S. JACKSON
Standard Telephones and Cables Limited, Londres

1. Introducción

La comunicación por radio de H. F., continúa teniendo un gran papel en las comunicaciones mundiales. Los servicios de radiotelegrafía, telex, comunicaciones militares, servicios entre los barcos y estaciones costeras y de difusión meteorológica, se aprovechan de todos los adelantos modernos en este campo.

El advenimiento de la comunicación por satélites y cables submarinos, ha abierto nuevos servicios de rutas de alimentación y ha creado pedidos adicionales para circuitos en nuevas rutas. La radio de H.F. es complementaria de estos sistemas de comunicación.

Los equipos modernos utilizan la emisión de banda lateral independiente. Por esta técnica una portadora se alimenta en dos canales separados y cada canal se modula por un suministro de información diferente, de tal modo que se producen dos emisiones dobles de bandas laterales. Se seleccionan la banda lateral superior de un canal y la inferior del otro y se combinan para producir lo que se conoce como emisión de banda lateral independiente a causa de que cada banda lateral contiene una información que es independiente de la otra banda lateral.

Este sistema hace disponibles dos canales de audio, cada uno de 6 KHz, de ancho de banda, en el cual pueden introducirse cuatro canales para conversación. Alternativamente pueden obtenerse dieciseis canales telegráficos a frecuencia audio en lugar de uno de los canales de conversación y también pueden emplearse una mezcla de canales de conversación y telegráficos.

Esto proporciona un aumento considerable en el flujo de información que puede ser conducido por el enlace de H.F., haciendo por consiguiente preciso un mayor grado de confiabilidad. En el caso de un fallo, el circuito debe restablecerse rápidamente por la conmutación de un equipo de reserva. Además es necesario cambiar la frecuencia tres o cuatro veces cada veinticuatro horas, debido a cambios en la ionosfera. En los procedimientos anteriores, ésto se realizaba, pasando rápidamente a la siguiente frecuencia o teniendo equipo de reserva trabajando previamente en la frecuencia siguiente y haciendo una conmutación casi instantanéa en el equipo terminal.

Sin embargo, transmisores y receptores sintonizados automaticamente combinados con sistemas automáticos de vigilancia y conmutación proporcionan estas facilidades con un minimo de personal trabajando. También las dimensiones reducidas de los equipos modernos permiten que los edificios sean más pequeños. Estas reducciones en el personal de servicio y de planta en los edificios, es vital para la operacion económica de enlaces radio de H.F. Este concepto de estaciones de radio controladas automaticamente, es lo que se ha definido con el nombre "STANFAST".*

* "STANFAST", marca registrada por STC.

2. Equipo de la estación transmisora

2.1 General

El sistema sencillo de transmisores, cada uno asignado al circuito de entrada de señal y al de salida de antena, todavía cumple las exigencias de muchas estaciones transmisoras pequeñas. Existe poca flexibilidad en este dispositivo y lo más corriente es suministrar una conmutación de entrada y salida a fin de que el transmisor pueda utilizarse para otros servicios o ser reemplazado en caso de fallo.

El control de este tipo de sistema está normalmente concentrado en un pupitre o bastidor central, teniendo cada transmisor su panel de control, con paneles adicionales que proporcionan un control de la conmutación de entradas y salidas.

En estaciones transmisoras mayores, el proceso completo de establecer un camino de señal puede ser automatizado por una sencilla accion del operador, la de poner el conmutador de servicio en la posición requerida. Esta acción hace que el sistema de control inicie la búsqueda de un transmisor libre, y cuando se encuentra se conecte a la señal de entrada y sistema de antena requeridos. Al transmisor se le da información sobre la frecuencia y entonces se pone en marcha, se sintoniza, se prueba y se pone en tráfico sin posterior intervención del operador.

Durante el tráfico el equipo está continuamente controlado en cuanto al nivel de salida correcto, y un fallo del transmisor le conmutaría automaticamente a un equipo libre.

Para evitar un corte de tráfico cuando se cambia una frecuencia que está fallando, puede emplearse un período de dualidad de ambas frecuencias y también aquí el sistema automático mejora la utilización del equipo debido a la sencillez con que el mismo puede ponerse en servicio durante el período de cambio.

2.2 Camino de la señal

Un sistema STANFAST puede cubrir desde una combinación sencilla modulador/transmisor hasta la de un grupo completamente automático. Este último se representa en la figura 1. Las líneas de entrada llevan, bien circuitos telefónicos, o de telegrafía de frecuencia vocal, al equipo modulador de B.L.I. o señales de manipulación de c.c. al equipo modulador de variación de frecuencia (MVF)*. La salida del equipo modulador es a 100 KHz y se duplica a efectos de posible dualidad. Un conmutador de barras cruzadas interconecta las salidas de modulador a las entradas de transmisor y otro posterior conecta las salidas de transmisor a los alimentadores de antena que conducen a los transformadores de adaptación y antenas. El transmisor consta de dos partes, no necesariamente contiguas; la primera es el excitador de H.F. que sin-

^{*} En inglés f. s. k. (frequency shift keying).

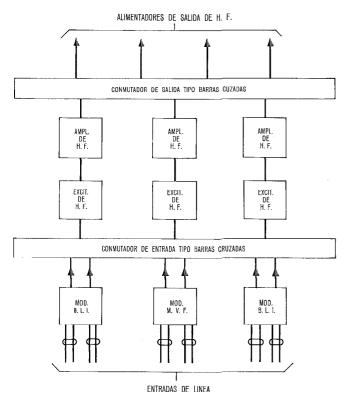


Fig. 1 Estación transmisora; camino de la señal.

tetiza una frecuencia y la modula con las señales de entrada para obtener la señal de frecuencia de salida precisa; la segunda es el amplificador de H.F. que eleva el nivel de potencia al necesario para la transmisión.

2.3 Sistema de control

Donde el sistema transmisor es suficientemente importante, y en particular con el equipo automático moderno, los dispositivos de control y comprobación están concentrados en un punto central. Cada transmisor tiene su propio panel en el que están disponibles las funciones normales de encendido o apagado, selección de frecuencia e indicación del estado del equipo. Otros paneles facilitan la conmutación de antena, las combinaciones de entrada y la vigilancia. Este tipo de control se realiza sobre líneas de c.c. que pueden tener algunos kilómetros de longitud si es necesario. Para mayor distancia se emplea un sistema de control remoto que utiliza señalización a frecuencia vocal sobre línea única, con circuitos intermedios adecuados de conexión en cada extremo.

Para el contrato con el B. P. O. de la estación radio de Ongar se está suministrando un sistema completamente automático basado en exigencias de servicio y no del equipo transmisor. Este sistema es similar al instalado por el B. P. O. en Leafield. [1, 2]. En Ongar cada servicio tiene su propio panel de control con uno o dos conmutadores de selección de frecuencia, dependiendo el número de, si el servicio ha de ser duplicado, o no. Cuando se selecciona una frecuencia, los selectores del sistema de control buscan un transmisor libre y una vez encontrado se conecta al modulador y antena asociados con el servicio escogido. Al sistema se dá indicación de

ocupado para evitar su reselección. Todas las frecuencias utilizadas en la estación se almacenan en un registrador al que se conecta el excitador de H.F., que es parte del transmisor, durante unos pocos segundos, a fin de prepararse la frecuencia escogida. La señal nominal de tráfico que va del modulador al excitador de H.F. se reemplaza por una señal de sintonía que es una frecuencia única a un nivel de -6 db con referencia a la condición de plena potencia. El transmisor se conmuta a "encendido" y "sintonía". Cuando el sistema de control advierte que la sintonía está completada, la condición de señal de sintonía cambia, para dar, bien plena potencia en funcionamiento M.V.F., o dos tonos para plena potencia de envolvente de pico en funcionamiento B.L.I. Después se pone en funcionamiento el sistema de vigilancia que comprueba que el nivel de salida es correcto; si lo es, se restituyen las señales de tráfico. Si no fuera correcto, el transmisor podría ser rechazado, comenzando de nuevo el proceso con un nuevo transmisor.

Este sistema, basado en la selección del servicio, puede ser también controlado a distancia y es menos complejo para una estación equivalente de igual importancia ya que la acción del control inicial es más simple.

2.4 Equipo de modulación

Con la progresiva introducción de los circuitos de cable que dan alta calidad telefónica sin desvanecimiento ni otros efectos característicos del canal de comunicación por H.F., el tráfico telefónico ha declinado y el tráfico predominante sobre los circuitos de H.F. es telegráfico. Este tráfico se obtiene en los circuitos de baja capacidad con manipulación por desplazamiento de frecuencia (F_1) de la portadora o por circuitos multiplex telegráficos en frecuencia audio (A7b) sobre emisión de B.L.I. También se emplea manipulación por desplazamiento de tono en un canal único de frecuencia audio con la portadora completamente suprimida.

Estos tipos de emisión (A7b, F1) y otros requeridos se obtienen por medio de moduladores. Este equipo está completamente transistorizado en la práctica actual y es de gran confiabilidad. En el sistema "STANFAST" está clasificado como equipo de línea y está permanentemente unido a la línea de entrada y preparado para el tipo de emisión requerido. Existe una selección a distancia de las diferentes emisiones, disponible donde se requieran cambios diarios en el funcionamiento.

La salida del equipo se ha normalizado a 100 KHz, ya que es una frecuencia adecuada para filtros de cuarzo y para conmutación por relés sencillos sin excesivos problemas de adaptación o diafonía.

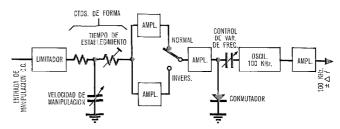


Fig. 2 Diagrama bloque del modulador por variación de frecuencia.

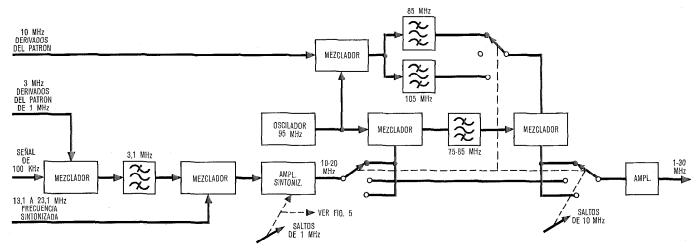


Fig. 3 Excitador de H. F.; diagrama bloque del camino de la señal modulada.

El equipo de M.F.V. está basado en un oscilador LC altamente estable que cambia de frecuencia por medio de capacidades colocadas en el circuito oscilador que se conmutan electronicamente. El circuito básico se muestra en la figura 2, que muestra también los circuitos de ajuste de forma que aseguran el cumplimiento de las exigencias del CCIR en cuanto a ancho de banda.

Además del canal único con M.V.F. (F1), se suministra un doble canal (F6) y facsimil (F4) y, para usos ocasionales, manipulación todo — nada (A1).

El equipo de B.L.I. proporciona dos canales de 6 KHz para telefonía o telegrafía en frecuencia audio. Para obtener estabilidad de características se utiliza el sistema normalizado modulador-filtro de cuarzo equilibrado. Los circuitos de entrada admiten un margen de niveles de entrada y para evitar condiciones de sobrecarga se equipan limitadores. Los circuitos de salida son similares a los suministrados para el equipo M.V.F.

Ambos equipos tienen facilidades de prueba y puesta a punto inicial para el sistema total y comprobación de funcionamiento correcto antes del comienzo del tráfico.

2.5 Excitador de H.F.

Existen varios métodos para obtener la señal de bajo nivel a la frecuencia de salida final a partir de la señal excitadora de frecuencia fija. En el excitador "STANFAST" (Fig. 3) la señal de 100 KHz se modula con una señal de 3 MHz y se selecciona la banda lateral de 3,1 MHz. Esta señal se modula de nuevo con una frecuencia de la banda de 13,1 á 23,1 MHz y se selecciona la banda inferior, de forma que la señal queda ahora comprendida entre 10 y 20 MHz. Esta última señal se utiliza directamente para frecuencias de salida en esta banda pero para cubrir el margen de 1 á 30 MHz se modula con 95 MHz a la banda de 75-85 MHz y después se demodula bien con 85 ó 105 MHz para dar las bandas de 0-10 MHz ó 20-30 MHz comparando la diferencia de 10 MHz entre las frecuencias moduladoras 95 MHz y demoduladoras 85—105 MHz con un patrón de frecuencia.

Las frecuencias entre 13,1 y 23,1 MHz se obtienen de una serie de frecuencias comprendidas entre 1,7 y 3 MHz

que a su vez provienen de un generador patrón de 1 MHz (Fig. 4). Para obtener los saltos de 100 Hz a partir de pasos de 100 KHz se utilizan una serie de divisores y mezcladores.

La figura 5 da los detalles de los procesos de mezclado y control de fase por los que la señal de 1,9—2,9 MHz (en pasos de 100 Hz) se mezcla con el oscilador que cubre de 16—25 MHz (en saltos de 1 MHz) para obtener la señal de 13,1—23,1 MHz en saltos de 100 Hz.

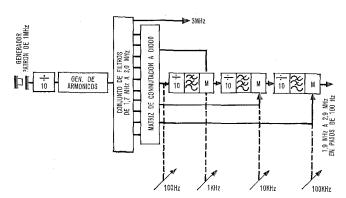


Fig. 4 Excitador de H. F.; sintesis de la frecuencia primera etapa.

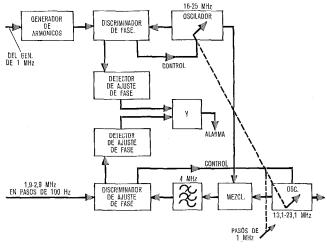


Fig. 5 Excitador de H. F.; síntesis de la frecuencia segunda etapa

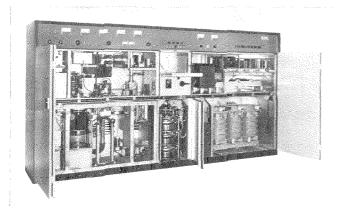


Fig. 6 Amplificador de H. F. tipo QT8, (fotografía).

2.6 Amplificadores de H.F.

El amplificador moderno de H.F. comprende un mínimo de circuitos sintonizados y partes móviles, y un máximo de componentes de estado sólido. Los sistemas de conmutación de potencia y control de sintonía constan de una serie de módulos lógicos que ordenan y sincronizan las varias funciones. Todas las alimentaciones de A.T. son de rectificadores de silicio. Solamente las etapas de H.F. son a válvula y la tendencia es cambiar a transistores donde sea posible, siendo la principal limitación las exigencias de linealidad y la potencia limitada de los transistores existentes.

Potencias de salida de 3, 10 y 30 kW son los niveles generalmente aceptados para comunicación en corta, media y larga distancia. Estas potencias están cubiertas en la serie "STANFAST" por los amplificadores QT2, QT3 y QT8. Todos son muy similares en diseño, siendo su principal diferencia el tamaño que está asociado a la potencia de salida. El de 30 kW (QT8) se muestra en la figura 6 y su diagrama bloque en la figura 7.

Los pasos de H.F. consisten en tres etapas de banda ancha y baja potencia, seguidas por una penúltima etapa sintonizada y el amplificador final sintonizado. Todas ellas son a válvula bien de tipo tetrodo o pentodo, dando altas ganancias por etapa con baja potencia de excitación. Para mejorar la linealidad y estabilidad de ganancia se aplica realimentación negativa al amplificador,

siendo el diseño del circuito apropiado para que el sistema de realimentación no requiera ajuste.

El amplificador es completamente automático en su sintonía, carga y ajuste de ganancia, adaptándose a la frecuencia del excitador de H.F. Ello se obtiene por medio de discriminadores para posición aproximada de los circuitos de acuerdo con la frecuencia y después por medio de discriminadores de fase que ajustan los circuitos de sintonía. Discriminadores de nivel ajustan los controles de carga y ganancia.

El diagrama bloque del QT8 de 30 kW muestra la sencilla cadena del amplificador de H.F. donde la potencia es del orden de 30 W en la penúltima rejilla, subiendo a 200 vatios en la rejilla de la etapa final para dar finalmente 30 kW en el alimentador de salida. La cadena amplificadora derivada proporciona señal de H.F. para excitar los discriminadores de posición aproximada y está polarizada al corte cuando no está en uso. El bucle de realimentación negativa está mostrado explicitamente; como solamente está aplicado entre dos circuitos sintonizados efectivos, y el circuito de la penúltima rejilla tiene muy bajo Q, el cambio de fase a través del bucle no puede nunca dar realimentación positiva a cualquier frecuencia en que la ganancia del bucle exceda de la unidad.

Una parte importante en el control y verificación del amplificador es la unidad comprobadora de relación de ondas estacionarias R.O.E. De ella se deriva la información que controla la carga del amplificador [3], para bloquear el equipo si aparece una excesiva R.O.E. en el alimentador de salida y para indicar la salida de potencia y la R.O.E. en cualquier instante. La indicación de potencia de salida, en unión de una muestra de la corriente de cátodo de la válvula final, se utiliza también para proveer un sistema de protección contra la excesiva disipación de ánodo en la válvula. Este dispositivo actúa en primer lugar para reducir el nivel de excitación hasta su condición de seguridad pero si ello no se lograra y continuara creciendo la disipación, se actúa un disyuntor.

El control de los circuitos de sintonía y carga se realiza por medio de la salida de un discriminador que actua un servo-motor a través de un servo-amplificador. La salida de cada discriminador es un voltaje de c.c.

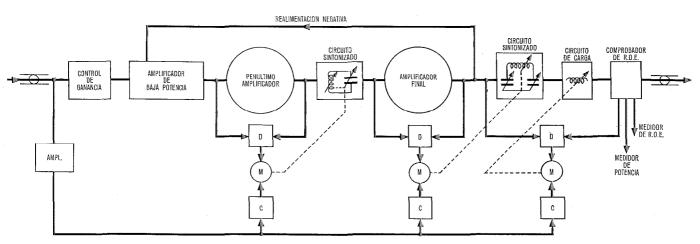


Fig. 7 Diagrama bloque del amplificador de H. F. tipo QT8

D: Discriminador de nivel o fase

C: Discriminador de posición aproximada

M: Motor

cuya polaridad determina el sentido de giro, siendo nulo en la sintonía o carga correctas. Este voltaje se convierte en c.a. a la entrada del servo-amplificador por medio de un modulador en anillo controlado por la frecuencia de red. La salida del modulador se amplifica y aplica a los devanados de control del servo-motor que lleva su circuito asociado a su posición correcta. El sentido del desplazamiento se determina por la relación de fase del devanado de control del motor respecto a los voltajes del devanado de referencia. Como en la mayoría de los servo-sistemas la realimentación está suministrada por un generador taquimétrico montado en el eje del motor, a fin de asegurar la estabilidad.

2.7 Conmutación

Para conectar el transmisor al sistema existen dos juegos de conmutadores, los conmutadores para la entrada de 100 KHz y los que conmutan la salida de potencia de H.F. Ambos son del tipo de barras cruzadas pero son muy diferentes en concepto.

El conmutador de entrada tiene la forma de una placa de circuito impreso por ambas caras con relés "reed" que realizan la conexión requerida en los puntos de cruce. Las partes inductoras no utilizadas, aunque tienen la forma de líneas muertas, no causan dificultad ni producen la más ligera desaptación ya que la frecuencia es de 100 KHz solamente. Como todas las frecuencias presentes en la placa son de 100 KHz, la diafonía es el problema principal, y se utilizan conmutadores de baja capacidad para que quede por debajo de -80 db. El equipo completo es pequeño y puede ser montado en bastidor.

El conmutador de barras cruzadas de salida es, no obstante, una partida importante del equipo. Como, a través del mismo, se han de llevar frecuencias de hasta 30 MHz, no se pueden permitir líneas muertas en derivación. La potencia manejada puede llegar a 30 kW, con una R.O.E. de carga de 2:1, lo que supone una potencia efectiva de 60 kW en cada conmutador. Además, el paso a través del conmutador puede incluir veinte conmutaciones por lo que el efecto acumulativo de la R.O.E. producida por las mismas puede ser importante, lo que exige una R.O.E. muy baja en cada conmutación. El método de conmutación adoptado se muestra en la figura 8 donde se ven actuados los conmutadores A3, B1 y D2 para proporcionar caminos a través del cuadro. La figura 9 muestra un cuadro de barras cruzadas en su proceso de colocación. La parte izquierda y las líneas horizontales superiores son conmutadores aislantes, siendo el resto conmutadores de barras cruzadas. Cualquier conmutador puede ser retirado del cuadro para su conservación sin perturbar los conmutadores adyacentes. Cada conmutador tiene sus propios motor y enclavamiento. Estos enclavamientos duplican el paso de H.F. a través del cuadro y actúan como protección de los transmisores. Los transmisores se conectan a la parte izquierda del cuadro y los alimentadores de antena a la parte superior.

Los cuadros pueden ser de cualquier tamaño en teoria, pero en la práctica más de 10×15 (150) conmutadores son poco manejables y antieconómicos. Es más con-

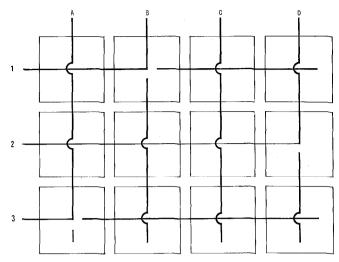


Fig. 8 Diagrama del conmutador de bar as cruzadas de salida.

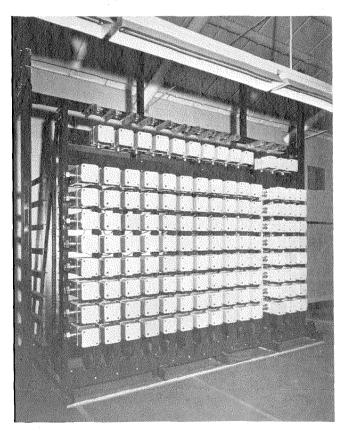


Fig. 9 Conmutador de barras cruzadas de salida (fotografía).

veniente tener dos pequeños cuadros de 6×8 (96 conmutadores en total) con conexión cruzada que permita transferir un transmisor de un grupo a otro.

2.8 Baluns y sistema de alimentadores

La mayoria de los equipos nuevos trabajan a base de alimentadores coaxiales de 51 ohmios para el interior y la inmediata proximidad de la estación transmisora, con transformadores de adaptación a líneas equilibradas de 600 ó 300 ohmios para las largas distancias hasta los alimentadores de antena. No obstante, en algunos casos, el alimentador coaxial se lleva hasta la antena. Hay dis-

ponibles dos tipos de alimentador coaxial, el de tubo de cobre rígido y el flexible. En los tamaños mayores de coaxial flexible, la flexibilidad se restringe por su radio de curvatura mínimo que es bastante grande. Cuando se requiere una red compleja de alimentadores dentro de la estación, el alimentador rígido tiene muchas ventajas por la posibilidad de empleo de codos y ensamble pieza a pieza. Para recorridos largos sin codos bruscos y, particularmente, a través del campo hasta la antena, se prefiere el tipo flexible.

Para pasar de coaxial a alimentador equilibrado o entrada de antena, se utiliza un balun transformador. El tipo más usual de transformador es el de núcleo de ferrita, refrigerado en aceite y doble devanado. Aparte de las dificultades de adaptación y equilibrado, debidas al gran ancho de banda requerido, el problema de manejar muchos kilovatios de potencia de H.F. es muy grande. Las pérdidas en el bloque de ferrita pueden elevar su temperatura por encima del punto de Curie con la consiguiente destrucción de la misma. Esto se evita por medio de canales en la ferrita refrigerados por aceite, usando excelente calidad con viscosidad de 2 centistokes si es necesario, y eligiendo un material de ferrita adecuado. Otro tipo de transformador utilizado para potencias altas es la línea de transmisión tipo balun [4]. Por medio de conexiones convenientes y con la longitud adecuada las líneas coaxiales pueden pasar de alimentadores no simétricos a simétricos y cambiar su impedancia. Con líneas cortas de adaptación el transformador puede llegar a cubrir una banda de frecuencia de relación 7:1. La principal desventaja de este tipo de balun es su tamaño, que es del orden de 5 metros de largo y 1 metro de ancho para 4 á 28 MHz. Incluso ésto, sólo se puede conseguir doblando varias secciones unas sobre otras y utilizando las separaciones de los tubos para otras necesidades.

2.9 Antenas

Las exigencias funcionales de la estación obligan al empleo de una antena de banda ancha de buena ganancia en potencia y buena fiabilidad. Estas exigencias las cumplen las antenas rómbicas y las logarítmico-periódicas; las primeras tienen mejor ganancia de potencia debido a tener un haz más estrecho y las últimas una mayor banda de frecuencia y un diagrama de directividad más ancho, lo cual es preciso frecuentemente cuando

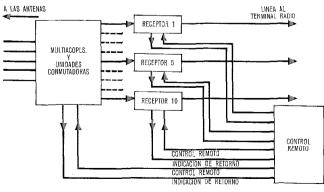


Fig. 10 Diagrama bloque de la estación receptora.

se trabaja con barcos o con varias estaciones receptoras separadas.

A veces se requieren transmisiones omnidireccionales, característica que cumplen las antenas monocónicas o espiral-logaritmicas que también tienen una característica de banda ancha.

Una estación transmisora típica tendrá en equipo de antenas compuesto esencialmente de rómbicas y logaritmico-periódicas con una o dos de tipo omnidireccional para ayuda o como emergencia.

3. Equipo receptor de la estación

3.1 General

El equipo de recepción "STANFAST" ha sido diseñado con el objeto de simplificar el funcionamiento de la estación receptora y reducir los costes del mismo.

Ello se consigue utilizando un equipo, controlado automaticamente, que puede ser accionado por un solo hombre desde una posición remota. La figura 10 muestra un esquemático bloque de una instalación típica que comprende: antenas, multiacopladores y conmutadores, receptores radio y equipo de control remoto.

3.2 Antenas

Para servicios punto a punto las antenas deben ser tan directivas como sea posible a fin de reducir las interferencias (artículo 14.695 ITU Radio Regulations, Ginebra 1959). Las antenas rómbicas son muy adecuadas y cubren una banda de frecuencias ancha.

Para recepción de un área determinada, se utilizará probablemente una antena logarítmico-periódica que puede ser diseñada para cubrir una banda de frecuencias ancha.

3.3 Multiacopladores y conmutadores de antena

Para conectar un número de receptores a una antena común se utiliza un multiacoplador. El multiacoplador acepta señales en una banda de frecuencia ancha y para evitar interferencia de los productos de intermodulación es esencial que tenga una respuesta de amplitud muy lineal para señales de hasta varios voltios de amplitud. También es necesario un buen factor de ruido. Estos requisitos se pueden cumplir con equipo transistorizado y utilizando realimentación negativa.

3.4 Receptor radio

El receptor radio RX11 es una parte importante del sistema "STANFAST". Es de construcción modular y existen distintos tipos para cubrir varios requerimientos. El equipo es completamente transistorizado. La frecuencia receptora se selecciona actuando sobre seis conmutadores de décadas de un sintetizador de frecuencia. Las etapas de H.F. del receptor se sintonizan automaticamente a la frecuencia de recepción a partir de la información obtenida del sintetizador.

La figura 11 muestra un esquema bloque del receptor para recepción de telefonía (A3, A3A, A3B) y telegrafía multiplex de frecuencia audio (A7A). Para recepción de telegrafía (A1 y F1) y facsimil (F4) se añade una unidad extra. (Ver Fig. 12).

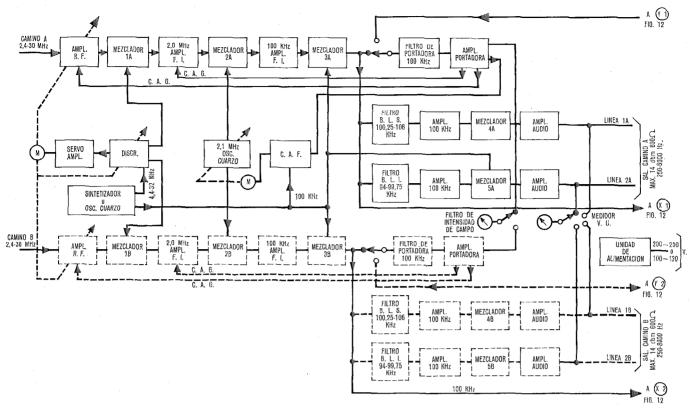


Fig. 11 Diagrama bloque del receptor de B. L. I RX 11.

Una fotografía de un receptor de doble diversidad para B.L.I. y recepción telegráfica se muestra en la figura 13. La unidad superior es el sintetizador y debajo el control remoto; siguen la unidad del receptor principal y después la unidad telegráfica. La unidad de alimentación se monta debajo del falso panel.

Con referencia a la figura 11, el diagrama de línea continua, muestra el camino del receptor utilizado para A3, A3A y A3B. Las líneas discontinuas muestran el segundo camino añadido para formar un receptor de doble diversidad que es normalmente utilizado para A7A, A1, F1 y F4.

El amplificador de H.F. cubre la banda de 2,4 á 30 MHz en cinco bandas. Para cada banda se equipan amplificadores separados de dos etapas con líneas coaxiales de 50 ohmios de entrada y salida. La selección de banda se realiza completamente al conmutar las líneas de 50 ohmios, evitando así contactos en los circuitos sintonizados que sería con frecuencia causa de averías.

La señal de entrada se convierte a 2 MHz en el mezclador 1A que es también excitado por un sintetizador cuya salida está 2 MHz por encima de la frecuencia de la señal de entrada. La salida del sintetizador va al mezclador a través de un discriminador de frecuencia que incluye un circuito sintonizado similar a los utilizados en el amplificador de H.F. y acoplado mecánicamente a ellos pero sintonizado a una frecuencia 2 MHz más alto. El servo-sistema se sintoniza automaticamente a la frecuencia del discriminador y de esta forma sintoniza los circuitos de H.F. a la señal de entrada. El circuito del discriminador actúa como filtro limpiador para la salida del sintetizador antes de que ataque al mezclador.

Las exigencias del sintetizador son: estrecha tolerancia de frecuencia, bajo ruido y ausencia de salidas indeseadas. Estas exigencias se cumplen por medio de un oscilador controlado en fase por una frecuencia patrón. El oscilador funciona en la frecuencia de salida con lo que se evitan mezcladores que puedan originar salidas indeseadas. La salida del oscilador se aplica a un comparador a través de un divisor de frecuencia variable. La frecuencia patrón de 5 MHz también se divide y se aplica al comparador. En las cadenas divisoras se utilizan circuitos integrados.

La señal captada por el receptor se descompone por medio de filtros de cuarzo, en portadora, banda superior y banda lateral inferior. La portadora se selecciona en un filtro de 40 Hz de ancho de banda nominal y pasa a la unidad de control automático de frecuencia (CAF) donde se compara con los 100 KHz procedentes del sintetizador. Para diferencias mayores de un ciclo el servo-motor actuaría sobre un condensador que llevaría el oscilador de 2,1 MHz controlado por cuarzo a la frecuencia correcta. El sistema de CAF controlado por motor tiene ventajas sobre los sistemas electrónicos debído a su memoria infinita y si la señal se desvanece el ajuste de frecuencia permanecerá indefinidamente en su última posición.

Para asegurarse de que el ruido no actue el CAF en ausencia de señal, se toman precauciones de forma que el CAF resulte inactivo si la relación portadora a ruido cae por debajo de un valor predeterminado.

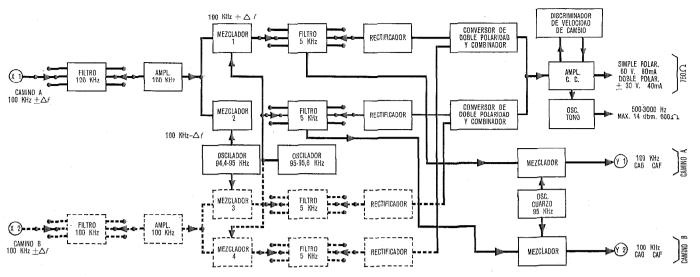


Fig. 12 Diagrama bloque del equipo telegráfico para el receptor RX 11.

El CAF actuará cuando la frecuencia deseada esté dentro de \pm 25 Hz de la frecuencia a la que está sintonizado el receptor. Si estuviera fuera de este margen se podría conseguir que el CAF actuara dentro de + 200 Hz, por medio de un conmutador controlado manualmente que se abandona cuando se recibe la portadora. También se puede ajustar el oscilador de 2,1 MHz a su frecuencia nominal comparándola con una frecuencia derivada del sintetizador. Ello asegura que el receptor pueda ponerse en frecuencia por medio de los conmutadores del síntetizador.

Para recepción de una señal modulada en F1 se lleva a la unidad telegráfica, a una frecuencia nominal de 100 KHz, a través de las entradas de doble diversidad X_1 y X_2 , figura 12. Existen filtros pasobanda de anchos de banda nominales de 500, 1000 y 2000 Hz dispuestos para diferentes valores de desplazamiento de frecuencia.

Las frecuencias de señal y espacio se convierten a una frecuencia de 5 KHz en los mezcladores 1, 2, 3 y 4 y se pasan a través de filtros separados de 5 KHz (cada filtro tiene tres anchos de banda distintos para diferentes velocidades de manipulación) siendo después rectificadas y apareciendo como señales de simple corriente. Estas cuatro señales se convierten a la forma de doble polaridad y se combinan en proporción al cuadrado de las relaciones señal/ruido. Kahn [5] ha demostrado que este método de combinación da resultados óptimos.

El método de separar las frecuencias superior e inferior de manipulación en circuitos distintos y convertir las señales a doble polaridad se explica en las referencias [6] y [7]. El método es ventajoso sobre el sistema de limitador y discriminador cuando existe desvanecimiento selectivo, ya que se obtendrá un funcionamiento satisfactorio con tal de que alguna de las cuatro señales esté dando suficiente salida. Otra ventaja del sistema es que hay disponible una señal practicamente continua a 5 KHz para control automático de frecuencia y ganancia. Esta señal se vuelve a convertir a 100 KHz y alimenta al sistema de CAF de la unidad principal a través de los terminales Y_1 e Y_2 .

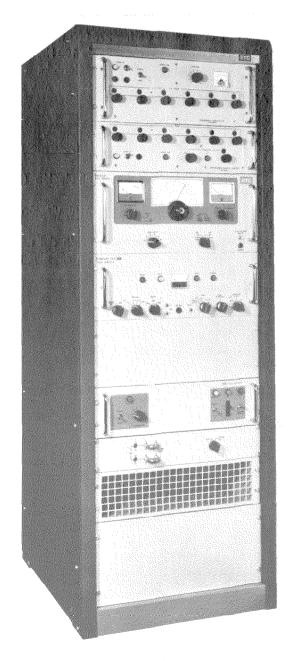


Fig. 13 Receptor RX 11 (fotografia).

La salida de señal telegráfica se comprueba por medio de un discriminador [8] de velocidad de transición. Este comprobador cuenta el número de veces que las señales moduladas en doble polaridad cruzan el eje de corriente cero. Si el nivel de ruido es suficientemente alto el número de cruces aumentará y actuará el comprobador para una velocidad errónea predeterminada.

Se prevé un oscilador de tono para enviar tono a la línea como alternativa de las señales de sencilla o doble polaridad producidas por un relé de estado sólido.

3.5 Control remoto

El control remoto normal posibilita la selección de una cualquiera entre diez frecuencias predeterminadas con sintonía automática de las etapas amplificadoras de H.F. Otro sistema posible, más complejo, permite la selección de cualquier frecuencia dentro de la banda.

El control remoto proporciona las siguientes posibilidades, pudiéndose utilizar, a voluntad, algunas o todas:

- selección de cualquiera de las 276.000 frecuencias de trabajo disponibles con espaciado de 100 Hz,
- comprobación de la frecuencia seleccionada.
- Selección entre seis tipos de funcionamiento, esto es A1, A3, A3A, A3B, F1 y F6,
- comprobación del tipo seleccionado.
- selección del desplazamiento de frecuencia,
- comprobación del desplazamiento de frecuencia selec-
- selección de la velocidad de manipulación (filtro y ancho de banda apropiados),
- comprobación de la velocidad de manipulación selec-
- -selección de los cuatro tipos de ajuste del receptor, esto es, sintonía fina, CAF puesto, CAF eliminado y sincronismo del oscilador de 2,1 MHz,
- -- comprobación de
 - portadora sintonizada dentro
 - portadora alta
 - portadora baja
 - sincronismo del oscilador de 2,1 MHz,
- encendido y apagado,
- comprobación del receptor encendido o apagado.

4. Conclusión

La tendencia de los últimos siete años permanece orientada hacia receptores y transmisores sintonizados automaticamente, especificándose muy raramente equipos del tipo de sintonía manual o de frecuencia fija. Las técnicas descritas en este artículo han reducido considerablemente la mano de obra, aumentando de esta forma la productividad, lo que es más evidente cuando se consideran los canales de comunicación por hombre, factor que ha aumentado en unas cincuenta veces en los últimos diez años.

Las técnicas continuan mejorando con el objetivo puesto en circuitos de mejor calidad, reducida interferencia con otras transmisiones, mejor fiabilidad v mayor seguridad para el personal y el equipo.

Referencias

[1] The New Leafield Radio Station, POEEJ, Vol. 59, Julio 1966, Octubre 1966 y Enero 1967.

[2] Modern Trends in High-Frequency Transmitter Design, Proc. IEE, Vol.

110, N° 8, Agosto 1963. [3] L. J. Heaton-Armstrong, Patente Británica 914434, 1959. [4] E. R. Broad: High Power Radio Frequency Broad Band Transformers, POEEJ, Vol. 51, Abril 1958. [5] L. R. Kahn, "Ratio Squarer", Proceeding of the I. R. E., Vol. 42, Noviem-

bre 1954, página 1704 (correspondencia).

[6] J. W. Allnat, E. D. J. Jones y H. B. Law, "Frequency Diversity in the Reception of Selectively Fading Binary Frequency-Modulated Signals", Journal of the Institution of Electrical Engineers, Part. B, volumen 104, páginas 98-110, Marzo 1957,

[7] L. J. Heaton-Armstrong y J. D. Holland, Electrical Communication, Vol. 35, N°. 3, 1958.

[8] J. D. Holland, Electrical Communication, Vol. 35, No. 4, 1959.

L. J. Heaton-Armstrong nació en Limerick, Irlanda, en 1905. Cursó estudios en la Bedford School y en el Imperial College de la Universidad de Londres, donde en 1927 se graduó en la rama de ciencias y obtuvo el Diploma del Imperial College.

En 1927 ingresó en Standard Telephones and Cables y trabajó en el primitivo sistema radiotelefónico trasatlántico por alta frecuencia. Desde 1929 hasta 1933 fué asignado a los Laboratorios de París donde intervino en el enlace telefónico por radio en alta frecuencia, Madrid-Buenos Aires, Regresó a Standard Telephones and Cables en 1933 y posteriormente se puso al frente de la sección de comunicaciones Punto a Punto y Radiodifusión.

Mr. Heaton-Armstrong es en la actualidad Ingeniero Jefe de Sistemas HF/VHF, Es "fellow" del Institute of Electrical Engineers, Associate del City and Guild Institute de Londres y "fellow" del Institute of Electrical and Electronic Engineers.

B. S. Jackson nació en Londres en 1925. Cursó estudios en la Hitchin Grammar School, Hertfordshire hasta 1940 en que entró en Standard Telephones and Cables en plan de prácticas. Después de un corto período ingresó en los Laboratorios de la División de Radio al tiempo que estudiaba en el Northampton College en donde obtuvo el título en su grado de ciencias (Ingeniería) en 1946.

Continuó después trabajando en varios proyectos en el campo de transmisores de H. F., incluyendo el del primer transmisor sintonizado automaticamente. Participó también en el diseño del equipo para las más importantes Estaciones de Radio del British Post Office en Ongar y Leafield.

En la actualidad, al frente del grupo de desarrollo de transmisores de H. F., está trabajando en amplificadores H. F. de alta potencia sintonizados automáticamente, en moduladores de B. L. I. y M. V. F. y en equipo auxiliar de alimentadores de an-

Mr. Jackson es ingeniero diplomado y miembro de Institution of Electrical Engineers.

Desequilibrio de tráfico en los pequeños grupos de abonados

A. RODRIGUEZ RODRIGUEZ J. P. DARTOIS Standard Eléctrica, S. A., Madrid

1. Introducción

Un problema práctico con el que se encuentra la ingeniería de tráfico radica en el estudio de los pequeños grupos de fuentes de tráfico. De modo más preciso, el problema consiste en la determinación de las desviaciones estadísticas del tráfico conjunto de un pequeño grupo de fuentes, con respecto a un valor de tráfico medio dado. Desde luego, cuanto menor es el tamaño del grupo, tanto más importante resultan ser las citadas desviaciones.

Desequilibrios de tráfico pueden producirse en las mallas y en los órganos dedicados a cursar el tráfico originado en el grupo, y por consecuencia puede esperarse una influencia más o menos importante en la calidad de servicio total de la red de conversación en la que los citados pequeños grupos están dispuestos.

El conocimiento de la magnitud de tales desviaciones permitirá realizar la composición de los grupos del modo más conveniente, así como reorganizar los ya existentes mediante una asignación más adecuada de las líneas a los diferentes grupos.

En todo caso, se encontrarían soluciones más económicas y mejores desde el punto de vista técnico al problema de alojar las líneas de abonados ordinarios, abonados de negocios, centralitas privadas, etc., en las entradas de una red.

En este artículo, se realiza un estudio general que comienza por definir de forma rigurosa el problema y que da soluciones prácticas para evaluar las desviaciones de tráfico en los pequeños grupos.

2. Presentación teórica del problema

Con el fin de evitar cualquier ambigüedad la presentación del problema se presentará en tres etapas.

2.1 Caso de grupos compuestos por fuentes de tráfico pertenecientes a una misma población

Supongamos una gran población, compuesta por M fuentes de tráfico independiente, cualquiera que sea su naturaleza: abonados ordinarios, abonados con tráfico medio alto, enlaces entrantes, centralitas privadas. En esta población se define o se mide un tráfico medio $\overline{\alpha}$. Pero cada individuo S_i de dicha población tiene un tráfico medio individual α_i que puede variar con el individuo considerado entre dos valores extremos Θ_0 y Θ_1 .

Naturalmente, se tendrá

$$\overline{\alpha} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{M} \alpha_i.$$

Se puede definir una variable aleatoria (abreviadamente v.a.), z que represente el tráfico medio específico de cada fuente en la población. Por consiguiente, z puede tomar todo valor α_i y su esperanza matemática se puede definir como

$$\overline{\alpha} = E(z)$$
.

A la variable aleatoria z se le asocia una función de distribución $f(t) = P[z \le t]$ que da la probabilidad de

que dicha variable z sea menor ó igual que un valor t dado "a priori" y tal que

$$\Theta_0 < t \leq \Theta_1$$
.

Por el hecho de considerar una población suficientemente grande, se puede admitir que la variable aleatoria z toma valores de forma continua, y que por consiguiente, su función de distribución es continua también.

En estas condiciones se elige al azar K fuentes de tráfico $S_{i_1}, S_{i_2}, \ldots S_{iK}$ para formar un grupo.

Se puede definir una variable aleatoria Z capaz de tomar cualquier valor de la forma $(\alpha_{i_1} + \alpha_{i_2} + \ldots + \alpha_{i_K})$ para $i=1, 2, 3\ldots, M$. Se tendrá, por consiguiente $K \Theta_0 < Z \leq K \Theta_1$.

y su esperanza matemática vendrá definida por
$$E(Z) = K \, E(z) = K \, \overline{\alpha}.$$

La nueva variable aleatoria Z puede considerarse como suma de K variable aleatorias z idénticas con la misma función de distribución f(t) y distribuídas sobre el mismo intervalo (Θ_0, Θ_1) , es decir equinormalizadas.

La función de distribución de Z expresará la probabilidad de que Z sea inferior o igual a cualquier valor dado a priori. Precisando más se podrá conocer, gracias a ella, la probabilidad de que el tráfico conjunto del grupo que se considere sea mayor o igual que el tráfico medio $K\bar{\alpha}$.

De este modo se podrá dar solución a un primer problema práctico que consiste en la determinación de la desviación del tráfico conjunto de un pequeño grupo de fuentes con respecto a un tráfico medio dado.

2.2 Caso de grupos compuestos por fuentes de tráfico de dos poblaciones diferentes

Supongamos dos grandes poblaciones P_1 y P_2 compuestas respectivamente por M_1 y M_2 fuentes de tráfico, respectivamente.

Del mismo modo que hicimos en el caso anterior, asociaremos aquí los siguientes parámetros y funciones a ambas poblaciones:

Poblaciones	P_1	P_2
Tráfico medio individual de la fuente S_i	α_1, i	$lpha_2,i$
Valores extremos de estos tráficos medios individuales	Θ_0 y Θ_1	$\Psi_{\mathfrak{o}}$ y $\Psi_{\mathfrak{1}}$
Tráfico medio de cada población	$\overline{\alpha}_1 = \frac{1}{M_1} \sum_{i=1}^{M_1} \alpha_{1,i}$	$\overline{\alpha_2} = \frac{1}{M_2} \sum_{i=1}^{M_2} \alpha_{2,i}$
V. a. representativa del tráfico medio de cada fuente	Z_1	Z_2
Esperanza matemática	$\tilde{\alpha}_1 = E(Z_1)$	$\bar{\alpha}_2 = E(Z_2)$
Función de distribución	$f_1(t)$	$f_2(t)$

Formemos un grupo tomando, al azar K_1 fuentes de la población P_1 y K_2 fuentes de la población P_2 .

Una vez formado el grupo definamos una variable aleatoria Z tal que tome valores de la forma

$$(\alpha_{1,i_{1}}+\alpha_{1,i_{2}}+\ldots+\alpha_{1,i_{K_{1}}})+(\alpha_{2,j_{1}}+\ldots+\alpha_{2,j_{K_{2}}}).$$
 con $i=1,2,\ldots M_{1}$ y $j=1,2,\ldots M_{2}.$

Z puede interpretarse como la suma $Z=K_1\,Z_1+K_2\,Z_2$ variable que satisfará la limitación

$$K_1 \; \Theta_0 + K_2 \; \varPsi_0 < Z \leqq K_1 \; \Theta_1 + K_2 \; \varPsi_1,$$
y cuya esperanza matemática será:

$$E(Z) = E(K_1 Z_1 + K_2 Z_2) = K_1 E(Z_1) + K_2 E(Z_2) = K_1 \bar{\alpha}_1 + K_2 \bar{\alpha}_2.$$

Dos problemas prácticos pueden proponerse al llegar a este punto:

a) Estudio de la influencia de fuentes de la segunda población en un grupo formado principalmente por fuentes de la primera.

Si $K_2 \ll K_1$, el conocimiento de la función de distribución de probabilidad de Z permite determinar la influencia de la presencia de algunas fuentes de la población P_2 en un grupo compuesto preferentemente por fuentes de la primera población. El efecto se dejará notar más claramente, cuando $K_2=1$, es decir cuando solamente se introduzca una fuente de P_2 en un grupo de P_1 . Este efecto ha de estudiarse por comparación de un grupo mixto, tal como el definido con un grupo puro del mismo tamaño compuesto solo por fuentes de P_1 .

b) Si no se impone ninguna condición relativa a los órdenes de magnitud de los parámetros K_1 y K_2 , una comparación análoga a la mencionada anteriormente puede hacerse entre dos grupos de (K_1+K_2) fuentes elegidas sólo de P_1 ó de P_2 , respectivamente.

2.3 Caso de grupos compuestos por fuentes de tráfico de cualquier número de poblaciones diferentes

La exposición de este caso es una generalización de la realizada en el punto 2.2.

Debemos hacer resaltar solamente que si el grupo está formado por fuentes procedentes de poblaciones diferentes, sólo han de considerarse tres características: las funciones de distribución, los intervalos de variación de los tráficos medios individuales y los tráficos medios de cada población.

La solución de los problemas a los que hicimos referencia anteriormente, se presentará de forma general en el punto 4 mediante la obtención de la función de distribución de la variable aleatoria \mathbb{Z} .

3. Referencia histórica

El primer problema práctico, en el caso de una población, fué estudiado por primera vez en el trabajo "Behaviour of small groups of traffic sources" [1]. En este artículo se consideró una ley exponencial negativa truncada como representativa de la función de distribución de los tráficos medios individuales y se consideró que dichos tráficos variaban dentro de un intervalo de valores extremos 0 y 1.

Esta primera hipótesis en lo que a funciones de distribución se refiere, estaba de acuerdo con resultados de medidas presentadas por W. S. Hayward [2].

Este problema fué estudiado después, con otros métodos matemáticos y extendido a intervalos de variación de los tráficos medios individuales con extremos arbitrarios Θ_0 y Θ_1 en el informe "Etude théorique des petits groupes d'abonnés". [3]

La generalización al caso de varias poblaciones se presentó por primera vez en el artículo que acabamos de mencionar. [3]

Aquí presentaremos una síntesis de todos los estudios que se han hecho sobre este asunto.

4. Tratamiento matemático del problema

El método matemático que usamos es clásico y se presenta en este artículo de tal modo que, para cada fuente en un mismo grupo, pueda considerarse una distribución particular de su tráfico medio y un intervalo, también particular, de variación de dicho tráfico. Esta visión del problema equivale a considerar un pequeño grupo de N fuentes cada una de las cuales S_j se ha tomado de una población P_j .

Entonces, a cada fuente $S_{
m j}$, le asociamos:

- a) Una variable aleatoria z_j , definida en la población P_i y que representa su tráfico medio individual.
- b) El modelo matemático de la función de distribución de dicha variable aleatoria z_i .
- c) El correspondiente intervalo de normalización (Θ_{0j} , Θ_{1j}).

Sea $f_j(t)=P$ $[z_j\leq t]$ la función de la variable aleatoria z_j , definida para $\Theta_{0j}< t\leq \Theta_{1j}$.

Desde luego, para que $f_j(t)$ sea una verdadera función de distribución, es necesario que verifique, en particular, las igualdades

$$f_i(\Theta_{0i}) = 0 f_i(\Theta_{1i}) = 1.$$

Por otra parte, suponemos que todas las variables aleatorias z_j son independientes entre sí, es decir suponemos independencia estocástica entre las poblaciones consideradas, así como entre las fuentes elegidas para formar el grupo que estudíamos. En estas condiciones la variable Z representativa del tráfico conjunto del grupo será:

$$Z = \sum_{i=1}^{N} z_{i}.$$

Si llamamos $\Psi_j(x)$ y $\Phi_N(x)$, respectivamente a las funciones características de las variables aleatorias z_j y Z, podemos escribir haciendo uso de la integral de Stieltjes-Riemann

$$\Psi_j(x) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{itx} d[f_j(t)]$$

y, en el supuesto de independencia

$$\Phi_N(x) = \prod_{j=1}^N \Psi_j(x).$$

Finalmente, suponiendo la integrabilidad de $\Phi_{\rm N}(x)$ en el sentido de Lebesgue, obtenemos la función de distribución de Z mediante la expresion:

$$F_N(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-itx} - 1}{(-ix)} \cdot \Phi_N(x) dx.$$

Una vez conocida esta función de distribución, el problema de evaluar la desviación de tráfico conjunto del grupo alrededor de cualquier valor dado, se reduce a un problema de cálculo.

El método que aquí hemos descrito proporciona un instrumento poderoso para emprender la resolución del problema de los pequeños grupos, puesto que pueden combinarse a la vez diferentes modelos de función de distribución, así como intervalos distintos de variación de los tráficos medios individuales de cada componente del grupo, al mismo tiempo.

5. Elección del modelo matemático

Como se dijo en el punto 2, la elección del modelo matemático de la función de distribución f(t) ha de hacerse de acuerdo con las características de la población que se considere.

Para una población de abonados ordinarios, algunas medidas, tales como las presentadas en [2] han mostrado que el modelo exponencial negativo es apropiado.

Supongamos que para la población que se considere se imponen los siguientes datos:

- 1. El tráfico medio $\bar{\alpha}$
- 2. El intervalo (Θ_0, Θ_1) de variación de los tráficos medios individuales.

Con estos datos, nos veremos conducidos a tomar para la función de distribución f(t) de la variable aleatoria z, el siguiente modelo:

$$P(z \le t) = f(t) = \frac{e^{-\Theta_0/a} - e^{-t/a}}{e^{-\Theta_0/a} - e^{-\theta_1/a}} \text{ para } \Theta_0 < t \le \Theta_1$$

$$= 0 \text{ para } t \le \Theta_0$$

$$= 1 \text{ para } t \ge \Theta_1$$
(1)

Siendo a un parámetro positivo que está determinado por la relación siguiente que expresa el tráfico medio de la población como esperanza matemática de la función de distribución f(t)

$$\bar{\alpha} = E(z) = \int_{-\infty}^{\infty} t \left[\mathrm{d} f(t) \right] = a + \frac{\Theta_0 \, \mathrm{e}^{-\Theta_0/a} - \Theta_1 \, \mathrm{e}^{-\Theta_1/a}}{\mathrm{e}^{-\Theta_0/a} - \mathrm{e}^{-\Theta_1/a}}. \quad (2)$$

Con este modelo y estas fórmulas resulta fácil observar que no se puede obtener el valor de $\overline{\alpha}$ mayor o igual que $\frac{\Theta_0+\Theta_1}{2}$. Esta consideración nos lleva a extender este modelo, para tener la posibilidad de considerar:

$$\overline{\alpha} = \frac{\Theta_0 + \Theta_1}{2} \qquad \qquad \text{of } \overline{\alpha} > \frac{\Theta_0 + \Theta_1}{2}.$$

Manteniendo el modelo exponencial general, en el que reside la única información realística que poseemos, tomaremos las siguientes leyes:

para
$$\bar{\alpha} < \frac{\Theta_0 + \Theta_1}{2}, f(t) = \frac{e^{-\Theta_0/a} - e^{-t/a}}{e^{-\Theta_0/a} - e^{-\Theta_1/a}}, a > 0;$$
 (3)

para
$$\bar{\alpha} > \frac{\Theta_0 + \Theta_1}{2}$$
, $f(t) = \frac{e^{\Theta_0/a} - e^{t/a}}{e^{\Theta_0/a} - e^{\Theta_1/a}}$, $a > 0$; (4)

y para
$$\bar{\alpha}=\frac{\Theta_0+\Theta_1}{2}, f(t)=\frac{\Theta_0-t}{\Theta_0-\Theta_1}$$
 (ley uniforme). (5)

Hay que tener en cuenta que la ley uniforme no es sino un caso particular de la ley exponencial general, que se obtiene al hacer tender a a $\pm \infty$.

6. La ley exponencial negativa. Aplicaciones

En este punto se presentarán tres ejemplos que servirán de ilustración al uso de la ley exponencial negativa.

Se estudiarán aquí detalladamente dos clases de grupos, formados, respectivamente, por abonados ordinarios y líneas de centralitas privadas, así como grupos mixtos compuestos por combinación de ambos tipos de fuentes de tráfico.

Al mismo tiempo se darán fórmulas aproximadas que comparadas entre sí servirán para facilitar el uso de los resultados generales.

6.1 Caso de grupos de abonados ordinarios: Tráficos medios individuales normalizados en el intervalo (0,1)

En el caso de abonados ordinarios con valores de tráfico medio individual en el intervalo (0,1), parece ser realista la consideración de $\bar{\alpha}$ < 0,5.

Por consiguiente, de acuerdo con el punto 5, tomaremos:

$$f(t) = \frac{1 - e^{-t/a}}{1 - e^{-1/a}}$$
 para $0 < t \le 1$ y $a > 0$.

En estas condiciones, encontramos la siguiente función de distribución del tráfico conjunto de un grupo de ${\cal N}$ fuentes:

para
$$q \le t \le q + 1$$
 y $q \le N - 1$, $(q \text{ entero})$,
$$F_N(t) = \frac{1}{(1 - e^{-1/a})^N} \sum_{p=0}^q (-1)^p (C_N^p) e^{-p/a} \times \left[1 - e^{-\frac{t-p}{a}} \sum_{r=1}^{N-1} \frac{\left(\frac{t-p}{a}\right)^r}{r!} \right]. \tag{6}$$

Una expresión más manejable, se encuentra mediante la introducción de las fórmulas de Poisson y de Erlang, P y E respectivamente, en los términos entre corchetes.

$$F_{N}(t) = \frac{1}{(1 - e^{-1/a})^{N}} \sum_{p=0}^{q} (-1)^{p} (C_{N}^{p}) e^{-p/a} \times \left[1 - \frac{P_{N-1} \left(\frac{t-p}{a}\right)}{E_{N-1} \left(\frac{t-p}{a}\right)} \right].$$
 (7)

(En el artículo [1] fué presentada otra expresión, que no constituye sino otra formulación de $F_{\rm N}(t)$ reducible facilmente a la que aquí se presenta).

6.2 Caso de grupos de líneas de tráfico alto. Normalización en el intervalo (Θ_0, Θ_1)

En el caso de líneas de fuerte tráfico o de líneas de centralitas privadas con tráficos medios individuales comprendidos en el intervalo $(\Theta_0,\,\Theta_1)$ con $\Theta_0>0$ contenido en (0,1) y con $\bar{\alpha}<\frac{\Theta_0+\Theta_1}{2}$ obtendremos, siguiendo el método general

$$F_{N}(t) = \frac{1}{(e^{-\Theta_{0}/a} - e^{-\Theta_{1}/a})^{N}} \sum_{p=0}^{q} (-1)^{p} (C_{N}^{p}) e^{-n_{p}/a} \times \left[1 - \frac{P_{N-1} \left(\frac{t - n_{p}}{a} \right)}{E_{N-1} \left(\frac{t - n_{p}}{a} \right)} \right].$$
(8)

para $n_{\rm q} \le t \le n_{{\rm q}+1}$ y $q \le N$ – 1, expresión en la que $n_{\rm p} = N\Theta_0 + p \ (\Theta_1 - \Theta_0)$.

6.3 Caso de grupos compuestos por abonados ordinarios y líneas de centralita: Normalización discriminada

Consideremos un grupo compuesto por fuentes escogidas de dos poblaciones diferentes para las que se supone una ley exponencial negativa.

La discriminación entre las dos poblaciones consideradas tendrá lugar solo en lo que se refiere al intervalo de normalización. De modo que, tomamos K fuentes de la población P_1 , con intervalo de normalización (Θ_0, Θ_1) y (N-K) de la población P_2 con intervalo (α_0, α_1) , para formar un grupo de N fuentes.

Entonces, para la primera población tenemos

$$f_1(t) = \frac{e^{-\Theta_0/a} - e^{-t/a}}{e^{-\Theta_0/a} - e^{-\Theta_1/a}}$$

y para la segunda

$$f_2(t) = \frac{e^{-\alpha_0/a} - e^{-t/a}}{e^{-\alpha_0/a} - e^{-\alpha_1/a}}.$$

Hay que hacer notar aquí, que hemos tomado el mismo parámetro para $f_1(t)$ y $f_2(t)$.

Esto se ha hecho para facilitar los cálculos. Este modo de proceder equivale a tener una relación de dependencia entre los seis parámetros m_1 , m_2 (tráficos medios de las poblaciones P_1 y P_2) Θ_0 , Θ_1 , α_0 , α_1 . Esta simplificación no reduce demasiado, a nuestro entender, la amplitud de los resultados que aquí se presentan.

$$\begin{array}{ll} \text{Con } n_p = K\Theta_0 + p \ (\Theta_1 - \Theta_0) & \text{para } 0 \leqq p \leqq K \\ \text{y } m_q = (N-K) \ \alpha_0 + q \ (\alpha_1 - \alpha_0) & \text{para } 0 \leqq q \leqq N-K. \end{array}$$

Se obtiene

$$F_{N}(t) = \frac{1}{(e^{-\Theta_{0}/a} - e^{-\Theta_{1}/a})^{K} (e^{-\alpha_{0}/a} - e^{-\alpha_{1}/a})^{N-K}} \times (9)$$

$$\times \sum_{\substack{0 \leq p+q \leq N \\ 0 \leq p \leq K}} (-1)^{p+q} (C_{K}^{p}) (C_{N-K}^{q}) e^{-\frac{n_{p}+m_{q}}{a}} I_{N,K,n_{p}+m_{q}}(t)$$

con

$$I_{N,\,K,\,A}(t) = \begin{cases} 0, & \text{si } t \leq A \\ 1 - \frac{P_{N-1}\left(\frac{t-A}{a}\right)}{E_{N-1}\left(\frac{t-A}{a}\right)}, & \text{si } t \geq A \end{cases}$$

6.4 Fórmulas aproximadas cuando se adopta la ley exponencial negativa

Una vez que el tamaño del grupo, N, y el valor de $\tilde{\alpha}$ se fijan para un caso específico, la primera dificultad en el cálculo radica en la determinación del valor del parámetro a, dado por la fórmula (2).

Por consiguiente, introduciremos aquí alguna aproximación para hacer más sencillo el uso de las fórmulas (6) y (7).

a) La primera aproximación se obtiene cuando se acepta $a=\bar{\alpha}$ - Θ_0 como una solución aproximada de la ecuación (2). Aproximación que será tanto más precisa cuanto menor sea $\bar{\alpha}-\Theta_0$.

La fórmula que resulta, puede escribirse, cuando

$$\Theta_0 \le \bar{\alpha} < \frac{\Theta_0 + \Theta_1}{2}$$

como

$$F_{N}(t) = \frac{1}{(e^{-\Theta_{0}I(\alpha-\Theta_{0})} - e^{-\Theta_{1}I(\alpha-\Theta_{0})})^{N}} \times \left[\times \sum_{p=0}^{q} (-1)^{p} (C_{N}^{p}) e^{-\frac{n_{p}}{\bar{\alpha}-\Theta_{0}}} \right] 1 - \frac{P_{N-1}\left(\frac{t-n_{p}}{\bar{\alpha}-\Theta_{0}}\right)}{E_{N-1}\left(\frac{t-n_{p}}{\bar{\alpha}-\Theta_{0}}\right)}$$
(10)

para
$$n_q \le t \le n_{q+1}$$
 y $q \le N-1$ y $n_p = N\Theta_0 + p$ $(\Theta_1 - \Theta_0)$. Para $\bar{\alpha} \simeq \frac{\Theta_0 + \Theta_1}{2}$, la aproximación precedente debe

reemplazarse por la que constituye la ley uniforme normalizada en el intervalo $(\Theta_0,\ \Theta_1)$, como se vió en el punto 5.

b) Con el fin de extender el campo de estas aproximaciones, definiremos la ley exponencial negativa generalizada como una ley para la cual la función de densidad g(t) está dada por:

$$g(t) = \frac{\beta+1}{\beta! a} \left[\frac{(\beta+1) t}{a} \right]^{\beta} e^{-\frac{(\beta+1) t}{a}}$$
 (11)

definida para $t \ge 0$ en la que se ha introducido un segundo parámetro β , que toma solo valores enteros positivos.

Cuando $\beta=0,\ g(t)$ nos conduce a la ley exponencial negativa ordinaria, cuya función de distribución es

$$f(t) = 1 - e^{-t/a}$$

que da

$$F_{N}(t) = 1 - \frac{P_{N-1}(t/a)}{E_{N-1}(t/a)}$$
 (12)

llamada ley X^2 de Pearson. Esta función multiplicada por $(1-e^{-1/a})^{-N}$ es el primer término del desarrollo de la ley definida en (6).

Cuando $\beta \neq 0$ se obtiene

$$F_{N}(t) = 1 - \frac{P_{(\beta+1)N-1} \left[\frac{(\beta+1)t}{a} \right]}{E_{(\beta+1)N-1} \left[\frac{(\beta+1)t}{a} \right]}.$$
 (13)

Es interesante señalar que el cálculo de la esperanza matemática de la distribución definida por la función de densidad g(t) (11) conduce a $\bar{\alpha}=a$. Entonces podemos deducir la siguiente consecuencia:

"En la hipótesis de una función de densidad g(t), (11) la función de distribución del tráfico conjunto de un pequeño grupo de $(\beta+1)N$ fuentes, con tráfico medio $\frac{\overline{\alpha}}{\beta+1}$ es la misma que la de un grupo de N fuen-

tes con un tráfico medio $\bar{\alpha}$, y puede expresarse por la ley X^2 de Pearson".

En el caso de $\beta=2$, podríamos enunciar lo siguiente: En un grupo de N fuentes con tráfico medio la distribución de tráfico conjunto es la misma que para un grupo compuesto por N/3 fuentes con tráfico medio $3\,\bar{\alpha}$. Esta afirmación parece estar de acuerdo con la hipótesis

presentada por A. Jensen [4] en el sentido de que solo aproximadamente un tercio de abonados aparece activo en la hora cargada.

c) Otra aproximación para la fórmula (6) puede obtenerse considerando la siguiente ley normal

$$F_N(t) = \frac{\frac{t - N\bar{\alpha}}{\bar{\alpha}\sqrt{N}}}{\sqrt{2\pi}} \int_{0}^{\infty} e^{-u^2/2} du.$$
 (14)

para todo valor de t.

6.5 Resultados numéricos cuando se usa la ley 6.

A causa de la dificultad que se encuentra al realizar cálculos cuando se usan las diferentes leyes citadas anteriormente, hemos limitado nuestra evaluación de algunas magnitudes relacionadas con los pequeños grupos al caso de la ley 6.

Se ha hecho una tabulación de dicha ley, por medio de un ordenador IBM 1620 considerando grupos de $N=2,\ 3,\ \dots$ 25 fuentes, con tráficos medios en los grupos $\overline{\alpha}=0,02,\ 0,04\ \dots,\ 0,20,\ 0,25\ y\ 0,30.$ Por razones prácticas se ha prestado atención especial a las colas de la distribución $F_N(t)$, es decir a los valores de t en el intervalo $(N\overline{\alpha},\ N)$. Estos resultados aparecen resumidos en el artículo [1].

Por motivos de índole práctico, se introducen aquí dos grupos de curvas con el objeto de ilustrar la manera de utilizar las fórmulas que dan la función de distribución del tráfico conjunto de los pequeños grupos. En efecto con estas curvas, se puede determinar la probabilidad P de que el tráfico medio de un grupo, Z, sobrepase, en una cierta proporción $U^0/_0$, el tráfico conjunto medio $N\bar{\alpha}$.

El primer grupo de curvas (figs. 1, 2 y 3) dá, para valores dados de P, la variación de $u=\frac{U}{100}$ en función

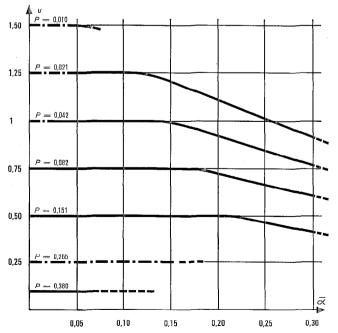


Fig. 1 Curvas de u en función de \bar{a} para distintos valores de P y N=4.

de $\bar{\alpha}$. (Se han considerado grupos de N=4, 16 y 25 fuentes, respectivamente).

El segundo grupo de curvas (figs. 4, 5 y 6), da la variación de P en función de $\bar{\alpha}$, para valores dados de U y tamaños de los grupos N=4, 16 y 25.

Por razones de brevedad, no se introduce en este artículo un tercer grupo de curvas que dan los valores de U en función de P, para valores dados de $\overline{\alpha}$ en los

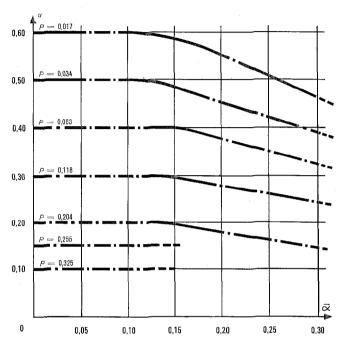


Fig. 2 Curvas de u en función de $\bar{\alpha}$ para distintos valores de P y N=16.

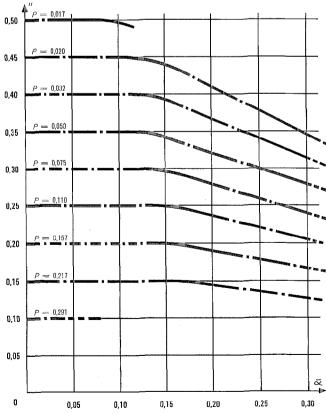


Fig. 3 Curvas de n en función de $\bar{\alpha}$ para distintos valores de P y N=25.

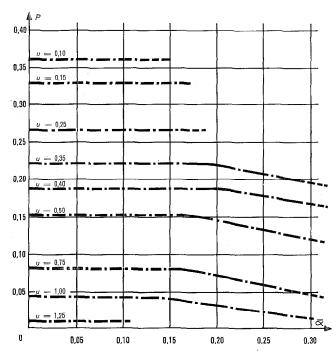


Fig. 4 Curvas de P en función de $\bar{\alpha}$ para distintos valores de u y N=4, $P=1-Pr\left[Z>(1+u)\ N\bar{\alpha}\right]$

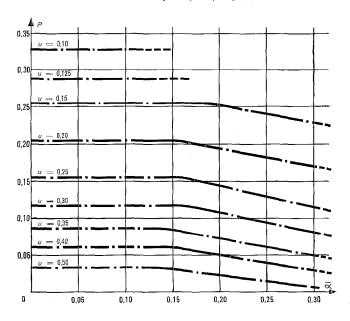


Fig. 5 Curvas de P en función de \overline{a} para distintos valores de u y N= 16. $P=1-F_{N}\left[\left(1+u\right) N\overline{a}\right]$

casos de N=4, 16 y 25 y que pueden encontrarse en el artículo de la referencia [5].

El estudio de estas curvas conduce al establecimiento de una propiedad muy importante desde el punto de vista práctico de la utilización de la ley (6).

"En el intervalo $0 < \overline{\alpha} < 0,16$, la variación de u en función de P sólo depende de N, no de $\overline{\alpha}$. Es decir, dicha variación solo depende del tamaño del grupo".

Las curvas de la fig. 7 ilustran esta propiedad para tamaños fijados de los grupos ($N=4,\,8,\,16$ y 25). Dan un instrumento sencillo, suficientemente poderoso para permitirnos resolver los principales problemas de índole práctica encontrados en los pequeños grupos de abonados.

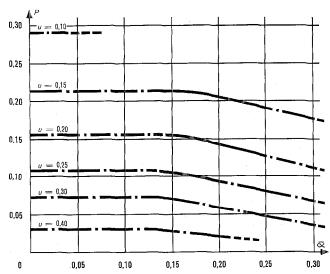


Fig. 6 Curvas de P en función de $\tilde{\alpha}$ para distintos valores de u y N= 25. P=1 - $F_{N}\left[(1+u)\ N\tilde{\alpha}\right]$

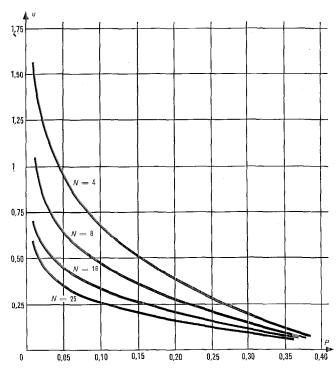


Fig. 7 Curvas de $\it u$ en función de $\it P$ para distintos valores de $\it N$, $\it P=Pr\left[Z>(1+\it u)~n\bar{\it x}\right]$

6.6 Comparación entre las leyes aproximadas en el dominio de los tráficos bajos

En este artículo se incluyen tres tablas, que dan valores de la probabilidad P, de que el tráfico conjunto medio en un grupo de N fuentes sobrepase el valor $Z=(1+u)N\overline{\alpha}$. Esta probabilidad ha sido calculada mediante las leyes (5), (10), (12), (13), en tres casos diferentes.

Los ejemplos que se han incluído aquí son suficientemente significativos para mostrar las posiciones de cada ley aproximada frente a la ley exacta (6).

7. Caso de enlaces entrantes: la ley uniforme

En el caso de enlaces entrantes, para los que las variaciones de tráfico individual son pequeñas, podemos

Tabla 1 $N=16 \qquad \tilde{\alpha}=\text{0,10 E}. \qquad \text{Normalización en (0,1)} \\ (U=\text{tanto por ciento de desviación respecto de la media }N\overline{\alpha})$

77.0/		P = Pr [Z >	$(1+u)N\bar{\alpha}]$	
$U^{0/0} = 100 u$	Ley 6.1	Ley 6.4 a	Ley X ²	Ley normal
	1	1	1	1
- 78,125		1,0000	1,0000	
- 75,000		1,0000	1,0000	0,9987
- 71,875		1,0000	1,0000	
- 68,750		0,9999	0,9999	
- 65,625		0,9998	0,9998	0.0000
- 62,500		0,9995	0,9995	0,9938
- 56,250		0,9976	0,9976	0,9872
- 50,000		0,9912	0,9913	0,9773
- 43,750	0.0514	0,9779	0,9780	0,9599
- 37,500	0,9514	0,9512	0,9513	0,9332
- 34,375 - 31,250		0,9316	0,9317	0,8944
0.,200		0,9073 0,8862	0,9074	0,0944
- 28,125		0,8662	0,8863 0,8443	0,8413
25,00021,875		0,8059	0,8443	0,0413
- 21,875 - 18,750		0,7634	0,7636	0,7734
- 15,625		0,7270	0,7272	0,7701
- 12,500		0,6691	0,6694	0,6915
- 9,375		0,6189	0,6192	0,0010
- 6,250		0,5678	0,5681	0,5987
- 3,125		0,5045	0,5052	
0		0,4664	0,4668	0,5000
+ 3,125		0,4274	0,4278	
+ 6,250		0,3710	0,3715	0,4013
+ 9,375		0,3271	0,3275	
+ 12,500		0,2862	0,2867	0,3085
\pm 15,625		0,2485	0,2490	
+ 18,750		0,2142	0,2148	0,2256
+ 21,875	0,1839	0,1834	0,1840)
+ 24,000	0,1564	0,1559	0,1565	0,1587
+ 30,250	0,1109	0,1105	0,1111	0,1056
+ 36,500	0,0766	0,0764	0,0769	0,0668
+ 42,750	0,0517	0,0515	0,0520	0,0401
+ 50,000	0,0341	0,0340	0,0344	0,0227
+ 56,250	0,0220	0,0218	0,0222	0,0122
+ 62,500		0,0138	0,0142	0,0062
+ 75,000	0.0010	0,0052	0,0054	0,0013
+ 87,500	0,0018	0,0017	0,0018	0,0002
+100,000		0,0006	0,0007	1
+112,500		0,0002	0,0002	
+125,000		0,0001	0,0001	
+137,500	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
+150,000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
	L			

Tabla 2 $N=16 \qquad \bar{\alpha}=\text{0,25 E.} \qquad \text{Normalización en (0,1)} \\ (U=\text{tanto por ciento de desviación respecto de la media } N\bar{\alpha})$

<i>U</i> º/o		P = Pr[Z >	$(1+u)N\bar{\alpha}$	
= 100 u	Ley 6.1	Ley 6.4 a	Ley X^2	Ley normal
0,00	0,4804	0,3443	0,4668	0,5000
+12.50		0,1713	0,2867	0,3085
+18,75	0,1943	0,1100	0,2148	0,2266
+25,00	0,1311	0,0686	0,1565	0,1587
+31,25	0,0844	0,0406	0,1111	0,1056

Tabla 3 N=4 $\bar{\alpha}=$ 0,25 E. Normalización en (0,1) (U= tanto por ciento de desviación respecto de la media $N\bar{\alpha}$)

77.07		P = Pr[Z >	$(1+u)N\bar{\alpha}$	
= 100 u	Ley 6.1	Ley 6.4 a	Ley X ²	Ley normal
0,0	0,4596	0,3890	0,4335	0,500
+ 25,0		0,2073	0,2650	0,3085
+ 50,0	0,1351	0,0947	0,1512	0,1587
+ 75,0	0,0593	0,0375	0,0818	0,0668
+100,0	0,225	0,0189	0,0424	0,0227

considerar la ley uniforme, como se definió en el punto 5, o incluso, la ley exponencial (definida en dicho punto por la fórmula (4). Aquí nos limitaremos al estudio de la ley uniforme.

Así pues, tomando

$$f(t) = \frac{\Theta_0 - t}{\Theta_0 - \Theta_1}$$
 para $\Theta_0 < t \le \Theta_1$

y, para un grupo pequeño de N enlaces entrantes, obtenemos la siguiente distribución del tráfico conjunto medio del grupo:

$$F_{N}(t) = \frac{1}{N!} \sum_{p=0}^{K} (-1)^{p} \left(C_{N}^{p}\right) \left(\frac{t - n_{p}}{\Theta_{1} - \Theta_{0}}\right)^{N}.$$
a $n_{N} \le t \le n_{N-1}, K \le N-1$ (15)

 $\begin{aligned} & \text{para } n_K \leqq t \leqq n_{K+1}, K \leqq N-1 \\ & \text{y con } n_K = N\,\Theta_0 + K\,(\Theta_1 - \Theta_0). \end{aligned}$

Esta ley puede considerarse también como una aproximación de la ley exponencial en el caso en que se sabe que el tráfico medio $\overline{\alpha}$, de la población que se estu-

dia es próxima a la semisuma $\frac{\Theta_0+\Theta_1}{2}$ de los valores

extremos de los intervalos de variación de los tráficos medios individuales.

Consideremos como ejemplo ilustrativo de esta ley el caso particular que sigue:

Tomamos un grupo de N=4 enlaces entrantes, elegidos al azar de una gran población con tráfico medio $\overline{\alpha}=$ 0,80 Erlangs y valores extremos $\Theta_0=$ 0,6 $\Theta_1=$ 1,0 para los tráficos medios individuales.

Los resultados para este caso se muestran en la figura 8 que da las variaciones de u en función de P, usando las mismas notaciones que en los casos anteriores.

8. Caso de grupos mixtos compuestos por abonados y líneas de centralitas privadas: distribución y normalización diferenciadas

El objeto de esta sección es dar un método que permita evaluar la influencia de la inclusión de líneas de centralitas privadas juntamente con abonados ordinarios en un mismo grupo.

Al mismo tiempo, se presentará un ejemplo de combinación de dos funciones de distribución diferentes normalizadas en intervalos diferentes.

Para ello supongamos un grupo de N fuentes de tráfico compuesto por K abonados pertenecientes a una población definida por una ley exponencial negativa normalizada en (Θ_0, Θ_1) y (N-K) líneas de centralita extraídas de una población para la que se considera la

ley uniforme, normalizada en (α_0, α_1) como modelo matemático.

Las funciones de distribución del tráfico medio individual estarán definidas, en consecuencia, por las fórmulas (3) y (5). Por lo tanto, manteniendo las mismas notaciones que en la fórmula (9) se encuentra

$$F_{N}(t) = \frac{1}{2} \frac{1}{(e^{-\Theta_{0}/a} - e^{-\Theta_{1}/a})^{K}} \left(\frac{-a}{\alpha_{1} - \alpha_{0}}\right)^{N-K} \times \sum_{\substack{0 \le p+q \le N \\ 0 \le p \le K}} (-1)^{p+q} \left(C_{K}^{p}\right) \left(C_{N-K}^{q}\right) e^{-\frac{n_{p}}{a}} J_{N, K, n_{p+m_{q}}}(t)$$

con

$$J_{N,K,A}(t) = \frac{\left(\frac{A}{a}\right)^{N-K} - \left(\frac{A-t}{a}\right)^{N-K}}{(N-K)!} + \frac{\sum_{r=1}^{N-K} \left(\frac{A}{a}\right)^{N-K-r} - \left(\frac{A-t}{a}\right)^{N-K-r}}{(N-K-r)!} \times \frac{K(K+1)\dots(K+r-1)}{r!} \qquad \text{para } t \leqslant A.$$

$$J_{N,K,A}(t) = \frac{\left(\frac{A}{a}\right)^{N-K} + \left(\frac{A-t}{a}\right)^{N-K}}{(N-K)!} + \frac{\sum_{r=1}^{N-K} \left(\frac{A}{a}\right)^{N-K-r} + \left(\frac{A-t}{a}\right)^{N-K-r}}{(N-K-r)!} \times \frac{K(K+1)\dots(K+r-1)}{r!} - 2e^{-\frac{t-A}{a}} \sum_{r=0}^{K-1} \left(\frac{t-A}{a}\right)^{r} \times \frac{(N-K+1)\dots(N-r-1)}{r!(K-r-1)!} \qquad \text{para } t \geqslant A.$$

Como caso particular, y con el fin de hacer notar la influencia que, sobre un grupo de fuentes de tráfico homogéneas, tiene la inclusión de fuentes procedentes de otra población, prestaremos atención al caso de un grupo formado por $N\!-\!1$ abonados y una sola línea de centralita.

Con el fin de facilitar los cálculos supondremos una amplitud igual para los intervalos de normalización, es decir:

$$(\Theta_1 - \Theta_0) = \alpha_1 - \alpha_0 = \tau.$$

En estas condiciones, poniendo

$$M_r=lpha_0+(N-1)\;\Theta_0+r\, au$$
 para 0 $\leq r \leq N$ la fórmula (16) se convierte en la (17) para

$$M_S \le t \le M_{S+1}$$
 y $S \le N-1$.

$$F_{N}(t) = \frac{1}{(e^{-\Theta_{0}/a} - e^{-\Theta_{1}/a})^{N-1}} \cdot \frac{a}{2\tau} \left\{ (-1)^{s+1} \frac{N-1}{s} \times e^{-\frac{n_{s}}{a}} \left[J_{N, N-1, M_{s}}(t) - \frac{t}{a} \right] + \sum_{p=0}^{s-1} (-1)^{p} \left(C_{N-1}^{p} \right) \times e^{-\frac{n_{p}}{a}} \times \left[J_{N, N-1, M_{p+1}}(t) - J_{N, N-1, M_{p}}(t) \right] \right\}$$
(17)

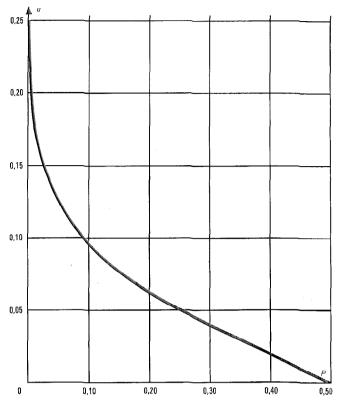


Fig. 8 Ley uniforme. Curva de U en función de P. para $\Theta_0=0.6$, $\Theta_1=1.0$, $\bar{\alpha}=0.8$ y N=4 $P=Pr\left[Z>(1+u)\;n\bar{\alpha}\right]$

con

$$J_{N,\,N-1,\,A}(t) = \begin{cases} \frac{t}{a} & \text{si } t \leqslant A \\ \frac{2\,A-t}{a} - 2\,\mathrm{e}^{-\frac{t-A}{a}} \sum_{r=0}^{N-2} \left(\frac{t-A}{a}\right)^r \frac{N-r-1}{r!} \\ & \text{para } t \geq A. \end{cases}$$

9. Conclusiones

En conclusión, señalaremos cinco puntos fundamentales:

a) Aunque solo se hayan estudiado en este artículo, de un modo particular, la ley exponencial negativa y en su límite, la ley uniforme, no ha de rechazarse, en modo alguno la utilidad de la ley (4) para cubrir la variación completa del tráfico medio $\overline{\alpha}$ con respecto al valor $\frac{\Theta_0 + \Theta_1}{2}$

El método general desarrollado en la sección 4 puede aplicarse a esta ley y deducir los resultados correspondientes.

- b) Entre las diferentes fórmulas aproximadas, relacionadas en la sección (6.4), para la ley exponencial negativa, hay que hacer constar el interés y el fácil manejo de la ley X^2 , en el caso de pequeños grupos de líneas de abonados, de modo principal, para valores débiles del tráfico.
- c) Una vez más y por su interés para los pequeños grupos de abonados ordinarios deseamos hacer notar la propiedad representada en la figura 7, en el sentido de que para $0 \le \alpha < 0.16$, las desviaciones de tráfico

dependen solamente del tamaño del grupo, cuando se hace uso de la ley exponencial negativa, evidentemente.

- d) Por su utilidad en ingeniería de tráfico, las fórmulas (9), (15) y sobre todo (17), merecen ser tabuladas, puesto que los grupos de entradas a una red, en la realidad, están compuestos a la vez por líneas de tráfico débil y fuerte.
- e) El método general propuesto en este artículo es susceptible de ser utilizado con otras distribuciones diferentes de las propuestas aquí. Medidas seguidas por estadísticas, darán en el futuro más datos sobre todo lo referente a las funciones de distribución y los intervalos de normalización, así como servirán para justificar o no la hipótesis de independencia estocástica entre fuentes de tráfico.

10. Reconocimiento

Nuestro agradecimiento a los componentes del Grupo de Ingeniería de Tráfico del Laboratorio de Investigación y Desarrollo de Standard Eléctrica, S. A., por su ayuda al discutir con los autores diversos puntos de este artículo, así como a la dirección de la citada Compañía por permitir su publicación.

Referencias

R. Martinez y A. Rodriguez: "Behaviour of small groups of traffic sources. Tables of their probability distribution function". Documento técnico de S.E.S.A. Madrid. — Sin publicar Mayo 1965.
 W. S. Hsyward, Jr.: "Traffic engineering and Administration Line Concentrators". Third International Teletraffic Congress, La Haya 1958.
 J. P. Dartois: "Etude theorique des petits groupes d'abonnes". Documento técnico de S.E.S.A. Madrid. — Sin publicar Noviembre 1966.
 A. Jensen: "The use of probability and structure in long term planning". Third International Teletraffic Congress, La Haya 1958.
 J. P. Dartois: "Traffic of small groups of subscribers". Documento técnico de S.E.S.A. Madrid. — Sin publicar Junio 1966.

Antonio Rodriguez Rodriguez nació en Madrid, España, el 11 de noviembre de 1935. En 1962 se graduó como Ingeniero de Telecomunicación e ingresó en Standard Eléctrica, S.A., donde participó en estudios de ingeniería de tráfico para el desarrollo de diversos sistemas de conmutación telefónica.

En la actualidad es Jefe de la División de Estudios de Tráfico en el Laboratorio de Investigación y Desarrollo y Profesor Encargado de Cátedra de Matemáticas en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación.

Jean Pierre Dartois nació en Aulnay sous Bois (93 Francia) el 26 de Septiembre de 1940. Se graduó de "Licencié en Sciences" en Matemática pura (opción: Cálculo de probabilidades) en la Facultad de Ciencias de la Universidad de París. Ingresó en 1966 en la "Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques", y trabaja desde entonces en el Laboratorio de Investigación y Desarrollo de Standard Eléctrica, S. A. Madrid, en la Division de Estudios de Tráfico de donde pasó en Octubre de 1967 a su compañía de origen C. G. C. T.

Distinción

Busignies distinguido

El Dr. Henri G. Busignies, Director General técnico de International Telephone and Telegraph Corporation, ha recibido el diploma de mérito de la National Security Industrial Association en reconocimiento a su sobresaliente servicio en la defensa de los Estados Unidos de América por su cooperación con los servicios de industrias militares durante sus servicios como presidente del Research and Development Advisory Committee, 1965—1967.

Repetidor sumergido para el cable de 640 circuitos entre el Reino Unido y Portugal

J. F. TILLY

Standard Telephones and Cables Limited, Londres

1. Introducción

El desarrollo de transistores de gran confiabilidad apropiados para empleo en repetidores sumergidos [1, 2], ha hecho posible el desarrollo y diseño de repetidores con una anchura de banda mayor que la obtenida anteriormente en los repetidores con válvula. Este artículo describe un repetidor transistorizado diseñado para reunir las condiciones impuestas para un sistema de 640 canales telefónicos para enlace entre el Reino Unido y Portugal, a instalar en 1969.

2. Condiciones fijadas para el sistema

Se dictaron las condiciones del sistema según la especificación RC. 1862 del British Post Office, de las cuales se detallan a continuación aquéllas que se refieren a los repetidores sumergidos.

2.1 Condiciones de transmisión

La especificación se refería a la transmisión a dos hilos de 640 canales telefónicos de 3 KHz entre el Reino Unido y Portugal. Se especificó la carga de -10 dbm0 por canal, norma general en los sistemas submarinos de gran profundidad y con esta carga aplicada a todos los canales el ruido medio del sistema, por canal y en cada dirección no debe ser superior a 1 pW/Km. Además el ruido máximo en cualquier canal, será menor que 3 pW/Km, norma recomendada por el Comité Consultivo Internacional Telegráfico y Telefónico.

El límite de ruido debe cumplirse durante toda la vida del sistema, calculada en 25 años, y el diseño debe tener en cuenta las variaciones de temperatura anual, que afectan a la atenuación del cable, y al aumento de una milla naútica de cable en las secciones de la ruta en aguas poco profundas, donde son posibles las repara-

ciones debidas a averias producidas por actividades de rastreo de los pesqueros.

La longitud del cable que hay que sumergir es del orden de 1.000 millas naúticas (1.855 Km). Unas 400 millas naúticas (743 Km), tienen que ser de cable armado para reducir las averias producidas por pesca de rastreo.

2.2 Sistema de vigilancia

Era necesario que los repetidores tuvieran un sistema de vigilancia, que permita hacer las medidas de transmisión en bucle desde una de las estaciones terminales e incluso poder medir el ruido y la intermodulación en cada repetidor desde el terminal. Se consideró en el diseño la facilidad de sustitución de un repetidor cualquiera por otro de repuesto.

Como en los repetidores antiguos, los circuitos de vigilancia no deben degradar las características de transmisión sobre los canales normales, además el fallo de un componente en los circuitos de vigilancia no debe interrumpir los circuitos principales de transmisión.

2.3 Repetidores sumergidos

En los repetidores sumergidos tenían que emplearse componentes y técnicas anteriormente aprobadas para utilizarse en los sistemas submarinos, y cuando se necesitaban nuevos componentes había que demostrar la confiabilidad de éstos.

Tenía que conseguirse la protección de los repetidores contra las sobrecargas de corriente o tensión que surgieran por avería del cable. Esta condición que ya existía en los repetidores con válvulas, es ahora más importante por la vulnerabilidad de los transistores a las sobrecargas y una parte considerable del desarrollo de los repetidores se dedicó a este problema.

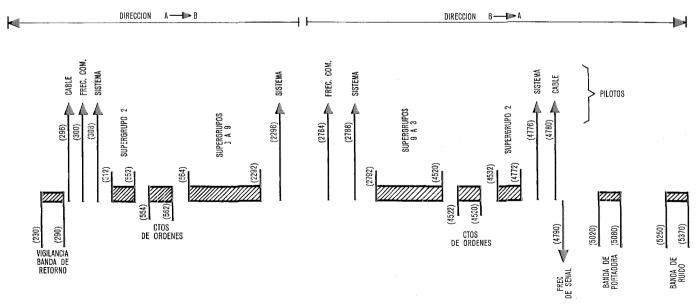


Fig. 1 Espectro de frecuencias del sistema. (Las frecuencias en KHz se indican entre paréntesis).

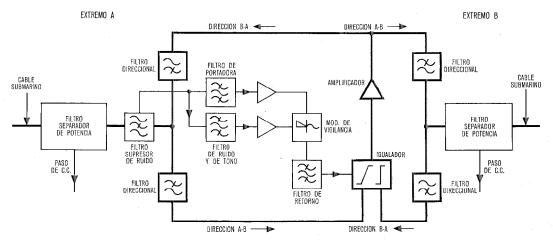


Fig. 2 Esquemático de un repetidor.

3. Espectro de frecuencias

En la especificación se determinaban las bandas de alta y baja frecuencia para las direcciones de transmisión. Además hubo que asignar las frecuencias para las señales piloto, para las bandas empleadas en los circuitos de vigilancia de los repetidores, y para los circuitos de conversación de servicio. En la figura 1 se indican las bandas de frecuencia.

4. Esquema del repetidor

4.1 Circuitos de transmisión y de alimentación de potencia

El esquema de bloques del repetidor se dibuja en la figura 2 en donde los trazos gruesos representan los circuitos de transmisión.

Los filtros separadores de potencia separan en el repetidor la corriente continua transmitida por el conductor central del cable submarino, de las frecuencias de transmisión. Una corriente continua del orden de 150 miliamperios pasa desde el terminal "A " hasta el terminal "B" por los filtros separadores de potencia y a través de los terminales de suministro de corriente continua del amplificador de línea. Se produce una caída de 23 voltios entre estos terminales, cuya tensión alimenta el amplificador de línea y los amplificadores del circuito de órdenes.

Los circuitos de transmisión en el repetidor utilizan el principio de un amplificador común para las dos direcciones de transmisión. El amplificador y los filtros direccionales, necesarios para separar las dos bandas direccionales, se conectan, en una configuración en ocho, con el amplificador en el circuito de cruce. El igualador que se necesita para producir una característica de ganancia del repetidor igual a la característica de pérdidas de una sección de cable es común también para ambas direcciones de transmisión.

El diseño de los filtros direccionales se basa en filtro paso — alto y paso — bajo en un anillo convencional de Zobel con redes de anulación de susceptancias en los puntos de unión comunes.

Las pérdidas en bucle de los anillos del filtro direccional se mejoran mucho añadiendo un transformador inversor de fase de relación 1:1 en el lado de baja frecuencia de uno de los filtros. Este transformador se intercala en el circuito del igualador.

El amplificador, cuyo esquema simplificado se muestra en la figura 3, es un amplificador de 3 etapas que emplea realimentación en puente a través de ambos transformadores de entrada y salida.

Este amplificador no utiliza amplificación en paralelo de 3 etapas como en anteriores repetidores sumergidos ya que la confiabilidad de los transistores (B. P. O. tipo 4A2) es tal que elimina la necesidad de redundancia de circuitos. La característica de ganancia del amplificador se muestra en la figura 4 e iguala parcialmente las pérdidas de una sección de cable. La característica de transmisión en el bucle de realimentación se muestra en la figura 5.

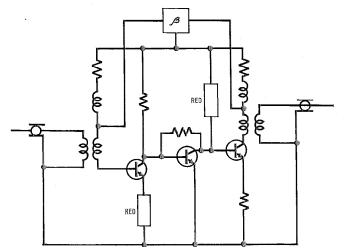


Fig. 3 Esquema simplificado del amplificador.

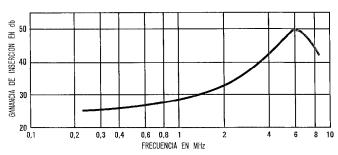


Fig. 4 Característica ganancia-frecuencia del amplificador.

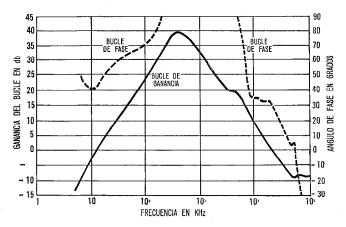


Fig. 5 Característica ganancia-frecuencia del bucle de realimentación del amplificador.

4.2 Circuitos de vigilancia

4.2.1 Medida de ganancia en bucle

Para medir la ganancia en bucle, se transmiten desde el terminal "B" impulsos de señal de 5050 KHz con 50 μ s de duración y una frecuencia de repetición de 50 veces por segundo, junto con una señal constante de 4790 KHz. En el repetidor los impulsos entran en el filtro de portadora y amplificados por el amplificador de portadora, alimentan el modulador del circuito de vigilancia.

La señal constante se inyecta también en el filtro de señal constante del repetidor y alimenta los terminales de señal del modulador de vigilancia a través de un amplificador. Después de la modulación la banda lateral formada por impulsos resultantes de 260 KHz, vuelve a través del filtro de señal a la entrada del amplificador del repetidor desde donde se retransmite al terminal "B". Los impulsos que vuelven desde los repetidores sucesivos llegan al terminal "B" en tiempos sucesivos y la amplitud de los impulsos da una medida de ganancia en bucle, la señal de cada repetidor está separada del siguiente por una escala de tiempos.

4.2.2 Medida de ruido

Si no se transmite la señal constante desde el terminal "B" no se presentará en el modulador de vigilancia del repetidor, pero el ruido del amplificador del repetidor que se capta por el filtro de ruido, se presentará en el modulador y se retransmitirá al terminal "B" en forma de impulsos de ruido, permitiendo así observar el ruido del repetidor. El filtro supresor de ruido evita que el ruido de un repetidor, en el margen de frecuencias de paso del filtro de observación de ruido, se transmita al próximo repetidor.

4.2.3 Circuitos de vigilancia

El filtro supresor de ruido es un filtro en T en derivación, en el que se incluye también la extracción de las frecuencias de señal constante y los impulsos de portadora, ademas de las frecuencias de ruido. Este método proporciona la característica apropiada de extracción de las señales de vigilancia, y buena protección contra los fallos en los circuitos de vigilancia. Su funcionamiento se

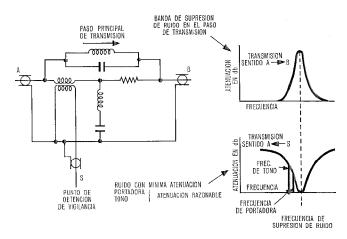


Fig. 6 Diagrama del filtro de separación de la frecuencia de vigilancia.

ilustra en la figura 6 y está explicado completamente en referencia [3].

Para la señal constante se utiliza filtro de cristal y los restantes filtros del circuito de vigilancia son unidades convencionales de bobinas y condensadores. El amplificador de señal constante y de ruido consta de una sola etapa de transistores mientras que el amplificador de portadora tiene dos etapas que proporcionan amplificación suficiente para que las señales de portadora produzcan una operación satisfactoria en el "anillo" modular convencional.

El modulador en "anillo" emplea diodos de silicio desarrollados especialmente para aplicación en repetidores sumergidos.

La inyección de los impulsos de retorno utiliza el mismo principio que el utilizado en la extracción en el filtro de ruido, pero en este caso el circuito con derivación en T está en el igualador del repetidor.

4.3 Circuitos de protección

Se ha comprobado la calidad de los circuitos de protección del repetidor mediante una línea artificial equivalente a una longitud del sistema superior a la necesaria para el enlace entre Portugal y el Reino Unido. Si el sistema se alimenta desde un terminal, la tensión continua aplicada entre el conductor central y el conductor exterior del cable puede elevarse a 3,6 kV. Un cortocircuito en el cable podría provocar un paso de corriente de 100 amperios, y la protección para tal circunstancia tiene que estar prevista.

La protección puede ser de varias formas. Para evitar que se produzcan grandes voltajes entre los terminales de alimentación de corriente continua del amplificador de línea se conecta una cadena de 5 diodos Zener en serie, capaces de soportar cada uno sobre-intensidades de 200 amperios. Este procedimiento limita el voltaje a través del amplificador durante una sobrecarga anormal, y tiene el efecto de redundancia para cubrir la posibilidad de fallo por cortocircuito en uno de los diodos.

Las sobretensiones en las bobinas de los filtros separadores de potencia se mantienen a un nivel aceptable mediante el empleo de tubos de descarga de gas. No obstante, estos tubos no son suficientemente rápidos para evitar las grandes sobretensiones instantáneas que se transmiten por los circuitos de transmisión del repetidor a los terminales de entrada y salida del amplificador de línea. Para evitar que estas sobretensiones dañen los transistores del amplificador, se utilizan diodos para pequeña señal. Estos no están polarizados en le entrada del amplificador, pero para no desequilibrar la linealidad del repetidor, están polarizados a la salida.

5. Funcionamiento del repetidor

5.1 Circuito de transmisión

El error de igualación de repetidor respecto a la característica calculada para 7,5 millas naúticas (13,9 Km) de cable de 25,2 mm. tipo MK. Il del B. P. O., se muestra en la figura 7. Para resolver los problemas de diseñar un igualador fijo para la igualación del conjunto, el repetidor tiene exceso de ganancia más bien que pérdidas, particularmente a las frecuencias más bajas.

La característica de distorsión del repetidor en el segundo y tercer armónico de la frecuencia fundamental de 1,6 MHz. se representa en la figura 8. La variación del nivel de ruido y el nivel de sobrecarga a la salida del repetidor se representa en la figura 9.

Las impedancias de entrada y salida del repetidor en los márgenes de funcionamiento son tales que se mantiene la siguiente relación a todas las frecuencias.

Esto asegura que las pérdidas por desadaptación que se pueden sumar de sección a sección se mantengan en un valor aceptable.

5.2 Circuitos de vigilancia

Si los impulsos de portadora tienen una amplitud máxima que corresponde al nivel de potencia + 8,5 dbm0, el impulso de ruido devuelto tiene una amplitud que corresponde al nivel de potencia de -41 dbm0. Este es 7 db. por encima del ruido del sistema de 1.000 millas naúticas (1.855 Km), en el canal de vuelta; de modo que se puede identificar el ruido de cada repetidor en este sistema.

Añadíendo un tono de vigilancia de -15 dbm0 de nivel, se obtiene el retorno del impulso con una amplitud que corresponde a un nivel de potencia de -21 dbm0. Este nivel presenta un margen de 26 db. respecto al ruido devuelto desde el sistema de vigilancia y permite hacer medidas en bucle de la ganancia de cada repetidor.

La longitud utilizada para el impulso permite separar los repetidores en una base de tiempo y es suficientemente corta para tener en cuenta la reducción de distancia entre repetidores debida a la inclusión en el sistema de igualadores sumergidos.

Los valores de pérdidas de conversión del modulador de vigilancia son satisfactorias para variaciones del nivel de portadora de \pm 8 db. sobre el nominal. Esto asegura que cualquier variación normal del nivel de portadora

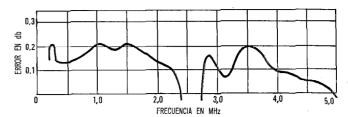


Fig. 7 Característica de error de igualación con relación a la ganancia ideal.

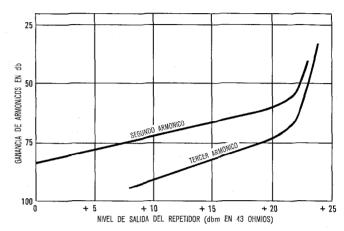


Fig. 8 Característica de armónicos del repetidor respecto al nivel de salida del fundamental (Frecuencia del fundamental 1.600 KHz).

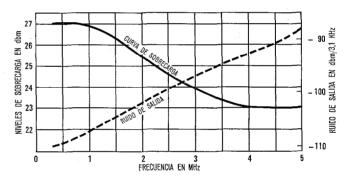


Fig. 9 Ruido a la salida del repetidor y nivel de sobrecarga admisible.

(debido a desalineación, oscilación de temperatura o reparación del cable, no afectará a las medidas de vigilancia).

6. Planificación del sistema

6.1 Consideraciones del ruido térmico

En un sistema de 1.000 millas naúticas (1.855 Km) con cable MK. Il de 25,2 mm. del B. P. O. y con un igualador sumergido por cada 12 repetidores, serán necesarios 133 repetidores de 43 db de ganancia por repetidor a 4772 KHz.

Si se toleran 2 db. de ruido de intermodulación, y se consideran las variaciones de atenuación del cable debidas a variaciones de temperatura en aguas poco profundas, pueden establecerse los niveles mínimos de salida del repetidor para conseguir que el ruido "ponderado" sea de 1 pW/Km en un sistema de 1.000 millas naúticas. Estos niveles, y su deducción, se determinan en la tabla 1.

Tabla 1 Niveles de salida del repetidor: mínimo, máximo y propuesto

Frecuencia	Ruido a la salida (ver Fig. 9)	Niveles de salida mínimos ruido térmico de -78,5 dbmOp canal de 3 KHz	Niveles de salida mínimos con 2 db. de margen para intermodulación y desalineación	Niveles de salida máximos	Niveles de salida propuestos
KHz	dbm para 3,1 KHz	dbr	dbr	dbr	dbr
300	- 110	-34	-32	-19,6	-26,0
500	-109,6	-33,6	-31,6	-17,0	-23,4
700	-108,9	-32,9	-30,9	-15,0	-21,4
1000	-107.4	-31,4	-29,4	-12,9	-19,3
1500	– 104,6	-28,6	-26,6	-10,8	-17,2
2000	-102,0	-26,6	-24,6	- 9,0	-15,4
2500	- 99,7	-23,7	-21,7	- 7,9	-14,3
3000	- 96,6	-20,6	-18,6	- 6,6	-13,0
3500	- 95,1	-19,1	-17,1	- 5,6	-12,0
4000	- 92,9	-16,9	-14,9	- 4,8	-11,2
4500	- 90,6	-14,6	-12,6	- 4,2	-10,6
4800	- 89,3	-13,3	-11,3	- 3,6	-10

6.2 Consideraciones sobre la sobrecarga

La carga final del sistema es de 1.280 canales de $3 \, \text{KHz}$, con un nivel medio de $-10 \, \text{dbm0}$ por canal. Esto equivale a una carga media de $21,1 \, \text{dbm0}$ con un nivel máximo de potencia de $34,1 \, \text{dbm0}$ [4].

Con la aplicación de pre-énfasis lineal de 16 db. de margen entre los canales de frecuencia inferior y superior, todos los canales no están al mismo nivel, y basta que la sobrecarga máxima del sistema sea mayor que 29,6 dbm0, ya que el pre-énfasis produce una diferencia de nivel de 4,5 db. sobre sistemas con niveles planos.

Teniendo en cuenta que la cifra del valor eficaz de sobrecarga es de 23 dbm. (ver Fig. 9), o sea 26 dbm. máximo, se pueden establecer los niveles de salida máximos del repetidor con un pre-énfasis de 16 db. Estos niveles se indican en la tabla 1.

6.3 Niveles del repetidor y ruido del sistema

Los niveles de salida del repetidor se han fijado en los valores que se indican en la última columna de la tabla 1. Esto proporciona respecto a la sobrecarga, un margen de protección necesario para acomodarse a los cambios de nivel del sistema producidos por desalineación debida a errores de igualación y por cambios de atenuación del cable debido a variaciones de temperatura. Hay también un margen contra el ruido del sistema, de 1 pW/Km por canal. Cálculos detallados demuestran que la contribución de intermodulación al ruido del sistema es lo suficientemente pequeña para asegurar que se cumple la condición de ruido.

7. Conclusiones

Se ha desarrollado un repetidor de 5 MHz, que reune las condiciones del proyecto para el enlace entre el Reino Unido y Portugal.

El comportamiento del repetidor permite longitudes superiores a 1.000 millas naúticas que es la aplicada en el sistema proyectado para Reino Unido – Portugal. En la práctica la longitud máxima estará gobernada por el voltaje nominal de los condensadores de alto voltaje que se emplean en los filtros separadores de potencia de los repetidores. Con los condensadores actuales de 6,25 kV de tensión nominal, y teniendo en cuenta la caída de voltaje en el cable y en los repetidores, la longitud máxima para un sistema de cable MK. Il de 25,2 mm. del B. P. O. con alimentación de potencia por los dos extremos, sería de 3.500 millas naúticas.

Referencias

- [1] D. Baker y R. E. Warren: "The Design of Reliable U. H. F. Transistor for Use in Deep Sea Submerged Telephone Repeater Systems". Instn. Elect. Conf. Publ. (G. B.) 1965, N°. 12, 12-1—12.4.
 [2] J. M. Groocock: Transistores y diodos planar de silicio para repetidores
- [2] J. M. Groocock: Transistores y diodos planar de silicio para repetidores de cables submarinos destinados a profundidades océanicas, Comunicacionos Eléctricas, Vol. 42 (1967), N°. 4, pág. 137.
 [3] Patente Británica N°. 1.021.418: "Improvements in or Relating to Carrier
- [3] Patente Britanica Nº, 1.021.418: "Improvements in or Helating to Carrie Current Communication Systems Incorporating Repeaters".
- [4] H. Williams: "Overall Survey of Transmission Performance Planning". Proceeding of the Institute of Electrical Engineers, Vol. III, N°. 4, Abril 1964, págs. 727—743.
- [5] H. L. Bakker: "The Output Power of Line Amplifiers in Carrier Telephone Systems Employing Pre-emphasis". Philips Telecommunication Review, Vol. 26, N°. 1, Julio 1965.
- I. F. Tilly, nació en 1930 en Inglaterra. Estudió en St. Catharine's College de Cambridge, y se graduó en 1953 con el diploma B. A. en matemáticas.
- En 1953 se unió a la División de Transmisión de Standard Telephones and Cables en North Woolwich. Es miembro del grupo de diseño de la División de sistemas repetidores sumergidos desde 1963.

Obtención de películas inorgánicas para condensadores por medio de efluvios eléctricos

M. PARNELL H. F. STERLING Standard Telecommunication Laboratories Limited, Londres

1. Introducción

En la fabricación de componentes para las comunicaciones eléctricas se han necesitado siempre procedimientos para la obtención de películas. A través de toda esta industria se pueden encontrar ejemplos de la utilización de películas, que van, desde el aislamiento de hilos y preparación de películas de materiales dieléctricos o de metales, hasta las muy especiales técnicas que se utilizan hoy en micro-electrónica. Los primeros métodos en fase líquida que se utilizaban para la deposición de películas, por ejemplo, los usados para las pinturas y barnices y para los recubrimientos electrolíticos, se han suplementado con las técnicas de deposición a partir de un vapor o gas y, en la actualidad, se está realizando un trabajo considerable en este campo en expansión.

El recubrimiento de materiales base con películas metálicas por evaporación o por deposición electrónica (sputtering) en vacio es bien conocida. Los procedimientos de deposición química de vapores, aunque menos familiares, se usan también en forma creciente. En tales procesos un gas o vapor adecuado fluye sobre una base o substrato, calentado, donde tiene lugar una descomposición o reducción química, creciendo, a continuación, el espesor de la capa o película depositada a partir de los átomos que son liberados por la reacción iniciada térmicamente.

En los Standard Telecommunication Laboratories se ha encontrado recientemente que la energía de radio frecuencia puede ser empleada, en lugar del calor, para hacer que en un ambiente gaseoso se produzcan reacciones capaces de formar películas [1], [2]. En este artículo se describe el método y su aplicación a la fabricación de condensadores.

2. Métodos de deposición a partir de vapores

Teniendo en cuenta la variedad de métodos de deposición de que se dispone es posible elegir el más adecuado para el material que ha de formar la película y para el que ha de servir de substrato. La Fig. 1 ilustra la amplia variedad de los procesos en fase gaseosa; generalmente los métodos de evaporación y deposición electrónica (sputtering) tienen aplicación con metales que poseen una tensión de vapor adecuado, mientras que el recubrimiento en vapor y las nuevas técnicas de recubrimiento por efluvios eléctricos tienen más amplia aplicación en la deposición de metales y materiales aislantes y refractarios. Por ejemplo, la evaporación del aluminio (usada comercialmente en la fabricación de condensadores) es un procedimiento relativamente sencillo. El aluminio se evapora fácilmente y puede condensarse en forma de película sobre, digamos, un substrato formado por una película de material plástico. Debido a que se trata de un elemento químico no hay ningún peligro de que tenga lugar un cambio de composición. En el caso del tántalo, la presión de vapor es tan pequeña que resulta necesario utilizar, para transferir el metal, la elevada energía del bombardeo iónico que tiene el proceso de deposición electrónica (sputtering).

Algunos materiales aislantes poseen propiedades dieléctricas que son de desear, y que serían muy adecuadas para la fabricación de condensadores, si pudieran prepararse en forma de película delgada; pero los procesos de evaporación y deposición electrónica (sputtering) no siempre son adecuados para la satisfactoria deposición de materiales aislantes, ya que pueden presentarse desviaciones de la composición correcta. Sin embargo, si fuentes gaseosas adecuadas se someten a efluvios eléctricos de radio frecuencia, a baja presión, pueden depositarse una variedad de películas de materiales dieléctricos con estricto control de la deposición.

3. Reacciones químicas en descargas gaseosas

Durante muchos años se han investigado varias formas de descargas disruptivas en un gas. Los diferentes mecanismos de transmisión que tienen lugar dependen de factores tales como la frecuencia y diferencia de potencial del campo eléctrico aplicado, de la composición del gas y de su presión y temperatura. Generalmente las descargas disruptivas en corona tiene lugar a la presión atmosférica mientras que las descargas por efluvios tienen lugar a presiones por debajo de 1 torr. Cuando se emplean campos de corriente continua o de alterna de baja frecuencia, es corriente montar los electrodos en contacto físico con el gas. Cuando se emplean, sin embargo, radio frecuencias, pueden inducirse en el gas, fenómenos del tipo de efluvios eléctricos por medio de un sistema radiante colocado exteriormente. El sistema consiste usualmente en una inductancia o capacitancia que rodea al tubo que contiene el gas.

Se sabe desde hace mucho, tiempo que pueden producirse reacciones químicas en gases sometidos a

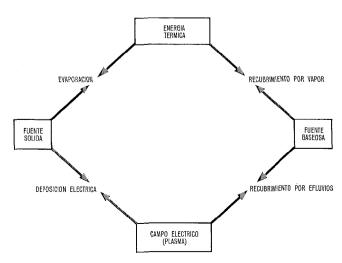


Fig. 1 Relaciones entre los procesos de deposición en fase gaseosa.

tensiones eléctricas. Numerosos investigadores han elegido deliberadamente gases inertes como el Argón o el Neón para sus experimentos eléctricos con el fin de evitar la molesta corrosión de los electrodos y los "depósitos negros", peculiares, que oscurecen los tubos de vidrio. Otros científicos aprovechan esta propiedad de las descargas en gases para provocar reacciones químicas y uno de los primeros usos comerciales fué la aplicación de descargas corona de alta tensión en el seno del oxígeno para formar ozono. El aparato fué denominado "ozonizador" y normalmente funciona a la presión atmosférica o próxima a ella. Este tipo de aplicación se ha denominado recientemente "química corona".

A más bajas presiones gaseosas y tensiones eléctricas puede provocarse en un gas sometido a un campo de radio frecuencia una descarga del tipo de efluvio. Esta descarga sin electrodos, es silenciosa, se manifiesta a potencias relativamente bajas y da lugar a una clase especial de luminosidad. No está localizada ni es de aparlencia viva como ocurre con las crepitantes descargas corona disruptivas.

Esta forma de estimulación, asociada con la silenciosa descarga por efluvios, se ha encontrado más adecuada para producir reacciones químicas que dén como resultado la formación de películas aislantes. Desde el punto de vista de la reacción química y de la deposición de la película, la emisión de luz puede ser considerada como un mecanismo secundario, meramente incidental al proceso. En nuestros experimentos se ha observado que la reacción química puede mantenerse en el campo de radio frecuencia por debajo del umbral luminoso y pueden desarrollarse películas sin acompañamiento de luminiscencia visible. En estas reacciones químicas, por efluvios eléctricos, se rompen los enlaces químicos existentes en las moléculas del gas para originar moléculas más sencillas, radicales libres o átomos, con cierta ionización de estas especies. Desde el punto de vista térmico el gas está frio, pero la energía derivada del campo de radio frecuencia es suficientemente elevada para que

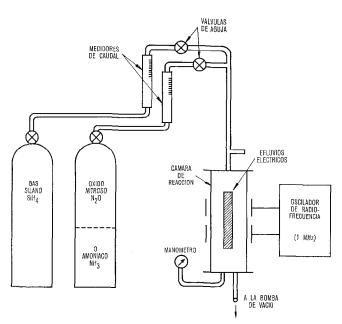


Fig. 2 Diagrama del aparato para el recubrimiento.

haya apreciable excitación entre las moléculas del gas. Nuevos enlaces y por consiguiente nuevas moléculas se forman en este gas frio y cuando la síntesis da lugar a la formación de compuestos que existen normalmente en fase sólida, se deposita una película sobre un substrato colocado adecuadamente.

4. Técnicas experimentales para la deposición de películas

En la Fig. 2 se representa esquemáticamente y en la Fig. 3 gráficamente el primer aparato experimental que se utilizó para la formación de películas por efluvios eléctricos. Es fundamentalmente simple y consiste de un tubo de reacción provisto de entradas para los gases y de una bomba de vacio. La energía de radio frecuencia es acoplada inductiva o capacitativamente a la cámara de reacción desde un oscilador de 500 vatios y 1 MHz que fué proyectado especialmente para este trabajo por Stanelco Industrial Services (STC) Ltda.; los gases que van a reaccionar se miden separadamente y se conducen a la zona de reacción, donde se sitúa un substrato adecuado. La bomba de vacio rotativa se gobierna con una válvula de mariposa para proporcionar presiones de trabajo de aproximadamente 0,1 torr. Después de algunos minutos para permitir la estabilización de las condiciones de fluencia del gas se aplica el campo de r.f. y comienza la deposición.

Uno de los más simples ejemplos del desarrollo de una película es la deposición de silicio a partir del gas silano. Este gas SiH_4 es análogo al metano, CH_4 y puede

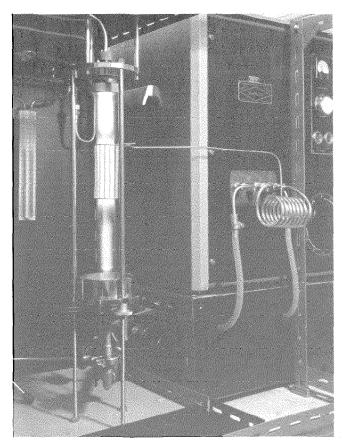


Fig. 3 Aparatos de experimentación para la formación de películas por efluvios.

descomponerse en sus elementos, silicio e hidrógeno gaseoso, por calefacción. Esta pirolisis transcurre convenientemente a 1000 °C, obteniéndose el silicio en forma cristalina, semiconductora. Por el contrario, usando el aparato descrito anteriormente pueden depositarse en frio películas de silicio aislante, amorfo, a partir del silano, en una descarga de radio frecuencia. Como substrato pueden emplearse láminas de Mylar o de otro material plástico similar y, debido a que la deposición transcurre a la temperatura ordinaria o próxima a ella, no se produce ninguna degradación. Los análisis por difracción de electrones han demostrado que el depósito de silicio tiene una estructura amorfa o vitrea y las medidas eléctricas de la resistividad acusan un valor de 1011 ohm-cm, comparado con el de 103 ohm-cm para el silicio cristalino, ultra puro, obtenido térmicamente,

El principal esfuerzo sobre los trabajos de deposición por efluvios eléctricos se ha dirigido a la deposición de compuestos de silicio aislantes, como el dioxido de silicio o silice (SiO₂) y el nitruro de silicio (Si₃N₄). Estos materiales se presentan generalmente en forma vitrea o como productos cerámicos y necesitan normalmente para su formación una temperatura por encima de los 1.000 °C.

La síntesis en frio de estos materiales puede realizarse fácilmente en una descarga por efluvios. El silano se mezcla con otro gas a la entrada de la cámara de reacción y el producto correspondiente se deposita sobre un substrato. Por ejemplo el óxido nitroso (N2O) libera oxígeno por los efluvios eléctricos, que se combina con el silano depositándose una película de silice. Estas películas son duras, vitreas y transparentes, en todo similares a las obtenidas a elevadas temperaturas por las técnicas térmicas, más convencionales. El nitrógeno molecular (N₂) liberado durante esta reacción no se combina, bajo estas condiciones, con el silicio. En cambio, si se hacen reaccionar, bajo los efluvios eléctricos, amoníaco (NH₃) y silano (SiH₄) en ausencia de oxígeno, el nitrógeno se combina con el silicio para formar una pelicula de nitruro de silicio. De la misma manera puede depositarse dióxido de titanio a partir de vapor de tetracloruro de titanio (TiCl₄) y de dióxido de carbono (CO₂) gaseoso. Lo cierto es que el empleo de la energía de radio frecuencia como catalizador químico se puede aplicar a gran número de reacciones semejantes.

5. Picaduras (poros)

En cualquier proceso de formación de películas, el número de picaduras (poros) por unidad de superficie debe mantenerse tan reducido como sea posible y esto es especialmente cierto en el caso de películas destinadas a ser utilizadas como dieléctricos de condensadores. Las películas obtenidas con los métodos de efluvios eléctricos están particularmente libres de picaduras (poros) y se ha pensado en que tiene efecto un mecanismo mediante el cual se eliminan las picaduras o poros incipientes por un aumento de la actividad electrónica en este punto, particular, de la superficie. Ciertamente, cuando los efluvios se emplean para la limpieza de sistemas en vacio se ha visto a veces como centellean y desaparecen partículas microscópicas de polvo que hay

sobre la superficie. Este mecanismo continúa manifestándose durante todo el proceso de desarrollo de las peliculas. Otro aspecto favorable de este método es que a las relativamente altas presiones que se utilizan (100 micras de columna de Hg) el material alcanza la superficie del substrato desde todas las direcciones. Esto está en oposición a la evaporación de los metales en alto vacio en la que las partículas de polvo que caen en la superficie de la creciente película crean sombras y originan minúsculas zonas donde no se produce deposición o queda restringida.

6. Nitruro de silicio. Un dieléctrico de condensadores

En vista de lo apropiado de este nuevo método para la deposición de aislante y dieléctricos se decidió ensayar esta técnica para la fabricación de condensadores experimentales. El primer material que se eligió para esta investigación fué el nitruro de silicio debido a su inherente estabilidad y favorables propiedades eléctricas.

El nitruro de silicio se prepara normalmente en forma policristalina mediante la combinación directa de los elementos nitrógeno y silicio, a temperatura elevada. El producto pulverulento resultante se compacta a presión en moldes adecuados y se sinteriza a alta temperatura. Posee una constante dieléctrica relativamente alta, comprendida entre 7 y 9, y una resistencia o rigidez dieléctrica de cerca de 10⁷ V/cm y, cuando es puro, tiene un excelente factor de potencia. Sin embargo en esta forma no es realmente adecuado para la fabricación de condensadores. A continuación se hace una comparación de sus propiedades dieléctricas con las de algunos otros materiales.

Material	Constante dieléctrica	Angulo de pérdida	Resistencia dieléctrica
		1 KHz	V/cm
Nitruro de silicio	8	0,0002	5×10^6
Mica	6,8	0,0001	$5 imes 10^6$
Silice fundida	3,8	0,0002	1×10^6
Cera parafina	2,2	0,0001	$5 imes 10^5$
Policarbonato	2,8	0,0008	$1,8 \times 10^6$
(película orgánica	por colada)		

7. Películas de nitruro de silicio

En los primeros experimentos sobre la deposición de películas finas de nitruro de silicio a partir de amoníaco y silano se utilizó una excitación de 1 MHz de frecuencia asociada a un sistema externo de inductancia/capacitancia acoplado al tubo de reacción. Durante la deposición pudo observarse una débil luminiscencia. La película, dura y vitrea, se deposita sobre un substrato de vidrio con una velocidad aproximada de 1 micra (10.000 Å) por hora mostrando durante el crecimiento cambios en los colores de interferencia. Se estudió un intérvalo de temperaturas del substrato. Incluso cuando las películas se depositan en frio (25 °C) muestran excelentes propiedades dieléctricas. La espectroscopia infraroja por absorción acusó, en las películas depositadas en frio, la presencia de grupos N-H dispuestos en capas, pero estos grupos se fueron eliminando progresivamente a medida que se fué incrementando la temperatura del substrato y están totalmente libres de las películas depositadas a unos pocos centenares de grados centígrados. Una importante característica del método es, que pueden cambiarse las proporciones de los gases reaccionantes para obtener películas de nitruro de silicio de diferentes composiciones. Las propiedades dependientes de la composición pueden, por consiguiente, llevarse al óptimo grado. La Fig. 4 muestra la variación de la constante dieléctrica con la composición gaseosa.

8. Fabricación de condensadores

Con objeto de valorar el comportamiento general del nitruro de silicio como un material dieléctrico se ha construído, en la División de Condensadores de STC, una unidad de deposición proyectada específicamente para nitruro de silicio. La integración de la unidad de deposición con un sistema para la fabricación completa de condensadores ha permitido llevar a cabo estudios eléctricos y ambientales sobre condensadores encapsulados. De esta forma también ha sido posible valorar la reproducibilidad y eficacia de la técnica de la deposición en una instalación de diseño fundamentalmente sencillo.

Aunque para esta nueva instalación se tomó como modelo la empleada con éxito en STL, fué necesario incorporar ciertas modificaciones. También fué necesario introducir en el proyecto cierta flexibilidad para adaptarse a factores tales como la previsión de un incremento en la velocidad de deposición, una mayor capacidad de tratamiento y otras características similares de importancia comercial. La parte central de la unidad de deposición se muestra gráficamente en la Fig. 5.

Con el sistema anterior se han obtenido capas de nitruro de silicio con diversas velocidades de crecimiento,

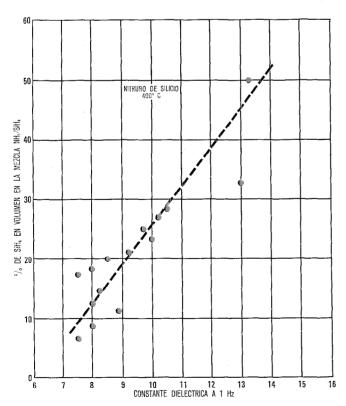


Fig. 4 Variación de la constante dieléctrica de nitruro de silicio con la composición del gas.

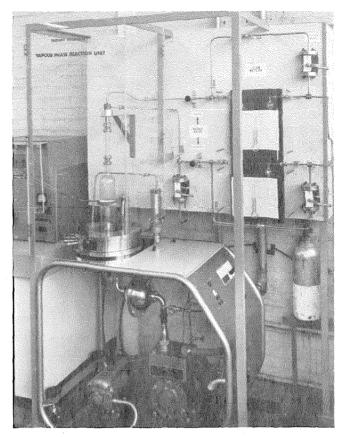


Fig. 5 Instalación para la deposición de nitruro de silicio.

desde 0,1 a 1 micras por hora, y tanto con buen control como con buena uniformidad del espesor de la película en superficies mayores de 10 cm². El haber conseguido condensadores con buen comportamiento eléctrico, después de sometidos a varios tratamientos, ha demostrado la estabilidad química inherente a las películas de nitruro amorfo, incluso cuando se someten a varios grados de tensiones térmicas, mecánicas y físicas asociadas con la deposición del electrodo y la polimerización del producto empleado para la encapsulación.

8. Aparatos

Durante la construcción de la instalación de deposición se prestó la debida consideración a la seguridad en el manejo de las materias primas, silano y amoníaco anhidro. Con objeto de reducir la contaminación al mínimo, donde fué necesario, se emplearon materiales resistentes a la corrosión. Por ejemplo, las líneas de suministro de gas, la cámara del electrodo y la bomba de vacio se construyeron con acero inoxidable, mientras que la cámara de deposición se hizo con un tubo de cuarzo transparente de forma especial y paredes gruesas.

Donde fué posible se emplearon juntas soldadas al arco en atmósfera de argón para reducir el número de fugas potenciales y en todo el sistema, antes de su empleo fué comprobada la ausencia de fugas tanto a alta como a baja presión de gas. Para mejorar las condiciones de seguridad durante el funcionamiento del equipo se emplearon protecciones de "Perspex" y apantalla-

miento electrostático, junto con un dispositivo para inundar todo el sistema con un gas inactivo tal como nitrógeno seco, si se observara alguna anomalía en el funcionamiento.

Durante el funcionamiento de la instalación se regulan con precisión, mediante válvulas de aguja de acero inoxidable, los regímenes de flujo de los gases y se miden con fluidímetros diferenciales de diseño especial. Se tomaron las disposiciones convenientes para que la presión de deposición fuese continuamente detectada con un equipo Pirani y comprobada con un manómetro Moleod acoplado permanentemente. La presión se regula equilibrando la velocidad de entrada total de gas con la velocidad de la bomba de vacio dotada de un dispositivo de estrangulación.

El equipo auxiliar incluye una unidad de evaporación en vacio provista de soportes magnéticos para las piezas y detectores de crecimiento de las películas para la preparación controlada de los electrodos metálicos sobre los discos del substrato, antes y después de la deposición del nitruro. Durante el tratamiento todos los materiales son almacenados en cámaras libres de polvo manteniendo una humedad relativa inferior al 4% mediante bombeo a través de un tamiz molecular.

8.2 Proyecto y preparación de los condensadores de prueba

Para el examen preliminar se adoptó un diseño simple de electrodo plano, que tenía una superficie dieléctrica real de 0,04 a 4 cm². No obstante, en forma de capa sencilla, la construcción plana proporciona un rendimiento bajo del factor de espacio, pudiendo lograrse una ganancia depositando alternativamente capas de metal y de dieléctrico en un sistema múltiple de condensadores conectados en paralelo sobre un solo disco de substrato.

Durante el programa experimental inicial se emplearon varios materiales para los electrodos que incluían el cobre, la plata, el oro, el niquel y el aluminio, pero para la valoración del condensador completo se eligió el aluminio debido a que podía utilizarse en un tratamiento de "quemado" para aislar, en caso necesario, rebabas o poros en la película del dieléctrico.

Sin embargo se logró el éxito de fabricar condensadores que no necesitaron ningún tratamiento de "quemado" bajo la acción de una tensión de corriente continua, facilitando así un mayor apoyo a la hipótesis de que estas películas amorfas de nitruro de silicio están libres de poros.

En estos condensadores de prueba se utilizaron como substratos micro-láminas de vidrio. Se ha señalado que en la fabricación de condensadores comerciales es esencial utilizar como substrato un material de bajo precio cuyo coste sea solamente una pequeña parte del total del componente acabado. Para ello se sugieren por sí mismo ciertos materiales, por ejemplo, materiales cerámicos, películas orgánicas o láminas metálicas.

Uno de los problemas principales que surgen en la fabricación de un componente electrónico encapsulado radica en la obtención de una unión segura entre los conductores externos y las zonas primarias de los elec-

trodos del componente básico. Deben ser de baja resistencia eléctrica y buena resistencia mecánica. En la unión de los conductores a las películas de aluminio se presentan dificultades, particularmente debidas a que siempre hay presente una película de óxido.

En esta investigación se ha empleado las técnicas de unión que se indican a continuación y los resultados eléctricos de que se da cuenta en este artículo se refieren a condensadores preparados por uno de estos métodos.

- a) Terminales soldados a zonas de contacto de cromo y oro, evaporados, conectados a las capas de electrodos de aluminio. Esta técnica es adecuada para temperaturas máximas de trabajo comprendidas entre 150 y 200 °C.
- b) Sujeción directa del hilo a la superficie de aluminio mediante una resina, hecha conductora con plata, que es adecuada para una vida limitada de funcionamiento a un máximo de 200 °C. También se han examinado otros métodos alternativos tales como el rociado con metal fundido de las zonas de contacto, que es adecuado para la soldadura con aleación de estaño o la micro-soldadura autógena.

Para cubrir los especiales requisitos del campo, rápidamente creciente de los componentes electrónicos, se dispone, corrientemente, de una amplia variedad de materiales para encapsular. Productos tales como barnices de siliconas, resinas epoxídicas y politetra-fluor-etileno se han empleado con éxito sin que se hayan observados efectos perjudiciales para el comportamiento eléctrico de las películas de nitruro de silicio. En algunas muestras, sobre el "emparedado" básico, electrodo/dieléctrico, se depositó una película protectora de nitruro de silicio seguida de una inmersión en un baño de resina. La mayoria de las muestras que se utilizaron para la evaluación eléctrica se encapsularon con una resina epoxídica con carga de harina de sílice. Este producto aporta una combinación de las siguientes características convenientes: baja dilatación térmica y baja contracción de curado junto con buena estabilidad al calor y baja absorción de vapor de agua.

Durante los ensayos estos condensadores, encapsulados, de nitruro de silicio, han soportado, sin mostrar ningún deterioro en las propiedades eléctricas, temperaturas de 200 °C, sostenidos durante más de 300 horas, y ciclos de choques térmicos de más de 30 °C por minuto.

9. Evaluación eléctrica de los nuevos condensadores

Con los condensadores completos se han obtenido en sus características eléctricas, los resultados que se indican a continuación y que se comparan con el comportamiento de los dieléctricos comerciales para condensadores. Se han examinado películas de un espesor comprendido entre 2.000 y 6.000 Å obteniéndose valores de la capacidad de 0,035 y 0,012 $\mu F/{\rm cm}^2$ respectivamente. Dentro de este intervalo de espesores, todos los condensadores muestran la misma sensibilidad eléctrica a los cambios de temperatura, tensión y frecuencia. Durante la deposición del nitruro de silicio el régimen de crecimiento de la película fué seguido observando perpendicularmente los colores de interferencia en la película con luz blanca y comprobándolo durante el trata-

miento siguiente con un interférometro Michelson. De esta manera se calibró la velocidad de crecimiento para un conjunto dado de condiciones de deposición lo que permitió regular el espesor de la película dentro de \pm 3%.

9.1 Medidas de capacidad

Los resultados de las medidas de capacidad indican que la constante dieléctrica obtenida, para nuestras películas de nitruro de silicio, es aproximadamente 8. Esto constituye un progreso considerable sobre materiales tales como la mica y los dieléctricos orgánicos.

En la Fig. 6 se compara, con los condensadores de mica y cerámicos (de elevado Q), el cambio de capacidad con la temperatura para los intervalos normales de funcionamiento. El coeficiente de temperatura medio, de la capacidad sobre el intervalo completo de $-50\,$ a $+\,150\,^{\circ}\mathrm{C}$ es de 25 ppm, es decir, bueno, dentro de los límites de todos los condensadores comerciales disponibles. Estas medidas se obtuvieron sobre varias muestras registrándolas gráfica y continuamente mediante un puente automatizado para ciclos de capacitancia/temperatura.

La capacitancia es también muy notable a los cambios de la frecuencia aplicada, como muestra la Fig. 7 para medidas realizadas con una tensión eficaz de 1 voltio.

Tanto las características de temperatura como la de frecuencia reflejan la estabilidad molecular y electrónica del nitruro de silicio depositado por la técnica de fase vapor. Por ejemplo, muchos materiales dieléctricos muestran una función no lineal, capacitancia/temperatura, a temperaturas específicas, que pueden ser debido a factores como un cambio en la composición o una reorientación de la simetría reticular.

Los valores de capacitancia se modifican, sólo ligeramente, por la aplicación de una tensión de un campo de corriente continua. Por ejemplo, un aumento del 10 al 50 % del voltaje de ruptura para una determinada capa de nitruro de silicio hace disminuir la capacitancia en menos del 0,5 %.

9.2 Factor de disipación

La medida del factor de disipación proporciona una buena indicación tanto de la calidad del material dieléctrico como de la eficacia del electrodo. Se han obtenido valores excelentes comparables con los de la mica y el poliestireno. Los condensadores encapsulados presentan valores típicos del ángulo de pérdidas (tang. δ) comprendidos en el intervalo de 0,0002 y 0,0008 a la tensión eficaz de 1 Volt. y a una frecuencia de 10³ Hz. Como se muestra en la Fig. 8 los valores mínimos se han observado alrededor de 4×10^4 Hz.

Estos valores son satisfactorios para prácticamente todas las aplicaciones a circuitos.

Un ligero aumento del factor de disipación tiene lugar con una elevación de la temperatura, pero esto puede ser debido a una tensión superficial introducida por una dilatación del electrodo y del material empleado para el encapsulado, más que a un cambio en el comportamiento fundamental de las capas de nitruro.

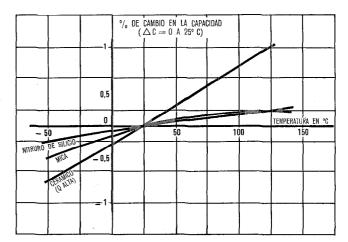


Fig. 6 Cambio de la capacitancia con la temperatura.

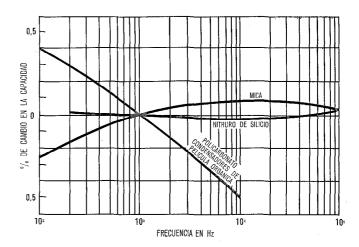


Fig. 7 Cambio de capacitancia con la frecuencia.

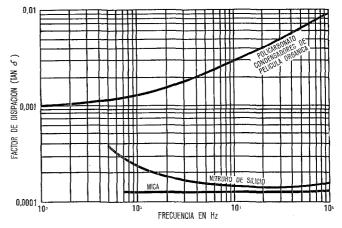


Fig. 8 Cambio del factor de disipación con la frecuencia.

El factor de disipación del nitruro de silicio es particularmente bajo en comparación con las películas anódicas del óxido y los materiales cerámicos de "elevada K" que tienen valores superiores a 0,01. También es bajo comparado con los dieléctricos de vidrio en los que son normales valores de 0,0005 y mayores.

9.3 Resistencia de aislamiento

Se han encapsulado y "cocido" durante 24 horas a $150~^{\circ}\text{C}$, para "curar" la resina encapsulante, condensa-

dores con espesores del dieléctrico comprendidos entre 3.000 y 4.500 Å. Las medidas de la resistencia con corriente continua, realizadas a 50 volt. muestran para el nitruro de silicio una resistividad de $10^{16} \text{ ohm. cm. a la}$ temperatura ambiente. Un aumento de la temperatura de $100\,^{\circ}\text{C}$ da lugar a que la resistividad disminuya a 10^{14} ohm. cm.

El comportamiento general y la estabilidad de la resistencia en corriente continua con los cambios de temperatura, indican que con materiales de electrodo, substrato y de encapsulación adecuados es posible fabricar un condensador cuya temperatura de funcionamiento sea de 200 °C.

La resistencia en corriente continua de un condensador de nitruro de silicio de 0,01 μF es de 10^{10} ohms. bajo una tensión del 20 % de la tensión de ruptura. En ausencia de regiones "quemadas" en la capa del dieléctrico, los condensadores de nitruro de silicio son nopolarizados.

9.4 Tensión de ruptura

Los ensayos irreversibles de los condensadores al nivel de la tensión de ruptura han mostrado que la resistencia dieléctrica del nitruro de silicio es mayor que 5×10^6 V/cm. Las tensiones de ruptura mínimas que se han encontrado para condensadores de nitruro de silicio de diferentes espesores han sido las siguientes.

Nitruro de silicio Espesor A	Tensión de ruptura mínima	Rendimiento de capacitancia μF por cm²
3.000	150	0,023
4.000	200	0,017
5.000	250	0,014
6.000	300	0,011

Es obvio que para conseguir alcanzar tensiones de trabajo tan altas como al menos el 20 % de la tensión de ruptura con estas películas tan finas es esencial que durante la fase crítica de la formación del electrodo/dieléctrico las películas estén adecuadamente protegidas contra el polvo y otras formas de contaminación con impurezas.

9.5 Valoración de la vida útil

En un ensayo de envejecimiento a largo plazo varios condensadores se mantuvieron a diferentes temperaturas hasta $200\,^{\circ}\text{C}$ y a distintos niveles de tensión de corriente continua. Los resultados preliminares, después de varios cientos de horas, muestran un cambio extraordinariamente pequeño en el comportamiento dieléctrico; se ha registrado por ejemplo, una desviación de la capacitancia de menos del $-0.2\,\%$.

10. Conclusiones

Se ha comprobado que, para la fabricación de excelentes condensadores pueden emplearse películas de materiales aislantes inorgánicos depositados a partir de gases adecuados mediante una descarga, sin electrodos, de efluvios eléctricos. La posibilidad de regular la composición de estas películas, dentro de amplios límites, ofrece unas decisivas ventajas sobre los métodos de deposición pirolíticos y electrónicos (sputtering). Para satisfacer las demandas presentes y futuras de la industria electrónica, es esencial disponer de películas, libres de poros, depositadas a velocidades de crecimiento razonables y bajo condiciones controladas. Este método de provocar reacciones guímicas por la acción de radio frecuencia, que acaba de ser descrito, proporciona condensadores de nitruro de silicio, que cumplen bien estos requisitos.

Además, estas películas tienen muy buena estabilidad a los cambios de temperatura, tensión eléctrica y frecuencia.

Realzando las principales características de los condensadores de nitruro de silicio, debe destacarse su aptitud para retener propiedades eléctricas satisfactorias a temperaturas de por lo menos, 200 °C. También es de considerable importancia el alto factor potencial de espacio que se logra por la combinación de una elevada constante dieléctrica y un bajo espesor de película.

El progreso tecnológico, en curso, que se ha realizado en los procesos de deposición en plasma podrían conducir a la obtención de condensadores a base de flujo continuo con unidades de capas múltiples fabricadas a bajo costo en una unidad de deposición sencilla.

Referencias

[1] H. F. Sterling and R. C. G. Swann: Chemical Vapour deposition promoted by r. f. discharge, Solid State Electronics, Vol. 8, pp. 653—654. [2] H. F. Sterling, J. H. Alexander and R. J. Joyce: The deposition adherent coating of insulants in a radio frequency glow discharge, Le Vide, October 1966, pp. 80—94.

M. W. Parnell nació en Devon, Inglaterra, en Septiembre de 1936. Está graduado en Físicas por la Universidad de Southampton. Desde 1960 a 1963 se dedicó a la investigación en el campo de los semiconductores con Westinghouse Ltd. de Londres.

En 1963 pasó a la División de Condensadores de Standard Telephones and Cables Ltd., dedicándose al desarrollo de condensadores cerámicos. Desde 1965 dirige los estudios de anodización en plasma y actualmente está encargado del desarrollo de los métodos de deposición para la fabricación de condensadores con dieléctricos inorgánicos.

H. F. Sterling nació en Londres, Inglaterra, en Octubre de 1919. Ingresó en la Yorkshire Dyeware Company en 1936 y sirvió en los equipos de radar con las Reales Fuerzas Aéreas desde 1939 a 1946. Después de la guerra, en 1946, pasó a la División de Materiales de Standard Telecommunication Laboratories Ltd.

Durante los últimos años se ha ocupado de materiales para semiconductores, particularmente del silicio.

Mr. Sterling es Senior Member del Institute of Electrical and Electronics Engineers.

Problemas de espera relativos a un número invariable de comunicaciones por hora, con tiempo de ocupación invariable, cursadas por una salida única

J. KRUITHOF ITT Europa Inc., Bruselas

1. Introducción

En la literatura que trata de la aplicación de la teoría de las probabilidades a los problemas de conmutación, figuran dos estudios realizados por Erlang y Fry y dedicados al tema de la utilización de una salida única en régimen de espera.

Ambos estudios admiten la hipótesis de un tráfico teórico ofrecido en una salida única, que comprende un número *medio* de *n* comunicaciones por hora que tienen un mismo tiempo de ocupación.

El estudio de Erlang [1] contiene la determinación exacta de la variación del período de demora. Fry [2], por su parte, desarrolla la función de distribución en el espacio que representa la probabilidad de encontrar un número dado de comunicaciones simultáneas en curso y de llamadas eventualmente, en espera.

En los capítulos que siguen, se trata el mismo problema, pero en el supuesto de que el número de comunicaciones es invariable, es decir considerando que en cada hora hay exactamente n llamadas y comunicaciones.

Entendemos por "llamada", exclusivamente, el momento en que se efectúa la demanda de una comunicación. Se representa por h la duración de una comunicación. El término "período de espera" se refiere al lapso de tiempo durante el cual la llamada permanece sin efecto como consecuencia de la ocupación de la única salida.

La solución del problema que nos ocupa nos proporciona expresiones explícitas para:

- la función de distribución en el espacio,
- la espera media total por hora,
- el número medio de llamadas demoradas por hora,
- la función de distribución de la espera.

En los capítulos 11 y 12 se muestra el completo acuerdo que existe entre el presente estudio y los citados anteriormente. El capítulo 13 contiene un cierto número de lemas que resultan aparentes a partir de las operaciones efectuadas y que se añaden a los que ya se mencionaban en un estudio anterior [3].

2. Tráfico telefónico teórico

Si llegan exactamente n llamadas durante cada una de un número infinito de horas, la intensidad del tráfico se representa parcialmente por la siguiente familia de (n+1) ecuaciones:

$$B_c(n, t) = C_n^c t^c (1-t)^{n-c}$$
.

Esta función de distribución en el tiempo, da la probabilidad para que lleguen c llamadas, exactamente, durante un intervalo de tiempo t de duración inferior a una hora; de lo que resulta que c puede tomar todos los valores entre 0 y n, ambos incluídos.

A cada llamada se le asocia una comunicación de duración b, de un modo directo si la salida está libre, o indirectamente si se interpone un período de espera.

Este tráfico teórico sufre una deformación producida por el método de búsqueda de una línea libre y por la estructura de la red.

3. Método de húsqueda y configuración de la red

La red se compone de dos partes distintas, una salida única que cursa el tráfico efectivo y (n-1) circuitos que conservan las llamadas en espera. El número total, n, de circuitos es tal que no pueda perderse ninguna llamada por falta de aquéllos.

Una llamada que llega toma inmediatamente la salida en el caso de que se encuentre desocupada. Pero, si está ocupada por otra conversación, toma uno de los circuitos reservados a las llamadas demoradas donde permanece esperando hasta que la salida se libera. El tiempo de ocupación real de la comunicación comienza en este instante.

Se puede imaginar un gran número de métodos para atender las llamadas que esperan. En este artículo, no examinaremos más que dos métodos, los que corresponden al servicio de las llamadas demoradas siguiendo el orden de llegada de las mismas y en orden aleatorio, respectivamente.

De las cuatro expresiones que contiene la solución del presente problema, la función de distribución de demora es la única afectada por el orden en que se atiende las llamadas demoradas.

4. La hora

Surge un problema al tratar de la función de distribución en el espacio relativa al tipo de tráfico teórico caracterizado por la combinación de un número invariable de llamadas en la hora y de una duración de la ocupación invariable. Este problema se refiere al tiempo comprendido entre el comienzo de la hora y el momento de la llegada de la primera llamada, así como a la cantidad de tráfico que supera el fin de la hora. Si no se hace ninguna hipótesis suplementaria, no está garantizado que la hora contenga exactamente nb erlangs, lo que constituye una condición sine qua non.

Para soslayar esta dificultad, se podría admitir que las horas, en número supuesto infinito, que contribuyen a la solución de un problema cualquiera de congestión, están ligadas entre sí sin solución de continuidad, de tal modo que el tráfico que subsiste al término de una hora se reintroduce por lo tanto en la hora siguiente. Pero tal hipótesis no satisface a la condición anterior pues el tráfico que proviene de la hora precedente no es necesariamente igual al tráfico que entra en la hora siguiente.

La única hipótesis que satisface todas las condiciones es aquélla en la que el tráfico que queda al fin de una hora vuelva a entrar en la red al comienzo de esta hora. Es la única forma de garantizar que las dos cantidades de tráfico son iguales en todas las circunstancias. Entonces el comienzo y el fin de una hora son dispuestas entre sí de tal modo que la hora forma un bucle cerrado.

Todo punto de este bucle puede elegirse como origen y, al mismo tiempo, como el fin de una hora de entre una infinidad de ellas. Tal hipótesis parece indispensable.

Suponemos, pues, que la hora constituye un bucle cerrado, que cada punto de este bucle puede tomarse como instante de observación y que es posible hacerlo coincidir con el comienzo y el fin de la hora. En estas condiciones, la esperanza de llegada de una o varias llamadas durante un intervalo cualquiera que siga al instante de observación no depende más que de la diferencia entre n, número invariable de llamadas por hora, y el número de comunicaciones en curso en el momento de la observación. Esta conclusión constituye la base del capítulo 3.1 del artículo previo ya citado [3].

5. Diagramas de tráfico y cadenas de comunicaciones

Según el método de búsqueda impuesto para las llamadas entrantes, el tráfico cursado por una sola salida generará diagramas de tráfico que comprenden grupos de comunicaciones ligadas extremo a extremo. Llamaremos a estos grupos "cadenas", pues el término "cola" se reserva generalmente para designar grupos de llamadas en espera.

Tomemos a modo de ejemplo el caso de cuatro llamadas que se presentan en una salida única. Observemos en este caso los cuatro diagramas posibles, que aparecen en la tabla 1 y en la que los símbolos son significativos por sí mismos.

Tabla 1

Tipo	Símbolo
Una cadena de 4 comunicaciones	4
Una cadena de 3 comunicaciones y una cadena de 1 comunicación	3/1
Dos cadenas de 2 comunicaciones	2/2
Una cadena de 1 comunicación y una cadena de 3 comunicaciones	1/3
Una cadena de 2 comunicaciones y dos cadenas de 1 comunicación	2/1/1
Una cadena de 1 comunicación, una cadena de 2 comunicaciones y una cadena de 1 comunicación	1/2/1
Dos cadenas de 1 comunicación y una cadena de 2 comunicaciones	1/1/2
Cuatro cadenas de 1 comunicación	1/1/1/1

El diagrama de tráfico más general comprende K cadenas de comunicaciones. Si se designa el número de ellas en el orden de las cadenas por a, b, c, etc., se tiene:

$$a+b+c+\ldots=n$$
.

La probabilidad de aparición de este diagrama es:

$$p = \frac{n!}{a! \, b! \, c! \dots} (ab)^{a-1} \, (bb)^{b-1} \, (cb)^{c-1} \dots \frac{1}{K!} \times (1-nb)^{K-1}.$$
 (1)

Si quiere hacerse abstracción del orden en que las cadenas aparecen, esta expresión debe multiplicarse por:

$$\frac{K!}{r_a! r_b! r_c! \dots}$$

donde $r_a, r_b, r_c \dots$ representan las frecucencias con que se repiten los números a, b, c, \dots Se tiene la relación:

$$ar_a + br_b + cr_c + \ldots = n.$$

En este caso, por consiguiente, a,b,c,\ldots representan números diferentes. Combinando los resultados precedentes, se obtiene para la probabilidad de que se produzca un diagrama compuesto de r_a cadenas de a comunicaciones, r_b cadenas de b comunicaciones, etc. en cualquier orden que se desee:

$$p = \frac{n!}{r_a! \, r_b! \, r_c! \dots} \left[\frac{(ab)^{a-1}}{a!} \right]^{r_a} \left[\frac{(bb)^{b-1}}{b!} \right]^{r_b} \times \left[\frac{(cb)^{c-1}}{c!} \right]^{r_c} \dots (1-nb)^{K-1}.$$
 (2)

Estas relaciones se obtuvieron mediante el establecimiento de los diversos diagramas para valores crecientes de n.

Cuando n=1, no hay más que un solo diagrama cuya probabilidad es la unidad. Una segunda llamada puede llegar en cualquier momento con respecto a la primera llamada y se examinan las cadenas que de ello resultan. Debe observarse que un "silencio" de duración h precede a la primera comunicación. La llegada de una llamada durante el citado "silencio" o durante la primera comunicación conduce a una cadena de dos comunicaciones. En todos los demás casos, el diagrama comprende dos cadenas de 1 comunicación. La probabilidad de la aparición del primer diagrama es 2h y la del segundo es (1-2h).

Cuando n=3, la probabilidad de una cadena de 3 comunicaciones es $(3h)^2$ y la de tres cadenas de 1 comunicación es $(1-3h)^2$. En consecuencia, la probabilidad de aparición del diagrama que comprende una cadena de 2 comunicaciones y una cadena de 1 comunicación es la diferencia con la unidad, es decir.

$$3(2h)(1-3h).$$

Además se ha de tener en cuenta la relación:

$$C_n^a C_{n-a}^b C_{n-a-b}^c C_{n-a-b-c}^d \dots = \frac{n!}{a! \ b! \ c! \ d! \dots}$$

La ecuación (1) o, alternativamente, la ecuación (2), constituyen la base de los cálculos de las expresiones que forman la solución del problema de "espera" que se considera aquí. Cálculos que se facilitan al considerar que al comienzo y al fin de cada cadena de comunicaciones todas las llamadas demoradas han desaparecido y que entre sucesivas cadenas no llega ninguna llamada.

Esto permite el cálculo para cada longitud de cadena, de la contribución que aquélla aporta a las expresiones deseadas. Posteriormente, estas contribuciones se multiplican por el número de veces que aparecen las cadenas en el conjunto de los diagramas de n llamadas. El total de estos productos proporciona el resultado buscado.

En el apartado siguiente, calcularemos en primer lugar el número medio de apariciones de las diversas cadenas.

6. Número medio por hora de cadenas de m comunicaciones

El procedimiento más sencillo para determinar este número consiste en calcular, por medio de la ecuación (2), la secuencia de probabilidades para valores crecientes de n. Esto da la tabla 2.

Tabla 2

n	Símbolo	Probabilidad
3	3 2/1 1/1/1	(3 <i>h</i>) ² 3 (2 <i>h</i>) (1–3 <i>h</i>) (1–3 <i>h</i>) ²
4	4 3/1 2/2 2/1/1 1/1/1/1	$(4h)^3$ $4 (3h)^2 (1-4h)$ $3 (2h)^2 (1-4h)$ $6 (2h) (1-4h)^2$ $(1-4h)^3$
5	5 4/1 3/2 3/1/1 2/2/1 2/1/1/1 1/1/1/1/1	$(5h)^4$ $5 (4h)^3 (1-5h)$ $10 (3h)^2 (2h) (1-5h)$ $10 (3h)^2 (1-5h)^2$ $15 (2h)^2 (1-5h)^2$ $10 (2h) (1-5h)^3$ $(1-5h)^4$
	etc.	

Cuando el número de llamadas por hora se eleva a 4, el número medio de apariciones en una hora de cadenas de 2 comunicaciones es:

$$2 \times 3 (2h)^2 (1-4h) + 6 (2h) (1-4h)^2 =$$

= $C_4^2 (2h) (1-2h) (1-4h)$.

Continuando de esta manera, se obtiene la tabla 3.

Tabla 3

n	Número medio de cadenas	Número de comunicaciones por cadena
3	$C_3^3 (3h)^2 (1-3h)^{-1} (1-3h)$	3
ļ	C_3^2 (2h) $(1-2h)^0$ $(1-3h)$	2
	C_3^1 $(b)^0 (1-b)$ $(1-3b)$	1
4	$C_4^4 (4h)^3 (1-4h)^{-1} (1-4h)$	4
	$C_4^3 (3h)^2 (1-3h)^0 (1-4h)$	3
	C_4^2 (2h) (1-2h) (1-4h)	2
	C_4^1 $(b)^0 (1-b)^2 (1-4b)$	1
5	$C_5^5 (5h)^4 (1-5h)^{-1} (1-5h)$	5
	$C_5^4 (4h)^3 (1-4h)^0 (1-5h)$	4
	$C_5^3 (3h)^2 (1-3h) (1-5h)$	3
	C_5^2 (2h) $(1-2h)^2$ $(1-5h)$	2
:	C_5^1 $(b)^0 (1-b)^3 (1-5b)$	1
	etc.	,

Como consecuencia de lo anterior, la expresión general del número medio, por hora, de cadenas de m comunicaciones es:

$$C_n^m (mb)^{m-1} (1-mb)^{n-m-1} (1-nb).$$
 (3)

Sumando las n expresiones se obtiene para la media del número total de cadenas por hora:

$$n \left[1 - (n-1) b\right]. \tag{4}$$

7. Número medio de llamadas demoradas por hora

De las m comunicaciones de una cadena, (m-1) han sufrido demora. De acuerdo con la ecuación (3), el número medio, por hora, de llamadas con demora se eleva a:

$$\sum_{m=2}^{n} (m-1) C_{n}^{m} (mh)^{m-1} (1-mh)^{n-m-1} (1-nh) =$$

$$= \left[\frac{1-h}{h} \sum_{m=2}^{n} B_{m} (n, mh) / (1-mh) - \sum B_{m} (n, mh) / mh \right] \times$$

$$\times (1-nh)$$

y, teniendo en cuenta los lemas (B) y (C) del capítulo 13.

$$= \left[\frac{1-h}{h} \frac{nh}{1-nh} - n \right] (1-nh) = n (n-1) h.$$
 (5)

Este resultado puede deducirse, también, directamente de la expresión (4).

8. Formación de las cadenas de comunicaciones. Función de distribución en el espacio

Las cadenas de comunicaciones se pueden formar de diversas maneras.

La tabla 4 que sigue se ha establecido a modo de ilustración. En ella se muestran los cinco tipos diferentes de formación de una cadena de cuatro comunicaciones. Se utilizan símbolos que son significativos por sí mismos.

Tabla 4

En el curso de la comu- nicación	Número de Ilamadas recibidas	Símbolo de formación de cadena	Proporción	
1	3	3-0-0-0	$C_3^3 / 4^2$	= 1/16
1 2	2	2-1-0-0	$C_3^2 C_1^1 / 4^2$	= 3/16
1 3	2	2-0-1-0	id.	= 3/16
1 2	1 2	1-2-0-0	id.	= 3/16
1 2 3	1 1 1	1-1-1-0	$C_3^1 C_2^1 C_4^1 / \epsilon$	$1^2 = 6/16$

Además, la columna de la derecha muestra las proporciones entre las apariciones de una cadena con un "modo de formación" determinado y el número total de apariciones de esta cadena.

Dichas proporciones no dependen del número total de llamadas que llegan durante la hora.

De acuerdo con la expresión (3), la formación 2-1-0-0, cuando aparece en un diagrama de tráfico de n comuni-

caciones, se produce por término medio un número de veces que es igual a:

$$\frac{3}{16} \, C_n^4 \, (4h)^3 \, (1-4h)^{n-5} \, (1-nh).$$

Cada cadena proporciona su propia contribución media a las probabilidades buscadas X_1 , X_2 , X_3 , etc. Estas probabilidades representan la función de distribución en el espacio que se busca que indica la aparición de 0, 1, 2, etc., llamadas en espera tras la comunicación que se halla en curso sobre la salida considerada.

Determinada la ley de aparición de las diversas formaciones de cadenas, debemos considerar ahora, las contribuciones de las citadas formaciones a la función de distribución en el espacio. Vamos a tomar como ejemplo las contribuciones de la formación 3-0-0-0. En la figura 1, las 3 llamadas que llegan durante la primera comunicación han sido colocadas en su posición media.

El orden en el que se las atiende no tiene ninguna importancia en lo que respecta a las probabilidades buscadas. Se observa que el período de la primera comunicación aporta la misma contribución, por término medio, a las probabilidades X_1 , X_2 , X_3 y X_4 . La duración com-

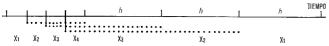


Fig. 1 Contribución a las probabilidades de la formación 3-0-0-0.

pleta de las comunicaciones segunda, tercera y cuarta contribuye a las probabilidades X_3 , X_2 y X_1 . En total, por consiguiente, la formación de cadenas contribuye $\frac{5h}{4}$ a cada una de las probabilidades X_1 , X_2 y X_3 y con h/4 a la X_4 .

La aplicación de este método a las diversas formaciones de cadenas conduce al resultado que se resume en la tabla 5, que puede extenderse a voluntad.

Tras multiplicar estas contribuciones por sus proporciones respectivas y realizar la suma de estos productos, se obtienen las contribuciones totales por cadena de comunicaciones, como en la tabla 6.

Tabla 5

m	Símbolo		Símbolo de	Pro-	Contrib	oución a l	a probal	oilidad
	formación	porción	Χ ₁	X_2	X ₃	X ₄		
2	1-0	1	3 <i>h</i> /2	h/2	-	_		
3	2-0-0 1-1-0	1/3 2/3	4 <i>h</i> /3 2 <i>h</i>	4 <i>h</i> /3	<i>b</i> /3 -	- -		
4	3-0-0-0 2-1-0-0 2-0-1-0 1-2-0-0 1-1-1-0	1/16 3/16 3/16 3/16 6/16	5 <i>h</i> /4 4 <i>h</i> /3 11 <i>h</i> /6 11 <i>h</i> /6 5 <i>h</i> /2	5 <i>h</i> /4 11 <i>h</i> /6 11 <i>h</i> /6 11 <i>h</i> /6 3 <i>h</i> /2	5 <i>h</i> /4 5 <i>h</i> /6 <i>h</i> /3 <i>h</i> /3	h/4 - - -		

Tabla 6

		Contribuciones por tipo de cadena a las probabilidades					
m	X_1	X_2	X_3	X ₄	X_5	X_{6}	X ₇
2	$\frac{3}{2}h$	$\frac{1}{2}h$	-				
3	$\frac{16}{9}h$	$\frac{10}{9}h$	$\frac{1}{9}b$				
4	125 64	107 64	- 23 h	$\frac{1}{64}b$			İ
5	1.296 625 h	1.346 625 h	23 b 64 b 436 b	$ \begin{array}{c c} \hline 64 & b \\ \hline 46 & \\ \hline 625 & b \end{array} $	1 625 <i>h</i>		
6	16.807 7.776 <i>b</i>	19.917 7.776 <i>b</i>	$\frac{8.402}{7.776} b$	$\frac{1.442}{7.776}$ h	$\frac{87}{7.776} b$	1 7.776 <i>h</i>	
7	262.144 117.649 b	341.986 117.649 b	173.860 117.649 b	41.070 117.649 <i>b</i>	4.320 117.649 b	162 117.649 h	117.649 h
		1	ı	etc.	1	1	

Tabla 7 n=2

Cadena			Contribución por cadena a las probabilidades		Contribución total a las probabilidades		las
Longitud	Cantidad	X_1	X_2	X_3	X_1	X ₂	X_3
2 <i>h</i> <i>h</i>	2 <i>h</i> 2 (1–2 <i>h</i>)	3 <i>h</i> /2 <i>h</i>	h/2 -	<u>-</u>	$3h^2$ $2h - 4h^2$	<i>h</i> / ² -	-
	Pro	babilidad total:			$2h - h^2$	b^2	

Tabla 8 n=3

3h 2h h	9 <i>h</i> ² 6 <i>h</i> (1–3 <i>h</i>) 3 (1– <i>h</i>) (1–3 <i>h</i>)	16 <i>b</i> /9 3 <i>b</i> /2 <i>b</i>	10 <i>b</i> /9 <i>b</i> /2 –	h/9 -	$ \begin{array}{r} 16h^3 \\ 9h^2 - 27h^3 \\ 3h - 12h^2 + 9h^3 \end{array} $	$10h^3$ $3h^2 - 9h^3$ -	<i>b</i> ³ - -
- Annual Control of the Control of t	Probabilidad total:					$3h^2 + h^3$	<i>h</i> ³

Finalmente, las expresiones de las funciones de distribución en el espacio se obtienen combinando los resultados por cadena, anteriores, con la ecuación (3) que dá el número medio de apariciones de estas cadenas en la salida única, en una hora. Los ejemplos que siguen son suficientes para explicar el procedimiento de cálculo y se muestran en las tablas 7 y 8.

Con este método se han obtenido los siguientes grupos de probabilidades:

Los grupos de probabilidades, expuestos arriba son suficientes para establecer la expresión general de la función de distribución en el espacio. El método seguido no se ha reproducido en este artículo, pues no presenta interés especial alguno. Sin embargo, el método es completamente lógico y el lector puede confrontar la ecuación general que sigue con cualquiera de los conjuntos de ecuaciones que se han presentado arriba.

Dicha ecuación general tiene por expresión: a) cuando c=0,

$$X_0(n, h, 1) = 1-nh,$$

b) cuando c es diferente de cero,

$$X_{c}(n, h, 1) = \sum_{i=0}^{c} \{B_{i}[n, -(c-i)h] - nh B_{i}[(n-1), (c-1)h]\} - \sum_{i=0}^{c-1} \{B_{i}[n, -(c-i-1)h] - nh B_{i}[(n-1), (c-i-1)h]\}.$$
(6)

Para aplicar esta ecuación a valores particulares de n, es preciso recordar que la expresión $B_i(n,0)$ es siempre igual a la unidad cuando i=0 y es nula para cualquier otro valor de i ($c=0,1,\ldots n$ y nh < 1).

Se observará que la última ecuación (6) se refiere a un tráfico siempre negativo ya que los términos que representan las "duraciones de ocupación" no pueden tomar más que valores negativos.

La expresión de cada probabilidad se compone de dos sumas, y hay que hacer notar que la segunda de ellas en la probabilidad X_c es igual a la primera en la expresión de la probabilidad de X_{c-1} .

Las expresiones de Bernoulli que aparecen en la ecuación (6) presentan, en general, las siguientes características; $B_i [n, (i-c) h]$ es:

- positiva cuando i es par e inferior a c,
- negativa cuando i es impar e inferior a c,
- nula cuando i = c,
- positiva cuando i es mayor que c.

La alternancia de términos positivos y negativos bajo los signos de adición de la ecuación (6), complica el cálculo de las probabilidades, pero puede vencerse esta dificultad mediante la introducción del lema (E), que conduce a la siguiente expresión:

$$\sum_{i=0}^{c} B_{i} [n, -(c-i) h] = \sum_{i=0}^{h} \frac{n!}{(n-j)!} h^{j} - \sum_{i=c+1}^{n} B_{i} [n, -(c-i) h].$$

La introducción en las ecuaciones (6) conduce a otra forma equivalente:

$$X_{c}(n, h, 1) = \sum_{i=c}^{n} B_{i}[n, (i-c+1)h] -$$

$$-nh \sum_{i=c}^{n-1} B_{i}[(n-1), (i-c+1)h] -$$

$$-\sum_{i=c+1}^{n} B_{i}[n, (i-c)h] + nh \sum_{i=c+1}^{n-1} B_{i}[n-1), (i-c)h]$$

$$(c = 0, 1, \dots n).$$
(6a)

En esta ecuación, todos los valores de tráfico y todas las expresiones de Bernoulli son positivas.

9. Valor medio de la demora total por hora

La expresión general de la demora total media por hora se escribe así:

$$D = \sum_{i=2}^{n} (i-1) X_i(n, h, 1).$$

Mediante la sustitución de las probabilidades X por sus expresiones dadas anteriormente, se obtiene, para los valores de n comprendidos entre 2 y 7, las expresiones de la tabla 9.

Tabla 9

n	Demora total por hora		
2	b ²		
3	$3h^2(1+h)$		
4	$6h^2(1+2h+2h^2)$		
5	$10h^2(1+3h+6h^2+6h^3)$		
6	$15h^2(1+4h+12h^2+24h^3+24h^4)$		
7	$21h (1+5h^2+20h^3+60h^4+120h^5+120h^6)$		
	etc.		

En consecuencia, la expresión general de la demora total media por hora se escribe:

$$D = \sum_{i=2}^{n} \frac{n!}{2(n-i)!} h^{i} \qquad \text{(donde } nh < 1\text{)}. \tag{7}$$

Si se tiene en cuenta la ecuación (4), la demora media por llamada que sufre espera, se expresa por:

$$\sum_{i=2}^{n} \frac{(n-2)!}{2(n-i)!} h^{i-1} \quad \text{(donde } nh < 1\text{)}. \tag{8}$$

10. Función de distribución de los períodos de demora

Esta función expresa la variación de las probabilidades del período de tiempo que una llamada demorada debe esperar hasta ser atendida. Como consecuencia de la hipótesis de la invariancia de los tiempos de ocupación de las comunicaciones, esta variación se puede representar mediante una sola ecuación, por lo que la curva representativa de dicha variación no es continua.

La figura 2 muestra una función de distribución de demora, típica, cuando n y la duración de ocupación h son invariables. La curva se ha establecido para n=8 y h=0,1. Se comprueba que está constituída por 7 segmentos de curvas de pendiente continua, una para cada sección comprendida entre t/h=0 y t/h=1, t/h=1 y t/h=2, etc. Siempre hay una variación brusca de la pendiente en los puntos de unión de las secciones. La demora mínima es nula y la máxima (n-1)h. Esta última puede producirse cuando todas las llamadas llegan en el mismo momento. Estos dos valores extremos no dependen del orden en que las llamadas demoradas son atendidas.

También en esta ocasión la solución del problema se facilita por el hecho de que ninguna llamada puede encontrarse en situación de espera ni al comienzo ni al fin de una cadena de comunicaciones cualquiera, de tal forma que las contribuciones de las demoras a la función de distribución pueden calcularse primeramente por tipo de formación de cadena, después por cadena y, finalmente por diagrama completo de n comunicaciones de un modo semejante al que se ha utilizado a lo largo de los apartados anteriores.

Una llamada no sufre demora más que si llega en el curso de una comunicación y la duración del período de espera depende del instante de llegada y del momento

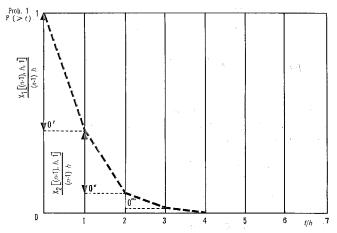


Fig. 2 Función de distribución de las demoras para n=8 y b=0.1.

en que la salida se libera. El período se compone de un cierto valor de b y de un intervalo de duración variable. Ambos períodos componentes de la demora dependen del método utilizado en la elección de una de entre las llamadas que esperan. La demora de una llamada se caracteriza, por consiguiente por la indicación de la sección en que está colocada, y de la contribución variable calculada a partir del comienzo de dicha sección. Estos son los parámetros que se utilizarán en lo que sigue.

En las diferentes funciones de distribución de las demoras, el intervalo variable t se expresa siempre tomando b como unidad, lo que permite la utilización de nuestro símbolo usual para la expresión de la ley de Bernoulli.

Si no llega más que una sola llamada en el curso de una comunicación, la probabilidad de que llegue después de un intervalo superior a t es igual a (1-t/b). Si llega en el instante τ , sufrirá una demora de duración $b-\tau$, de tal manera que la función de distribución de la demora de esta llamada única es:

$$p(>h-t) = B_0\left(1, \frac{h-t}{h}\right)$$

$$o \quad p(>t) = B_0(1, t/h).$$

Si llegan dos llamadas durante la primera comunicación de una cadena, se hace necesario hacer una hipótesis en lo que se refiere al orden en que las llamadas son atendidas. Las funciones de distribución de las llegadas de las llamadas son:

para la primera llamada:

$$p(>t) = B_0(2, t/b),$$

para la segunda llamada:

$$p > t = B_0(2, t/b) + B_1(2, t/b).$$

Si la regla utilizada es la de "primera llamada llegada, primera atendida", la contribución de la primera llamada a la primera sección de la función de distribución de los períodos de demora es:

$$p > h-t = B_0 \left(2, \frac{h-t}{h} \right)$$

 $p > t = B_0 \left(2, t/h \right) + B_1 \left(2, t/h \right).$

Análogamente, la contribución de la segunda llamada a la segunda sección de la función de distribución de los períodos de demora es:

$$p > h-t = B_0 \left(2, \frac{h-t}{h}\right) + B_1 \left(2, \frac{h-t}{h}\right)$$

 $p > t = B_0 (2, t/h),$

De modo general, la contribución de la llamada de orden "a" de entre las k que llegan durante una misma comunicación; toma el valor:

$$p(>t) = \sum_{i=0}^{k-a} B_i(k, t/h)$$

que representaremos por k^0a .

En cada caso particular debe determinarse la sección de la función de distribución de las demoras a la que es necesario atribuir esta contribución.

A título de ejemplo, las figuras 3 y 4 representan las funciones de distribución relativas a la llegada de tres llamadas.

Estas dos figuras muestran la relación entre las funciones de distribución consideradas si las llamadas que esperan son atendidas en el orden de su llegada. Si, por el contrario se supone que se les atiende en un orden aleatorio, no hay prioridad; las contribuciones a la primera y segunda secciones se igualan y sus valores son:

$$p > t = (1-t/h) = B_0 (1-t/h).$$

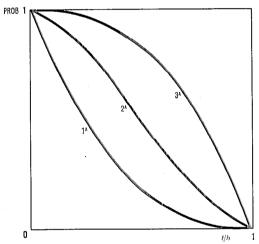


Fig. 3 Funciones de distribución relativas a la llegada de tres llamadas en el curso de un intervalo de duración b.

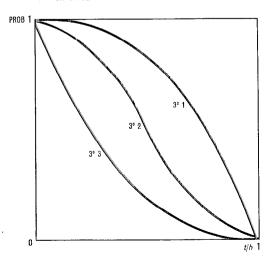


Fig. 4 Parte variable de la función de distribución de las demoras para tres llamadas que llegan en el curso del intervalo $\it h.$

Observamos, en conclusión, que la función de distribución de las demoras, cuando las llamadas que esperan son atendidas en orden aleatorio, se compone de una sucesión de segmentos de rectas. En este caso la función está determinada por las coordenadas de los puntos de unión de los segmentos.

Una vez calculadas las funciones de distribución de espera para los grupos de llamadas que llegan durante el mismo intervalo b, vamos ahora a proseguir con el estudio de las funciones relativas a cadenas completas de comunicaciones, lo que exige tener en cuenta los diferentes tipos posibles de formación de cadenas.

Cadenas de dos comunicaciones

Una cadena de este tipo proporciona una contribución (1-t/b) a la primera sección.

Cadena de tres comunicaciones

--- Formación 2-0-0

Como las llamadas son atendidas en su orden de llegada, la primera llamada aporta $2^{\circ}1$ a la sección 1, y la segunda llamada aporta $2^{\circ}2$ a la sección 2.

- Formación 1-1-0

Las dos llamadas proporcionan la contribución 1°1 a la sección 1.

Como las dos formaciones se producen en las proporciones 1/3 y 2/3, obtenemos en total para esta cadena de tres comunicaciones:

para la primera sección: $2^{\circ}1/6+2\times1^{\circ}1/3$,

y, para la segunda sección: 2°2/6.

De manera análoga podemos tratar las cadenas siguientes:

Cadena de 4 comunicaciones

1° sección: $(3^{\circ}1+9\times2^{\circ}1+24\times1^{\circ}1)/48$ 2° sección: $(3^{\circ}2+9\times2^{\circ}2+3\times1^{\circ}1)/48$

3ª sección: (3°3)/48

Cadena de 5 comunicaciones

1° sección: $(4^{\circ}1+16\times3^{\circ}1+90\times2^{\circ}1+200\times1^{\circ}1)/500$

 2° sección: $(4^{\circ}2+16\times3^{\circ}2+90\times2^{\circ}2+6\times2^{\circ}1+$

 $+52\times1^{\circ}1)/500$

 3° sección: $(4^{\circ}3+16\times3^{\circ}3+6\times2^{\circ}2+4\times1^{\circ}1)/500$

4ª sección: (4°4)/500

Cadena de 6 comunicaciones

1° sección: $(5^{\circ}1+25\times4^{\circ}1+240\times3^{\circ}1+1080\times2^{\circ}1+$

 $+2160 \times 1^{\circ}1)/6480$

2° sección: (5°2+25 \times 4°2+240 \times 3°2+1080 \times 2°2+

 $+10\times3^{\circ}1+160\times2^{\circ}1+825\times1^{\circ}1)/6480$

3° sección: $(5^{\circ}3+25\times4^{\circ}3+240\times3^{\circ}3+10\times3^{\circ}2+160\times2^{\circ}2+10\times2^{\circ}1+135\times1^{\circ}1)/6480$

(FOA | OES/404 | 405/200 | 40×200 |

4° sección: $(5^{\circ}4+25\times4^{\circ}4+10\times3^{\circ}3+10\times2^{\circ}2+$

+5×1°1)/6480

5° sección: (5°5)/6480

Como ilustración se dá en la tabla 10, el cálculo detallado para la cadena de 4 comunicaciones. Es preciso hacer notar que las expresiones representadas por los símbolos 1°1, 2°1, 2°2, etc., se refieren a varias llamadas mientras que la función de las demoras no se refiere más que a una sola llamada.

Tabla 10

Símbolo de formación	1^a sección de $t/h = 0$ á $t/h = 1$	2^a sección de $t/h=1$ á $t/h=2$	3^a sección de $t/h=2$ á $t/h=3$	Pro- porción
3-0-0-0	(3°1)/3	(3°2)/3	(3°3)/3	1/16
2-1-0-0	(2°1)/3	$(2^{\circ}2+1^{\circ}1)/3$		3/16
2-0-1-0	$(2^{\circ}1+1^{\circ}1)/3$	(2°2)/3	_	3/16
1-2-0-0	$(1^{\circ}1 + 2^{\circ}1)/3$	(2°2)/3	-	3/16
1-1-1-0	1°1	-	_	6/16

La combinación de las expresiones anteriores, para las cadenas de m comunicaciones, con el número medio de aparición de las cadenas en los diagramas de tráfico de n comunicaciones sobre la salida única, permite el cálculo exacto y completo de la función de distribución de las demoras. Los números de apariciones de las cadenas vienen dadas por la ecuación (3). El procedimiento utilizado es el que se ha descrito en el apartado 8.

Sin embargo, las expresiones obtenidas de esta manera son largas y difíciles de interpretar, razón por la cual hemos limitado el problema abandonando la búsqueda de expresiones exactas de los segmentos de curvas que representan la función de distribución de los períodos de espera, para no buscar más que las posiciones exactas de sus puntos comunes. Esto es completamente aceptable y facilita los cálculos sin perder la forma general y exacta de la función. Esto significa que se introduce t/h=0 en las contribuciones indicadas anteriormente para las diversas cadenas. Estas contribuciones se reducen entonces a las indicadas en la tabla 11.

Tabla 11

Longitud de la	Sección					
cadena	1 -	2	3	4	5	
2	1					
3	5/6	1/6				
4	34/48	13/48	1/48			
5	307/500	165/500	27/500	1/500		
6	3506/6480	2341/6480	581/6480	51/6480	1/6480	
		etc.				

Estas cantidades representan las contribuciones de las cadenas a la altura de los segmentos de curvas de que se compone la función de distribución de las demoras.

Esto se confirma por el hecho de que la suma de las fracciones de cada línea horizontal de la tabla es siempre igual a 1. La combinación de estas contribuciones de las cadenas con el número medio de veces que ellas aparecen en el diagrama de tráfico dado por la ecuación (3) dá la solución.

Hemos calculado, como ejemplo, las alturas de los segmentos curvilíneos en el caso en que n=6. Son:

3506/6480
$$(6b)^5 (1-6b)^{-1} (1-6b) 5 +$$

307/511 $6 (5b)^4 (1-5b)^0 (1-6b) 4 +$
34/48 $15 (4b)^3 (1-4b) (1-6b) 3 +$
5/6 $20 (3b)^2 (1-3b)^2 (1-6b) 2 +$
1 $15 (2b) (1-2b)^3 (1-6b) 1$
= $30b-60b^2-120b^3-90b^4-24b^5$

2341/6480
$$(6h)^5 (1-6h)^{-1} (1-6h) 5 + 165/500$$
 $6 (5h)^4 (1-5h)^0 (1-6h) 4 + 13/48$ $15 (4h)^3 (1-4h) (1-6h) 3 + 1/6$ $20 (3h)^2 (1-3h) (1-6h) 2$ $= 60h^2 + 60h^3 - 150h^4 - 174h^5$

581/6480 $(6h)^5 (1-6h)^{-1} (1-6h) 5 + 1/48$ $15 (4h)^3 (1-4h) (1-6h) 3$ $= 60h^3 + 210h^4 + 66h^5$

51/6480 $(6h)^5 (1-6h)^{-1} (1-6h) 5 + 1/500$ $6 (5h)^4 (1-5h)^0 (1-6h) 4 + 1/500$ $6 (5h)^4 (1-5h)^0 (1-6h) 4 + 1/500$ $1/50$

Cada línea comprende el producto de 3 factores. El primero está extraído de la tabla que da las contribuciones por cadena; el segundo se deduce de la ecuación (3) y el tercero indica el número de llamadas demoradas para esta cadena particular de comunicaciones. El primero de los cinco grupos anteriores se refiere a la altura de la primera sección de la función de distribución de demoras situada entre los límites t/h=0 á t/h=1, el segundo a la sección t/h=1 á t/h=2, etc.

Los cinco resultados han de ser aún divididos por el número total medio de llamadas demoradas por hora, que de acuerdo con la ecuación (5), es igual a 30.

Así, las distancias verticales entre los puntos de unión de la función de distribución de las demoras toman los valores:

1° sección:
$$(5b-10h^2-20h^3-15h^4-4h^5)/5h$$

2° sección: $(10h^2+10h^3-25h^4-29h^5)/5h$
3° sección: $(10h^3+35h^4+11h^5)/5h$
4° sección: $(5h^4+21h^5)/5h$
5° sección: $h^5/5h$

Estos resultados llaman la atención cuando se les compara con las probabilidades que preceden a la ecuación (6), observándose que los resultados correspondientes vienen dados respectivamente por X_1 (5, h, 1)/5h á X_5 (5, h, 1)/5h.

Esta conclusión es general, de forma que para toda función de distribución hay n puntos que están determinados rigurosamente. Contando de izquierda a derecha, es decir de t/b=0 á t/b=(n-1), las coordenadas del punto u son:

$$t/h = u \text{ y } p \ (>t) = \sum_{i=u+1}^{n-1} X_i (n-1, h, 1)/(n-1) h$$
 (9)

Esta ecuación es válida para u comprendido entre 0 y (n-2). Para u=(n-1), p (>t) = 0, la figura 2 representa una función de distribución de demoras típica para n=8 y h=0,1. Los puntos situados sobre las verticales t/h=0, t/h=1, etc., son exactos y se han unido arbitrariamente por segmentos de rectas. Realmente, los segmentos curvilíneos de la parte superior son ligeramente cóncavos y los de la parte inferior ligeramente convexos. En conjunto, la función no difiere mucho de la función exponencial.

Tabla 12

Longitud		Sección						
de la cadena	· 1	2	3	4	5			
2	1							
3	5/6	1/6						
4	71/96	20/96	5/96	00/4 500				
5	1.015/1.500	336/1.500	117/1.500	32/1.500	0.001/000.000			
6	147.021/233.280	53.806/233.280	27.786/233.280	8.286/233.280	2.381/233.280			

Como ya se ha precisado, la ecuación (9) no tiene validez más que en el caso en que las llamadas que esperan son atendidas en el orden de llegada.

Si se supone que se las atiende al azar, la parte variable de las contribuciones a la función de distribución de las demoras es siempre igual a 1°1. En este aspecto el estudio de la función se simplifica pero el cálculo de las coordenadas de los puntos de unión de los segmentos resulta menos claro.

Tratando el problema en el mismo orden que antes, se encuentra la tabla 12 para las contribuciones de las diferentes cadenas:

Las diferencias entre las ordenadas de los puntos situados sobre las líneas verticales t/h=1, 2, etc., se han determinado a partir de estos datos por medio de la ecuación (2) para diferentes valores de n. El método es idéntico al establecido ya en la parte precedente.

$$n = 3: (3h - 3h^2 - h^3/2)/3h$$
$$(3h^2 - 2h^3)/3h$$
$$(5h^3/2)/3h$$

$$n = 4: (4h - 6h^{2} - 2h^{3} - 5h^{4}/3) / 4h$$

$$(6h^{2} - 8h^{3} + 2h^{4}) / 4h$$

$$(10h^{3} - 11h^{4}) / 4h$$

$$32h^{4}/3 / 4h$$

$$n = 5: (5b-10b^2 - 5b^3 - 25b^4/3 - 73b^5/12)/5b$$

$$(10b^2 - 20b^3 + 10b^4 - 97b^5/18)/5b$$

$$(25b^3 - 55b^4 + 211b^5/6)/5b$$

$$(160b^4/3 - 539b^5/6)/5b$$

$$(2381b^5/36)/5b$$

No se ha hecho intento alguno para deducir, a partir de la información ya obtenida, las expresiones generales de las distancias verticales entre los puntos de unión de la función de distribución. Se puede decir que en general, para este tipo de servicio, la calidad es un poco mejor para las esperas cortas y algo peor para las esperas más largas.

11. Función de distribución en el espacio de Fry

La función de Poisson $P_c\left(y\right)=y^c\,e^{-y}/c!$ constituye la expresión límite de la función de Bernoulli cuando el número de llamadas en el curso de un período de observación cualquiera de una hora tiende a infinito, mientras que el producto nh se mantiene igual a y. La exactitud de esta proposición se ha demostrado matemáticamente de diversas maneras que suponemos conocidas por el lector.

Sin embargo, es de interés mencionar aquí otra interpretación de esta transición de la ley de Bernoulli a la de Poisson, basada en la hipótesis de que el número de llamadas recibidas en el transcurso de una hora es un valor medio y no un valor invariable.

Hagamos que la duración del período de observación se alargue de una á z horas; el número de llamadas recibidas en el curso del nuevo período pasa a ser nz, mientras que la relación de los períodos de observación decrece hasta 1/z. La probabilidad de tener exactamente i llamadas en el transcurso de un período de una hora arbitrariamente elegida es $B_i(zn,1/z)$ y la probabilidad de encontrar durante esta misma hora c llamadas en el curso de un intervalo de tiempo t es $B_c(i,t)$. La probabilidad conjunta de tener c llamadas en un intervalo t en el transcurso de t horas es:

$$\sum_{i=0}^{zn} B_i(zn, 1/z) \times B_c(i, t) = B_c(zn, t/z).$$

Esta relación resulta del lema 1c) del artículo precedente que ya citamos [3]. Si z tiende a infinito, la última expresión de Bernoulli antes citada tiende hacia una expresión de Poisson.

Disponemos así de dos demostraciones matemáticas distintas de la transición de una a otra expresión, una manteniendo la duración de una hora pero haciendo tender el tiempo de ocupación a cero, la otra haciendo tender la duración de observación a infinito pero manteniendo el tiempo de ocupación en un valor finito. Se comprenderá que en el fondo, los dos métodos son idénticos y que sólo difieren en una cuestión de escala. En una u otra de estas interpretaciones, la ecuación (6) se transforma en:

$$F_{c}(y, 1) = (1-y)$$

$$F_{c}(y, 1) = (1-y) \left[\sum_{i=0}^{c} P_{i} \left[-(c-i) y \right] - \sum_{i=0}^{c-1} P_{i} \left[-(c-i-1) y \right] \right]$$
donde $c \geqslant 1$. (11)

Aunque las notaciones utilizadas sean diferentes, este resultado se puede comparar directamente al obtenido por Fry. El tráfico que figura en esta ecuación es negativo. La probabilidad se designa por F atendiendo al nombre del autor.

La introducción del mismo límite en la ecuación (7) conduce a la fórmula

$$D = y^2/2 (1-y) (12)$$

que es equivalente a la ecuación (198) de Fry.

La alternancia de términos positivos y negativos en la ecuación (11) hace laboriosos los cálculos. Se puede pa-

liar esta dificultad siguiendo el método expuesto al fin del capítulo (8); tenemos entonces, según el lema (D)

$$\sum_{i=0}^{c} P_i \left[(i-c) y \right] = \frac{1}{1-y} - \sum_{i=c+1}^{\infty} P_i \left[(i-c) y \right]$$

$$F_{c}(y, 1) = (1-y) \times \left[\sum_{i=c}^{\infty} P_{i} \left[(i-c+1) y \right] - \sum_{i=c+1}^{\infty} P_{i} \left[(i-c) y \right] \right]$$

$$(11a)$$

En esta ecuación, los valores de tráfico, así como todas las expresiones de Poisson son positivas. De la misma manera, se puede modificar la ecuación (13) que aparece más adelante.

12. Ecuaciones de Erlang

Al hacer tender n a infinito en la ecuación (9), que da las coordenadas de un cierto número de puntos de la curva de distribución de las demoras, y contando de izquierda a derecha, obtenemos, para un punto u las coor-

$$t/b = u \text{ y } p(>t) = \frac{1}{y} - \frac{(1-y)}{y} \sum_{i=0}^{u} P_i[-(u-i) y]$$
 (13)

Se obtiene el mismo resultado haciendo tender t/b a cero en la ecuación de Erlang que figura en las páginas 146 y 147 de la publicación mencionada al principio [1].

Las ecuaciones de Erlang se refieren pues al caso en que las llamadas que esperan son atendidas en el orden de su llegada.

Aplicando el lema (D), la expresión (13) se escribe

$$t/h = u \ y \ p(>t) = \frac{1-y}{y} \sum_{i=y+1}^{\infty} P^{i}[(i-u) \ y].$$
 (13a)

13. Lemas

Un cierto número de lemas se han utilizado, en lo que precede, o bien forman la conclusión que puede extraerse de las ecuaciones que se han establecido. La ecuación (1) expresa la probabilidad de la producción de un cierto diagrama de tráfico que comprende un grupo definido de cadenas, compuestas por un número definido de comunicaciones. A fin de cuentas, la suma de las probabilidades de todos los tipos de diagramas de tráfico posibles es la

La subdivisión natural de la totalidad de estos modelos de tráfico es la que se basa en los subgrupos que comprenden el mismo número de cadenas K. Efectuando la adición de las probabilidades de un subgrupo, se llega a la expresión sencilla $B_{n-K}(n-1,nh)$, donde n representa, como antes, el número de llamadas que llegan por hora a la salida única, y h es el tiempo de ocupación invariable de las comunicaciones.

Este resultado proporciona un gran número de lemas, siendo el principal el que se aplica a un subgrupo que comprende dos cadenas. Según la ecuación (1), se tiene:

$$\sum_{i=1}^{n-1} \frac{1}{2} C_n^i (ih)^{i=1} (nh-ih)^{n-i-1} (1-nh) =$$

$$= B_{n-2} (n-1, nh).$$

De lo que resulta el siguiente lema:

$$\sum_{i=1}^{n-1} B_i(n, i/n)/B_1(2, i/n) = (n-1).$$
 (A)

De la ecuación (3) se deduce que:

$$\sum_{m=1}^{n} m C_{n}^{m} (mh)^{m-1} (1-mh)^{n-m-1} (1-nh) = n$$

$$\sum_{m=1}^{n} \frac{1}{(1-mh)} B_m(n, mh) = \frac{nh}{1-nh} \text{ donde } (nh < 1).$$
 (B)

De las ecuaciones (3) y (4), se deduce que:

$$\sum_{m=1}^{n} C_{n}^{m} (mb)^{m-1} (1-mb)^{n-m-1} (1-nb) = n [1-(n-1) b]$$

$$\sum_{m=1}^{n} \frac{1}{(1-mh)mh} B_m(n, mh) = n + \frac{nh}{1-nh}.$$

La combinación con el lema (B) conduce a:

$$\sum_{m=1}^{n} \frac{1}{mh} B_m(n, mh) = n \qquad (mh < 1).$$
 (C)

En las páginas 130 y 161 de la obra ya citada [1], Erlang se refiere a un teorema publicado por primera vez por J. L. W. V. Jensen [4]. Lo añadiremos aquí con el fin de dar una información más completa, a saber:

$$\sum_{i=0}^{\infty} P_i(a+bi) = \sum_{j=0}^{\infty} b^j = 1/(1-b) \quad (b < 1).$$
 (D)

Existe en este lema una contrapartida de Bernoulli, que

$$\sum_{i=0}^{n} B_i [n, (a+bi)] = \sum_{j=0}^{n} \frac{n!}{(n-j)!} b^j \quad (nb < 1). \quad (E)$$

Finalmente, tenemos:

$$\sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{i} P_i(bi) = b.$$
 (F)

que es la contrapartida de Poisson al Iema (C).

[1] La vida y la obra de A. K. Erlang, biografía editada por la Compañía de Téléfonos de Copenhague, páginas 133, 145 y 156. [2] Th. C. Fry: Probability and its Engineering Uses, D. van Nostrand (1928),

páginas 374 y siguientes.

[3] J. Kruithof: Relaciones entre las funciones de distribución de las llamadas en el tiempo, en el espacio y de las duraciones de ocupación, Revue de Télécommunications, Vol. 41 (1966), nº 3, páginas 287—300.

[4] J. L. W. V. Jensen, Acta Mathematica, 1902, pág. 306.

J. Kruithof nació en Rotterdam, Holanda, el 6 de Noviembre de 1896. Octuvo el diploma de ingeniero en electrotecnía de la Universidad técnica de Delft, Holanda, y en 1945, el título de doctor en ciencias aplicadas de la Universidad de Gante, Bélgica.

Ingresó en la "Bell Telephone Mfg. Co." de Amberes en Mayo de 1922, donde ocupó diversos puestos técnicos para llegar a ser Ingeniero Jefe de conmutación, puesto que conservó hasta

Se le nombró Director Técnico adjunto de la International Standard Electric Corporation. Es ahora Consejero técnico en ITT Europa, en Bruselas.

Nuevos libros

"ISEP - ITT Standard Equipment Practice"

La ISEP (práctica standard de equipos de ITT), ha probado su gran valor para la construcción de sistemas y equipos electrónicos. Las piezas del ISEP pueden utilizarse para construir equipos electrónicos de cualquier tamaño que sea necesario, variando desde circuitos impresos enchufables a los subensambles, armazones sin cerrar; armazones con bisagras en sus partes laterales y puertas, a los armazones dentro de armarios cerrados.

La conexión entre los circuitos impresos y los subensambles se establece por medio de conectores ISEP. Todas las partes del sistema están conformes con las pautas nacional e internacionales y puede combinarse con los sistemas existentes.

El libro "ISEP — ITT Standard Equipment Practice", publicado por SEL, explica con ayuda de ilustraciones y ejemplos la flexibilidad del sistema ISEP. Dibujos de dimensiones en la sección de ordenación servirán para el proyectista de equipo como base de planificación.

El folleto se distribuirá a empresas industriales gratuitamente, y a particulares al precio de 4 DM. por Standard Elektrik Lorenz AG, Nuremberg.

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart

Intermetall Data Manuals 1967/1968

Dentro de la serie de manuales de datos de INTERMETALL, se ha publicado recientemente el tercer manual de "Transistors". Los otros dos manuales "Rectifiers/Thyristors" y "Diodes/Zener Diodes", aparecieron hace pocos meses.

Indices alfabéticos, explicaciones técnicas, información de calidad, datos técnicos detallados, dibujos con dimensiones y características harán que estos manuales sean una valiosa ayuda para el ingeniero de proyectos.

Esta nueva serie de manuales de datos, sustituye a los anteriores libros de manuales de datos de SEL, tales como "Transistors, Diodes 1966" y el manual de INTERMETALL "Transistors, Diodes 1965/1966".

Los tres manuales de datos están disponibles gratuitamente para empresas industriales y para particulares al precio de 2 DM. cada uno. Deben pedirse a INTERMETALL, Freiburg.

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart

Handbook of Electronic Instruments and Measurement Techniques

Harry E. Thomas y Carole A. Clarke, que son ahora ingenieros consultores, después del retiro, de la International Telephone and Telegraph Corporation, son los autores del libro que se ha publicado recientemente "Handbook of Electronic Instruments and Measurement Techniques".

Está dividido en 14 capítulos como sigue:

- 1 Instrumentación El sistema de aproximación.
- 2 Aparatos indicadores Técnica de medida.
- 3 Circuitos puente y sus aplicaciones en la medida.
- 4 Circuitos puente: construcción y operacion.
- 5 Osciloscopio e instrumentación para impulsos.
- 6 Presentación de datos e instrumentación digital.
- 7 Aparatos de medida de frecuencia, fase y tiempo.
- 8-Transductores y su instrumentación.
- 9 Voltímetros electrónicos e instrumentos para medida directa de componentes.
- 10 Instrumentación para tubos de vacio.
- 11 Instrumentación para transistores y diodos.
- 12 Aparatos para prueba de receptores.
- 13 Aparatos para medida de transmisores.
- 14 Equipos de medida de microondas y radar.

Hay 22 apéndices que dan un compendio de los términos, unidades, constantes, simbolos, abreviaturas y factores de conversión; calibrado de patrones; multiplicadores, shunts y fusibles de los aparatos; medidas de potencia en radio frecuencia y relaciones de onda estacionaria, descripción de potenciómetros, voltímetros digitales, analizadores de espectro, medidores de Q, transductores, registradores X-Y, medidores de pendiente de rejilla, registradores de muestro y oscilógrafos registradores.

El libro de $25\times18\,\mathrm{cm}$. contiene 389 páginas más un índice de 8 páginas. Está publicado por Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey 07632, al precio de 16 \$ por ejemplar.

Distinciones

Ingenieros premiados de Standard Telecommunication Laboratories.

La Institution of Electronic and Radio Engineers ha concedido recientemente, a Mr. C. P. Sandbank, Mr. R. W. Harcourt y Mr. J. Froom, el premio Lord Ruthepford por su artículo "Acoustic Amplification in Semiconductors".

En la citación se dice: "este artículo se considera como el más sobresaliente en electrónica asociada con la física atómica publicado durante 1966 en el "Institution Journal".

La Institution of Electrical Engineers concedió su premio de la división electrónica a K. C. Kao y G. A. Hockman por su artículo titulado "Dielectric Fibre Surface Waveguide for Optical Frequencies", que apareció en los Proc. IEE, Vol. 113, Nº 7, pág. 1151, Julio 1966.

Cable submarino "húmedo" cargado

W. DANIELSEN
A. RAMBØL
G. TIDEMANN
Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Oslo.

1. Introducción

La constitución geológica del litoral noruego ha formado golfos profundos y ramificados, los fiords, que penetran hasta 160 Km. hacia el interior, y lagos que se extienden en decenas de kilómetros.

Cada vez que hay que atravesar el obstáculo del agua se ha hecho necesario utilizar un cable adecuado. Las orillas de los fiords y de los lagos están frecuentemente formadas por laderas de montañas abruptas que descienden hasta el interior del agua, y la operación de cavar el surco para el tendido del cable por las orillas es muy costosa, y peligrosa en algunas partes debido a desprendimientos de terreno. Entonces se prefiere pasar el cable por el agua. De esta forma se ha realizado el enlace entre Oslo y Bergen a través del fiord de Hardanger. Los repetidores se instalaron en tierra.

Se utilizó un cable coaxial de 25 mm. con aislamiento de polietileno. Cuando se tuvo que hacer lo mismo con cables multiconductores la situación no fué tan sencilla. Los cables con aislamiento de papel, recubiertos con plomo o aluminio deben ser reforzados con un blindaje para protegerlos a partir de cierta profundidad de inmer-

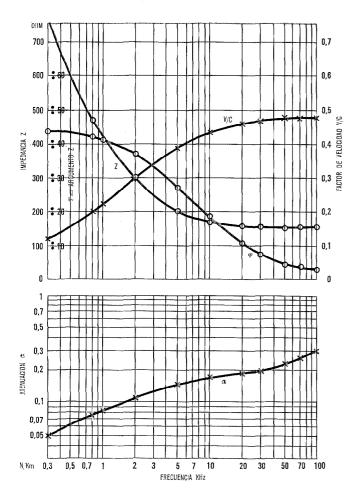


Fig. 1 Característica de transmisión de un cable típico submarino húmedo (19 cuadretes de hilo de 0,9 mm.).

sión. Con este fin se utilizan una o varias espirales de acero que aumentan considerablemente la complejidad y el precio del cable. Si ocurre una averia en el blindaje, se estropea todo el conjunto, y la reparación, en los lagos internos del país por ejemplo, es imposible durante muchos meses del año. Mientras se carezca de un tipo de cable más adecuado se ha evitado la inmersión de cables multiconductores.

La introducción de los plásticos en la industria permite obtener un tipo nuevo de cable llamado cable submarino "húmedo". Su nombre deriva del hecho de que puede penetrar el agua y por carecer de blindaje, puede estar a cualquier profundidad y si se produce una avería, sólo afectaría a un circuito en la mayoría de los casos.

Este tipo de cable, robusto y poco costoso, ha tenido un gran éxito, primeramente, para el enlace de los abonados de numerosas islas con el continente. Sin embargo, al utilizarlo intercalado entre cables de sistemas de larga distancia, con aislamiento de papel, su longitud hubo que limitarla a una sección de carga, lo cual era generalmente insuficiente para poder atravesar todo la extensión del agua, así como para la inmersión a lo largo de la orilla en los fiords o lagos. La Administración Noruega pidió, en consecuencia, a la Standard Telefon og Kabelfabrik A/S el estudio de un cable con bobinas de carga incorporada, que pudiera ser colocado junto con su carga desde un barco cablero, sin precauciones especiales.

2. Descripción del cable

Como se ha dicho más arriba, el cable submarino "húmedo" no tiene cubierta y el agua penetra hasta el aislamiento del conductor a través de todos los intersticios.

Los cables de abonados de este tipo están formados por conductores de 0,7 mm. de diámetro agrupados en

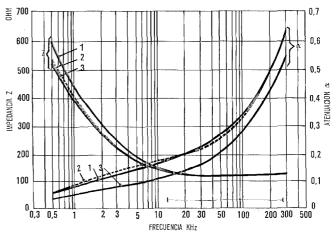


Fig. 2 Impedancia y atenuación de un cable terrestre comparado con las de un cable submarino húmedo.

- 1 Cable "húmedo" de 4 cuadretes de 0,9 mm. embutidos.
- 2 Cable "húmedo" de 12 cuadretes de 0,9 mm.
- 3 Cable enterrado con conductores de 1,2 mm. con aislamiento de papel.

un número de cuadretes que varía entre 10 y 100. En los cables de larga distancia, los conductores tienen generalmente un diámetro de 0,9 mm. aunque también existen cables con conductores de 1,4 y 2 mm., el número de cuadretes puede variar entre 2 y 24. El espesor de la capa aislante es aproximadamente igual al diámetro de los hilos conductores; resultando una capacidad mutua en el agua de 55 á 60 nF/Km. El alma trenzada del cable está protegida por arrollamiento de cintas textiles, de papel crepé y de capas de yute en espiral.

La armadura está formada por hilos de acero cuyo diámetro varía entre 3,3 y 5,2 mm. dependiendo de las condiciones de tendido del cable; está protegida por varias capas de yute y de conglomerado asfáltico. Las características eléctricas se han calculado a partir de diversas medidas de los parámetros principales (R, L, C y G), en la figura 1 se representa una familia de curvas típicas.

Si se consideran los efectos pantalla e influencia mutua de la armadura, se pueden calcular los anteriores parámetros con suficiente precisión, cada vez que es necesario estudiar un nuevo cable.

Cuando se presentó el problema de adaptar los cables submarinos húmedos (55 á 60 nF/Km. de capacidad mutua) a los que se emplean generalmente en largas distancias (37 nF/Km. de capacidad mutua) resultó que no sería económico fabricarlos con esta capacidad mutua tan pequeña. Fué sin embargo posible obtener la misma impedancia en circuitos cargados de baja frecuencia, acortando las secciones de carga.

Se conservaba así la misma capacidad mutua que en los cables terrestres del sistema, en la sección entre bobinas de carga. Pero los cables terrestres generalmente contienen 2 ó 3 cuadretes para sistemas de 60 canales con portadora, y para adaptar las impedancias en todo el margen entre 12 y 252 KHz fué necesario, como se explicará más adelante, conseguir una capacidad mutua mayor en el cable submarino que en el terrestre.

Si se desprecia la conductancia G la impedancia es:

$$Z = \sqrt[4]{\left(\frac{R}{\omega C}\right)^2 + \left(\frac{L}{C}\right)^2} \tag{1}$$

A bajas frecuencias el término $\frac{R}{\omega \, C}$ es de mayor im-

portancia y en altas frecuencias el término $\frac{L}{C}$ tiene mayor influencia. Si se pueden adaptar los dos tipos de cable a dos frecuencias particulares, una baja y otra alta, las curvas de las dos impedancias estarán suficientemente próximas en todo el margen de frecuencias. Teniendo los dos cables la misma permeabilidad magnética, es evidente que su impedancia en la parte de alta frecuencia, no puede ser igual, debido a la capacidad mutua, ya que la constante dieléctrica del cable húmedo es mayor que la del cable con aislante de papel. Una capacidad mutua igual supondrá, un incremento de distancia entre los conductores del cable húmedo, mayor inductancia L, de tal modo que su impedancia a las frecuencias elevadas será más grande.

Por otro lado, para el mismo valor de la inductancia L, el cable húmedo deberá tener mayor capacidad mutua,

lo que produciría menor impedancia. Entre estos dos valores extremos de L y de C, existe un compromiso que hace igual la relación $\frac{L}{C}$ en los dos tipos de cable, este valor fija la relación entre el grueso del aislante y el diámetro del conductor para el cable húmedo. Ya que, por esta causa, la capacidad mutua de este último es mayor que la del cable terrestre, no hace falta más que reducir el diámetro del conductor para obtener la relación R/C correcta, lo que asegura la adaptación a las frecuencias más bajas.

De esta manera se ha realizado la adaptación de dos modelos normalizados de cable para larga distancia, con aislamiento de papel, en los que el diámetro de los conductores era respectivamente de 1,2 y de 0,9 mm. y la misma capacidad mutua 37 nF/Km.

La adaptación se hizo con los dos tipos de cable submarino húmedo de las siguientes características:

	а	b
Tipo de aislante	Polietileno	Polietileno
Espesor del aislante	0,95 mm.	0,8 mm
Diámetro de los conductores	0,9 mm.	0,7 mm
Capacidad mutua	56,5 nF/Km.	54 nF/Km.

La figura 2 permite realizar la comparación entre las curvas de impedancia y atenuación de un cable submarino húmedo de 0,9 mm. y las de un cable de larga distancia de 1,2 mm. (cables 2 y 3).

Cada conductor aislado del cable húmedo está protegido electrostaticamente, por el agua, de todos los demás; por lo que no hay desequilibrio de capacidades entre los circuitos físicos, ni diafonía resultante. Por el contrario existe desequilibrio producido por la diferencia entre las capacidades coaxiales de los dos conductores del circuito, que puede ser muy grande. Es necesario siempre, tener en cuenta el hecho de que un cable sumergido está generalmente bien protegido de cualquier interferencía exterior que pueda producir ruido.

La situación es menos prometedora cuando se consideran los circuitos fastasma. Los desequilibrios F-S entre los circuitos fantasma y los circuitos físicos se dan por las fórmulas:

$$F - S_1 = \frac{1}{2} (C_1 - C_2),$$

$$F - S_2 = \frac{1}{2} (C_3 - C_4).$$
(2)

Siendo C_1 , C_2 , C_3 , y C_4 las capacidades coaxiales de cada uno de los cuatro hilos del cuadrete. Los desequilibrios F-S son tan elevados normalmente que se descarta el empleo de un circuito fantasma en un cable submarino húmedo. Sin embargo estos desequilibrios se pueden corregir considerablemente embutiendo cada cuadrete en cubierta de plástico.

Cuando se hace ésto la expresión F-S de desequilibrio se obtiene gracias a la fórmula de los cables aislados de papel tan conocida.

$$F - S_1 = \frac{1}{2} (C_{10} - C_{20}) + (C_{13} + C_{14}) - (C_{23} + C_{24}),$$

$$F - S_2 = \frac{1}{2} (C_{30} - C_{40}) + (C_{13} + C_{23}) - (C_{14} + C_{24}).$$
(3)

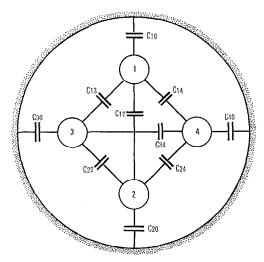


Fig. 3 Capacidades mutuas de un cuadrete en estrella de un cable telefónico.

Como se ve en la figura 3 a un valor grande de C_{10} corresponderán valores pequeños de C_{13} y C_{14} , y reciprocamente, de manera que se produce cierta compensación en el interior del cuadrete. Además, los valores C_{10} , C_{20} , etc., son evidentemente más pequeños que los valores correspondientes C_1 y C_2 , etc. y tienen diferencias más pequeñas. La experiencia ha comprobado que así ocurre. El desequilibrio F-S sobre este tipo de cable es inferior a un tercio del obtenido con un cable húmedo submarino normal. Por otro lado se produce desequilibrio entre los circuitos físicos de este cable embutido, pero puede hacerse pequeño gracias a un estricto control en el proceso de fabricación.

La adaptación de cables húmedos con cuadretes embutidos en plástico a los cables terrestres aislados de papel, es un problema un poco más complicado. Se pueden adaptar los circuitos físicos en frecuencia portadora, y ésto es suficiente ya que los circuitos fantasmas rara vez se utilizan con frecuencia portadora. En la adaptación de impedancias de los circuitos físicos el diámetro de las cubiertas de los cuadretes crea otro parámetro variable de modo que el problema tiene varias soluciones.

De todas ellas la que tiene el diámetro más pequeño necesariamente sería la más económica.

En cuanto a la carga del cable húmedo es muy importante obtener, la misma relación entre la capacidad mutua del circuito fantasma, y la capacidad mutua del circuito físico que en el cable terrestre. Esta relación para diferentes tipos de cable es la siguiente (C_F/C_S) :

- a) cable aislado en papel de cuadretes en estrella: 2,7
- b) cable aislado en papel de cuadretes DM: 1,6
- c) cable submarino húmedo: 2,0
- d) cable de cuadretes en estrella recubiertos de plástico: 2,75

Este último valor puede variar entre ciertos límites; se pondrán adaptar los tipos a) y d). Sin embargo los cables del tipo d) se unen a los de tipo b) en la mayoría de los casos y se considera imposible obtener la misma relación C_F/C_S . Esto quiere decir que la longitud de la sección de carga en el cable submarino será distinta para los circuitos reales que para los circuitos fantasmas. Será

más corta para los segundos que para los primeros. No siendo los puntos de carga los mismos, habrá dificultades cuando se trate de colocar de nuevo las bobinas de carga en el mismo sitio, después de atravesar el agua.

3. Obtención de los elementos de carga

Fué evidente desde el principio, que debía tenerse en cuenta cierto número de imperativos referentes a las bobinas, al embutido de polietileno y a los hilos de empalme.

La flexibilidad requerida del conjunto exige que el recubrimiento de cada bobina en polietileno sea de tal forma que permita ensamblar gran cantidad de bobinas en forma de "serpiente", fuerte y flexible al mismo tiempo.

El recubrimiento en polietileno de las bobinas debe prolongarse, como aislamiento del conductor, hasta los hilos de empalme, que deben ser lo suficientemente largos para permitir las conexiones escalonadas. Estas conexiones se hacen en el taller antes que la armadura que debe ser continua y resistente. En ciertos casos, sin embargo, en que esta clase de armadura no es tan importante (cables para poca profundidad), se puede entregar al cliente la "serpiente" con los hilos de conexión sueltos; él mismo puede empalmar el conjunto de bobinas de carga en la unión de los dos cables en su emplazamiento, o en su almacén, y luego situar y unir la armadura.

En la primera instalación de cable húmedo el empalme se hizo en el taller, y el cliente completó el resto.

El primer problema fué hacer las bobinas insensibles a la presión exterior del agua. La experiencia demostró que las bobinas recubiertas solamente de plástico, experimentaban una disminución de 0,1% de inductancia por cada kilogramo por centimetro cuadrado de presión, lo que era inaceptable en bobinas que podían estar a profundidades de 1000 m. Esta dificultad se evitó poniendo las bobinas en el interior de una fuerte cubierta de latón antes del moldeo.

Al quedar la bobina dentro de la cubierta, hay que tener cuidado de que no se ejerza ninguna tensión sobre los hilos de conexión ya que podría transmitirse a los hilos finos del arrollamiento de la bobina, sino que la tensión se realice solo sobre la cubierta. Como enseña la figura 4, ésto se ha conseguido uniendo los hilos de conexión a las extremidades de la cubierta de la bobina y fijándolas a una pieza de nylon en forma de U. Después se suelda el arrollamiento a los hilos de conexión en los puntos de anclaje.

La figura 4 muestra también la forma exterior del elemento de carga. La superficie cóncava del lado izquierdo tiene un radio de curvatura superior al de la superficie convexa del lado derecho, lo que permite que la "serpiente" mostrada en la figura 5 tenga la solidez y flexibilidad requeridas. El resalte superior con salida de hilos evita que éstos se doblen, y permite la posición angular de unas bobinas con otras. El conjunto de estos elementos de carga con los hilos de conexión que rodean más o menos su superficie cilíndrica se asemeja al conjunto de vértebras y tendones de la columna vertebral en el hombre. En las extremidades del conjunto, unas piezas

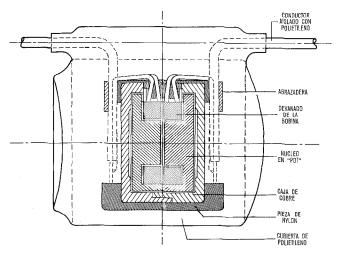


Fig. 4 Bobina de carga para cable submarino húmedo.

cónicas de polietileno de 60 mm. de largo facilitan la transición de la "serpiente" al cable.

Como hay que realizar 4 soldaduras por cada circuito pupinizado en cada punto de carga, es muy importante estudiar una técnica de soldadura que sea a la vez rápida y segura.

Al principio se adoptó la técnica empleada en los cables submarinos húmedos que consistía en soldaduras con plata en los terminales, y moldeo del polietileno bajo temperatura controlada y alimentador manual por tornillo de extrusión. Los empalmes así realizados por personal cuidadosamente formado eran muy sólidos, pero consumían mucho tiempo, y por ésto eran muy caros. Después de examinar la cuestión y ensayar cuidadosamente se adoptó utilizar un doble manguito de polietileno irradiado sobre la soldadura y retractil sobre el aislante. Disminuyó así mucho el coste del empalme.

Cuando el cable avanza en la máquina de armar se da a la "serpiente" una protección suplementaria formada por un arrollamiento de cinta plástica recubierto por cinta en espiral de acero dulce. En los extremos de la "serpiente" donde el diámetro es mayor que el del cable, los hilos de la armadura se atan con cinta de acero inoxidable de 1,25 cm. de ancho.

Antes de fabricar el primer cable de esta clase se ha realizado un moldeo experimental que tiene una "serpiente" formada por elementos de carga reales y ficticios que se sometió a pruebas mecánicas muy severas. La

parte que corresponde a la "serpiente" se arrolló hacia adelante, y hacia atrás sobre un cilindro de 1,5 m. de diámetro, con una fuerza de 4 toncladas.

Las pruebas eléctricas y la inspección visual no descubrieron ninguna degradación del conjunto de bobinas de carga o del cable.

4. Algunas instalaciones típicas

El primer proyecto se realizó para un lago poco profundo en Telemark, en el interior de Noruega. El trazado del cable seguia la carretera a lo largo del lago. La carretera estrecha se cortaba en el flanco de una colina en una longitud de 1,5 Km.

Como frecuentemente se producían pequeños deslizamientos de tierra en este lugar, se consideró más prudente meter el cable en el agua. Con este objetivo se pidió un cable submarino húmedo de 12 cuadretes de 1400 m. Tres de los cuadretes funcionaban con corrientes portadoras, y para adaptar las impedancias del cable terrestre de 1,2 mm. aislado de papel se empleó un cable submarino de 0,9 mm. con aislamiento de 0,95 mm. de polietileno cuya capacidad mutua en el agua era de 56,5 nF/Km. que permite una distancia entre puntos de carga de 1.132 m.; el cable terrestre tenía 37 nF/Km. e intervalos de carga de 1.730 m. Para atravesar la distancia en el agua fué necesario poner un punto de carga aproximadamente a la mitad de la longitud del cable. Las secciones en ambos lados del punto de carga constan de longitudes parciales de cable submarino y de cable terrestre. Como ésto era un caso típico de cable submarino en aguas poco profundas, la "serpiente" se insertó entre dos longitudes de cable ya armado, y a continuación la armadura se unió y soldó sobre el punto de

El alma del cable se construyó en un solo tramo, medido y seccionado a la distancia precisa del punto de carga. Durante la operación de soldadura, los hilos conductores de la "serpiente" se cruzaron para reducir el desequilibrio de las capacidades coaxiales.

Una vez terminado, el cable se transportó en un gran camión y remolcado se dejó sobre la nieve hasta esperar el deshielo.

El segundo proyecto consistió en atravesar un gran fiord de 1.200 m. en el Norte de Noruega, con el fin de unir dos cables terrestres ya instalados. Estos cables eran del tipo de 19 cuadretes DM, de hilo de 1,2 mm. de

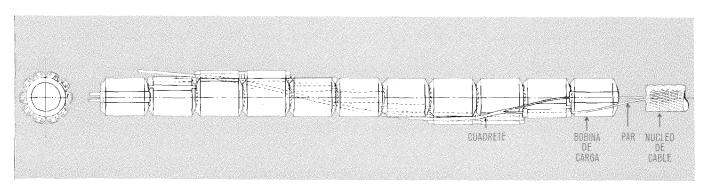


Fig. 5 Ensamble de los elementos de carga.

diámetro, con aislamiento de papel; tenían 48 canales telefónicos normales de baja frecuencia en 16 cuadretes utilizando a la vez circuitos físicos y fantasmas en doble dirección. Estos cuadretes estaban cargados con 77/48 mH. a distancias de 1.716 m. Un cuadrete llevaba tres circuitos de programas cargados con 16/10 mH. a distancias de 858 m. Los otros dos cuadretes trabajaban con corrientes portadoras, únicamente sobre circuitos físicos.

Para poder utilizar los circuitos fantasmas fué necesario, como ya habíamos indicado antes, emplear cuadretes embutidos en plástico, ya que disminuía la capacidad mutua lo suficiente para que pudiera atravesar el agua sin tener que pupinizar los circuitos físicos de baja frecuencia. Pero, ya que la capacidad mutua del circuito fantasma del cable submarino es relativamente mucho más alta que la del cable terrestre DM, como también se ha indicado anteriormente, fué necesario pupinizar los circuitos fantasmas de los cuadretes para baja frecuencia. Por ello se instaló un punto de carga con 16 bobinas para los circuitos fantasmas a una distancia de 810 m. desde un extremo del cable.

Con objeto de resolver el cuadrete de radiodifusión con un solo punto de carga, se aumentó su diámetro para hacer más pequeña su capacidad mutua. Este cuadrete se colocó en el centro del cable, y se cargó en su punto medio por una unidad de dos bobinas de 16 mH. en los circuitos físicos, y una bobina de 10 mH. en el circuito fantasma.

Con el fin de conseguir la adaptación de impedancias de los dos cuadretes de corrientes portadoras, se tuvieron que hacer embutidos con un diámetro un poco menor para tener una capacidad mutua mayor. Como se puede ver en la figura 6, se consigue una adaptación suficientemente buena en toda la banda de frecuencias.

Los elementos de carga se ensamblaron primero y luego se soldaron en el alma del cable antes de colocar la armadura. El cable tenía 62 mm. de diámetro y la "serpiente" 92 mm. El barco cablero de la Administración Noruega de Telecomunicación realizó el tendido del cable sin ninguna dificultad sin precauciones especiales.

El proyecto mayor realizado hasta hoy ha sido el paso de un cable de 37 cuadretes y 3.500 m. de longitud por

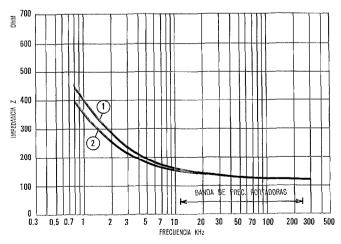


Fig. 6 Curva de impedancia de los cuadretes de un cable submarino húmedo y de un cable terrestre DM.

Cuadretes de frecuencia portadora en cable submarino "húmedo".
 Cable DM con aislamiento de papel.

el puerto de Bergen, con dos puntos de carga de 68 bobinas cada uno para los circuitos físicos. Se tuvo alguna dificultad para realizar esta travesia. El primer cable de aislamiento de papel cubierto de plomo en aguas poco profundas se había estropeado por fondeos de los buques. El segundo cable que se puso en aguas más profundas no resistió la presión del agua, demasiado fuerte para una cubierta protectora de plomo reforzada por doble espiral de acero. Estos cables no estaban pupinizados y tenían que unirse a los cables terrestres cargados por medio de transformadores. La atenuación era crítica para esta solución y los hilos conductores tenían que ser de 1,2 mm, de diámetro. La adaptación de los cables submarinos húmedos con conductores de 0,9 mm. v elementos de carga incorporada fué la solución más satisfactoria económica y técnicamente para este caso.

En esta realización se han empleado los mismos tipos de cuadretes que en el primer diseño. La sección de carga en el agua tenía 1.132 m. Para atravesar el agua con 2 puntos de carga solamente se prolongó esta longitud a 1.164 mm. y para conservar la misma impedancia se aumentó la inductancia de las bobinas de 77 mH. á 79 mH.

Igualmente en este caso se ensamblaron los elementos de carga antes de soldarlos al alma del cable, y se hizo una armadura continua. El cable propiamente dicho tenía 71 mm. de diámetro, y en la parte de carga aumentaba su diámetro a 95 mm. en una longitud de 4 m.

La figura 7 muestra el ensamble de bobinas de carga empalmado con el cable antes de poner la armadura.

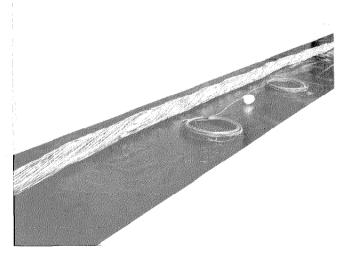


Fig. 7 Ensamble de los elementos de carga que comprenden 68 bobinas en los circuitos físicos.

Desde que se han terminado los estudios y puesta a punto se han recibido y ejecutado numerosos pedidos. A continuación se da una breve descripción de los cables entregados.

Para atravesar un fiord en el Norte de Noruega se ha construído e instalado un cable de 0,9 mm. de diámetro de hilos conductores y 3.400 m. de longitud con 19 cuadretes y 2 puntos de carga que contienen cada uno 34 bobinas en circuitos físicos.

El último año se ha fabricado un cable de 4.900 m. con 7 cuadretes y 4 puntos de carga que contienen cada uno

10 bobinas de carga en circuitos físicos. Otro cable, actualmente en fabricación tiene una longitud de 5.000 m. con 19 cuadretes y 4 puntos de carga que contiene cada uno 34 bobinas en circuitos físicos. Estos cables se van a instalar en un lago del interior cuya orilla no se presta a la instalación de cables enterrados.

Se ha empezado a construir también un cable de 7.000 m. de longitud, con 19 cuadretes para atravesar un fiord en el Norte de Noruega. Este cable se va a empalmar a cables terrestres DM con circuitos fantasmas y por ésto tienen los cuadretes embutidos en plástico. Para evitar la dispersión de bobinas de carga a lo largo del cable se ha admitido un compromiso para las bobinas de carga de los circuitos fantasmas. La carga de los cables terrestres es de 77/48 mH. mientras que el cable submarino tiene 4 puntos de carga de 32 bobinas de 77 mH. en circuitos físicos y 16 bobinas de 28 mH. en circuitos fantasmas. El cable lleva también un cuadrete para radiodifusión con 9 puntos de carga que tienen cada uno 2 bobinas de 16 mH. en los circuitos físicos, y una bobina de 6,5 mH. en el circuito fantasma.

5. Conclusiones

El producto realizado ha sido completamente satisfactorio bajo todos los puntos de vista. Los circuitos cargados de baja frecuencia tienen las mismas características que los circuitos correspondientes en los cables terrestres. Los circuitos no cargados para corrientes portadoras tienen las mismas curvas de impedancia en función de la frecuencia que los cuadretes de corrientes portadoras en los cables terrestres. Para obtener este resultado, ha sido necesario reducir la longitud de sección de carga, y aumentar la atenuación por unidad de longitud del cable tanto en los circuitos cargados como en los no cargados. El ensamble de las bobinas de carga es robusto y un cable cargado se puede instalar y recuperar con la misma facilidad que un cable no cargado.

Sin embargo, para que sea un éxito se necesita que sea competitivo económicamente con otras soluciones. Cuando hay que atravesar una extensión de agua mayor que la longitud de la sección de carga, el cable submarino cargado húmedo es evidentemente el más económico. Al tener el hilo conductor de menor diámetro, su precio llega a resultar casi el mismo al de un cable submarino húmedo sin carga, cuyos hilos conductores tienen el mismo diámetro que los del cable terrestre. Estudios más exactos demuestran que un cable cargado de 0,9 mm. es generalmente más económico que el cable correspondiente sin carga de 1,2 mm., mientras que un cable cargado de 0,7 mm. es, por término medio, más caro que el cable correspondiente de 0,9 mm. sin carga. (El cálculo se ha basado en el precio corriente del cobre en el mercado de 285 £, o sea 47.480 pesetas por tonelada.)

Las demás soluciones posibles pueden ser tales como rodear el agua con cable terrestre, o permitir la pérdida de calidad del sistema que resulta por acoplar un cable mediante transformadores. La atenuación en los cables no cargados será también considerablemente mayor que en los cables submarinos cargados.

En los casos en que el cable se ha instalado por et agua a lo largo de la orilla, la conclusión no es siempre tan clara. Ya que los cables submarinos, por la diferencia de diámetro de los conductores, cuestan casi igual que los cables aislados por papel, recubiertos de plomo o aluminio, y armados por una cinta de acero; el coste de los puntos de carga del cable submarino debe ser comparado con el de la zanja y las cajas de las bobinas de carga enterrada. En esta comparación, el cable submarino cargado parecía el más económico. Sin embargo si se puede instalar un cable submarino no cargado con los puntos de carga en cada extremo, esta última solución puede ser la más económica en algunos casos.

Tales circunstancias son siempre raras y se puede objetar que los puntos de amarre tan necesarios, aumentan la probabilidad de averias a causa del hielo, deslizamientos de tierra, anclaje u otras razones. Esta solución particular requiere también una longitud mayor que en un trazado rectilíneo. En todos los casos, si un cable cargado de larga distancia tiene que atravesar una extensión de agua o a lo largo de la orilla, está plenamente justificado estudiar la posibilidad de emplear cables submarinos húmedos cargados.

Walther Danielsen nació en Trondheim, Noruega, en 1907. Se graduó en 1925 en el Trondheim Technical College. Durante seis años trabajó como proyectista en Norsk Dynamoverksted & Norsk Ventilatorfabrik. En 1934 entró en la Standard Telefon og Kabelfabrik A/S y trabajó como jefe de equipo en el taller de cables hasta 1947, que entró en el Departamento Técnico para cables telefónicos.

Arve Rambøl nació en Eidskog, Noruega, en 1919, hizo sus estudios en la Universidad Técnica de Noruega en Trondheim donde se graduó en 1945.

Después de un corto período de estudio en Inglaterra estuvo en el Norwegian Defence Research Establishment desde 1946 hasta 1954. Durante este período, a excepción de un año de estudios en Estados Unidos, trabajó principalmente en problemas relacionados con antenas y propagación de ondas radio-eléctricas. Se unió a la Standard Telefon og Kabelfabrik A/S en 1954 para dirigir el departamento técnico de cables telefónicos. Un 1965 fué ascendido a Ingeniero Jefe y en 1966 a director Técnico de la S.T.K.

Gunnar Tidemann nació en Meløy en 1926, Noruega. Se graduó en la Universidad Técnica de Noruega en Trondheim en 1955, durante 2 años fué profesor adjunto en telecomunicaciones. Entró en la Standard Telefon og Kabelfabrik A/S en 1957 para formar parte del departamento técnico de cables telefónicos. En 1966 fué ascendido a Ingeniero Jefe de cables telefónicos.

Satélite geodésico

D. F. ALBANESE

ITT Federal Laboratories, San Fernando, California, U.S.A.

1. Introducción

En Enero de 1964, después de cuatro años de investigación y desarrollo, fué puesto en órbita un satélite geodésico para el Ejército de los EE. UU. El satélite y sus correspondientes estaciones de tierra constituyen una herramienta de la era espacial que puede utilizarse para determinar con precisión las posiciones relativas de masas de tierra separadas por grandes superficies de agua, tales como continentes e islas.

El propósito de este artículo es describir el sistema satélite geodésico para el Ejército de los EE. UU., su teoría básica, el modo de funcionamiento, y en particular, el satélite geodésico diseñado y desarrollado por los ITT Federal Laboratories.

2. Teoria de la medida geodésica

Existen al menos dos procedimientos de medida para determinar la localización de un punto desconocido sobre la superficie de la Tierra, utilizando el sistema del satélite geodésico del Ejército. Ambos procedimientos utilizan cuatro estaciones de tierra; tres en puntos conocidos y una en el punto desconocido. Cada estación de tierra realiza medidas precisas de distancia al satélite midiendo el tiempo de propagacion de una onda electromagnética. Los dos procedimientos se muestran en las figuras 1 y 2 y se describen a continuación.

a) Método simultáneo

Este método se utiliza cuando el satélite es visible simultáneamente por las cuatro estaciones terrestres. Conocidas las coordenadas de posición de las estaciones, las medidas de distancia a las mismas determinan unívocamente la posición del satélite en el espacio. Tres posiciones del satélite y las medidas de distancia correspondiente a la estación desconocida determina unívocamente la posición de la estación desconocida. La solución para obtener el punto desconocido (así como la localización del satélite) a partir de tres puntos conocidos utilizando medidas de distancia es, esencialmente, la intersección de tres longitudes de arco dadas.

A fin de reducir la imprecisión geométrica (error en la localización del punto desconocido), la posición del satélite se obtiene al menos en su paso por dos órbitas. Esto hace que los arcos de distancia se corten con mayores ángulos, con lo que decrece el error de localización debido a errores en la medida de distancias.

b) Método orbital

Este método se utiliza cuando el satélite se puede ver simultáneamente desde los tres puntos conocidos y un poco antes o después por el punto desconocido, en el mismo paso orbital del satélite. Las estaciones conocidas determinan con precisión la órbita del satélite. La posición orbital del satélite se extrapola entonces para que coincida con las medidas de distancia hechas por la posición desconocida. Tres posiciones extrapoladas y las correspondientes distancias a la estación desconocida

determinan unívocamente la localización de la posición desconocida.

3. Teoría de la medida de distancia

La distancia entre una estación de tierra y el satélite, se determina midiendo el desplazamiento de fase de una onda electromagnética que es proporcional a la distancia recorrida. Esto se ilustra de forma sencilla en la Fig. 3.

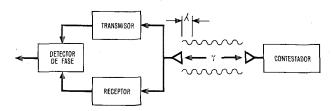


Fig. 3 Teoría de las medidas de distancia.

La diferencia en fase entre la señal transmitida y la señal recibida está dada por:

$$\Theta = 2 \pi n$$

donde n= número de longitudes de onda, λ , de la señal en la distancia 2 r.

$$n=rac{2\,r}{\lambda}$$
 y $\Theta=rac{4\,\pi\,r}{\lambda}$ o bien $r=rac{\lambda}{4\,\pi}\,\Theta.$

El error en distancia debida a un error en la medida de fase es directamente proporcional a λ . Por tanto, para minimizar el error de distancia, la longitud de onda de la señal deberá acortarse. No obstante si $\lambda < 2 r$ la medida de fase será ambigua ya que el ángulo de fase es superior a 2π radianes.

El problema se resuelve modulando la portadora de alta frecuencia con un grupo de frecuencias de medida que se solapan y que eliminan la ambigüedad a la distancia máxima.

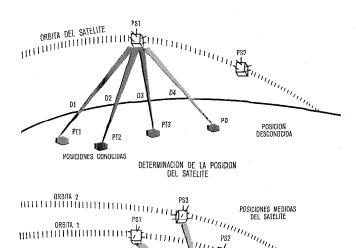
Estas frecuencias se muestran en la Tabla I. La frecuencia más alta determina la precisión en la medida de distancia.

Tabla 1 - Frecuencias de medida de distancia

	Frecuencia de medida nominal (KHz)	Longitud de onda total (millas naúticas)	Distancia sin ambigüedad (millas naúticas)	
1	585	0,27	0,14	
	36	4,4	2,2	
1	2	70	35	
	0,2	560	280	
	20 Hz *	4.050	2.025	

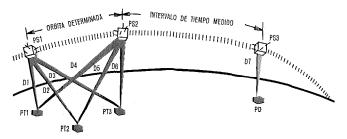
^{*} Impulso de ampliación de alcance.

Todas las frecuencias son coherentes en fase y multiplos de un oscilador de cuarzo común.



DETERMINACION DE LA POSICION TERRESTRE

Fig. 1 Método simultáneo.



ORBITA DEL SATELITE DETERMINADA

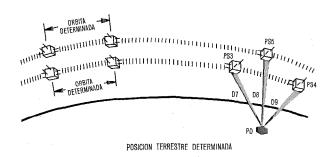


Fig. 2 Método orbital.

4. Diagrama bloque simplificado del sistema

Un diagrama bloque simplificado del sistema geodésico por satélite se muestra en la Fig. 4. Un sintetizador de frecuencia genera las frecuencias de medida requeridas para modular el transmisor de 420 MHz. La señal transmitida se dirige en un haz sobre el contestador del satélite donde se demodulan las frecuencias de medida. Los tonos de medida demodulados se utilizan para modular en fase dos frecuencias a 225 MHz. y 450 MHz. y se reenvian a los receptores de las estaciones terrestres. En los receptores se demodulan de nuevo los tonos de medida y se comparan en fase con los transmitidos. La diferencia de fase se mide de forma continua por medio de servos electrónicos y se registran en cinta magnética en forma digital para su proceso posterior. Un tiempo horario de precisión se obtiene de un reloj sincronizado con el transmisor WWV a través de un receptor de VLF.

El contestador se distribuye temporalmente entre las

cuatro estaciones terrestres; cada estación transmite durante 10 milisegundos dentro de un ciclo de interrogación de 50 milisegundos. Un tiempo de guarda de 2,5 milisegundos aisla las transmisiones. Esto se muestra en la Fig. 5.

El sincronismo se obtiene designando a una de las estaciones terrestres como estación principal. Esta estación transmite una señal de sincronismo que es recibida por las estaciones subordinadas a través del satélite. La estación subordinada recibe también su propio impulso de 10 milisegundos a través del satélite. Cada estación subordinada, entonces, retrasa o avanza su tiempo de transmisión comparando los impulsos recibidos y de esta forma se asegura que el impulso de señal llegue al satélite en el tiempo asignado respecto al impulso de la estación principal.

El satélite transmite dos radiofrecuencias a fin de corregir los errores de distancia ocasionados por el índice de refracción ionosférica. La ionosfera cambia la velocidad de propagación respecto a la del espacio libre. La velocidad en la ionosfera es inversamente proporcional al índice de refracción, que a su vez es inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia de propaga-

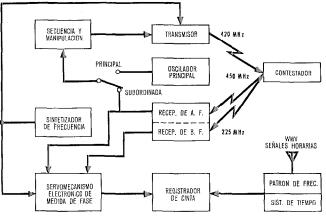
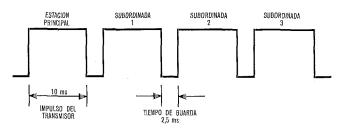


Fig. 4 Diagrama bloque simplificado del sistema geodésico por satélite.



POSICION DE TIEMPO DE ENTRADA AL SATELITE

Fig. 5 Ciclo de interrogación del satélite.

ción. Utilizando estas relaciones se demuestra que la distancia verdadera es:

$$D_{
m verdadera} = D_{
m AF}$$
 (medida) – $\Delta D_{
m AF}$ (error en la medida) (1)

$$D_{
m verdadera} = D_{
m BF}$$
 (medida) – $\Delta D_{
m BF}$ (error en la medida) (2)

$$D_{\rm BF} - D_{\rm AF} = \Delta D_{\rm BF} - \Delta D_{\rm AF} \tag{3}$$

$$\delta \Delta D_{\rm AF} \left(\frac{\Delta D_{\rm BF}}{\Delta D_{\rm AF}} - 1 \right) = D_{\rm BF} - D_{\rm AF} \tag{4}$$

pero
$$\Delta D \propto -\frac{1}{f^2}$$
 (5)

$$\Delta D_{\rm AF} \left(\frac{f^2_{\rm AF}}{f^2_{\rm BF}} - 1 \right) = D_{\rm BF} - D_{\rm AF} \tag{6}$$

$$para f_{BF} = \frac{1}{2} f_{AF}$$
 (7)

$$D_{\rm AF} = \frac{1}{3} (D_{\rm BF} - D_{\rm AF}) \tag{8}$$

Sustituyendo la ecuación (8) en la (1):

$$D_{\rm verdadera} = D_{\rm AF} - \frac{1}{3} (D_{\rm BF} - D_{\rm AF}) \tag{9}$$

$$egin{aligned} D_{
m verdadera} &= D_{
m AF} - K \; (D_{
m BF} - D_{
m AF}) \ & ext{donde} \; K = rac{f^2_{
m BF}}{f^2_{
m AF} - f^2_{
m BF}} = rac{1}{3} \; ext{para} \, f_{
m AF} = 2 \, f_{
m BF} \end{aligned}$$

y $D_{
m AF}$ y $D_{
m BF}$ son las mediciones en alta y baja frecuencia.

Las estaciones terrestres utilizan un receptor y una antena separados para la recepción de los datos telemétricos del satélite en 136 MHz.

5. Descripción de una estación de tierra

La figura 7 es una fotografia de una estación de tierra típica y la figura 8 un dibujo de la misma. La estación consta de un cobertizo para el equipo de radio, otro de proceso de datos, un tercero de almacenamiento y para conservación y un grupo Diesel de energía. No se muestra el equipo de telemedida. Nótese que se utilizan dos antenas parabólicas de 10 pies montadas juntas. Una an-



Fig. 7 Estación de tierra para el satélite geodésico.

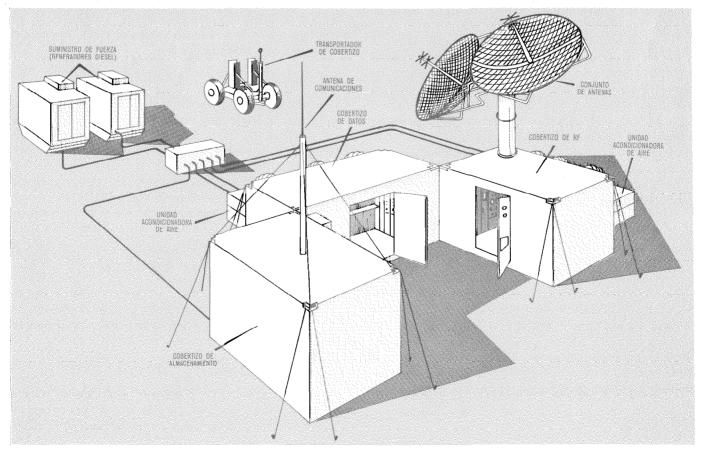


Fig. 8 Perspectiva de la estación de tierra para el satélite geodésico.

tena se utiliza para la transmisión y recepción de la señal de frecuencia alta y la otra para recepción de la frecuencia baja. Los parámetros pertinentes de la estación terrestre se dan en la tabla 2.

Tabla 2 - Parámetros de la estación terrestre

Transmisor	
Frecuencia (nominal)	420 MHz
Potencia del transmisor	1 kW
Ganancia de antena (3 m)	18 db
Ancho del haz de antena	16 grados
Indice de modulación de fase	0,7 rad/
·	subportadora
Receptor	
Frecuencia (nominal)	
alta	450 MHz
baja	225 MHz
Ganancia de antena	
alta frecuencia	18 db
baja frecuencia	12 db
Ancho del haz de antena	
alta frecuencia	16 grados
baja frecuencia	30 grados
Cifra de ruído	
alta frecuencia	6 db
baja frecuencia	5 db
Ancho de banda de detección coherente	1-4 Hz

6. Descripción del satélite

El actual satélite tipo II fué desarrollado y construído según los contratos del Ejército:

DA 44 - 009 - AMC - 176 (X) y DA 44 - 009 - AMC - 866 (X)

Se suministraron tres satélites por cada contrato. En el primer contrato el prototipo fué designado satélite S/N 1, mientras que los S/N 2 y 3 fueron modelos de vuelo. A cada uno de estos satélites se incorporó un contestador TR-27 suministrado por el Gobierno.

En el segundo contrato, los tres fueron modelos de vuelo. A los satélites S/N 4 y 6 se incorporó un contestador TR-27 mientras que el satélite S/N 5 llevaba incorporado un contestador de ITT modelo C-101.

Entre ambos grupos de satélite existen sólo diferencias mínimas.

El satélite geodésico tipo II es la segunda generación en el diseño seguido para el programa de satélites geodésicos SECOR. Este satélite fué diseñado para aprovechar las distintas técnicas de lanzamiento ahora disponibles, y su tamaño y forma estuvieron impuestos por el espacio disponible en el vehículo de lanzamiento. El satélite fué construído de forma tal que el contestador ocupaba aproximadamente la mitad del volumen interior, mientras que los subsistemas logísticos ocupaban la otra mitad. Esto hace posible hacer cambios en los contestadores con relativamente poco rediseño, mientras se mantienen intactos los sistemas logísticos.

6.1 Construcción

El satélite es un paralelepípedo rectangular de aproximadamente $23\times28\times33$ cm. y pesa unos 18 Kg. (ver

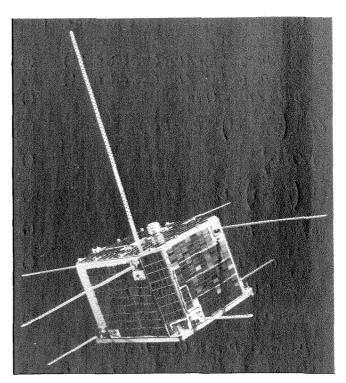


Fig. 9 Vista del satélite tipo II de ITT.

Figs. 9 y 10). Está ensamblado sobre una placa de aluminio a la que va sujeta la estructura central, el contestador y la caja exterior. La estructura central es de aluminio bronceado por inmersión y está preparada para montar las baterias y los subsistemas de telemedida. La caja exterior es también de aluminio bronceado por inmersión y en ella van montadas las antenas, las células solares y su cableado asociado.

6.2 Telemedida

La telemedida de servicio está suministrada por un sistema con triple modulación (modulación de impulsos en amplitud, de frecuencia, y de fase), completamente transistorizado que funciona de acuerdo con las especificaciones "Minitrack" de la NASA. El transmisor trabaja en la banda de 136,8 MHz. con una potencia de salida de 100 milivatios. Seis canales de datos y dos de calibración están multiplexados en tiempo sobre un oscilador de tensión controlada con una frecuencia central de 730 Hz. La señal de salida de 730 \pm 50 Hz. modula en fase la portadora de 136,8 MHz. Los seis canales transmiten datos sobre el voltaje de bateria, voltaje de la unidad de alimentación, potencia de salida del contestador y temperaturas en la superficie, en el contestador y de la bateria. Hay incorporado un sistema de mando para poner en marcha o quitar el sistema de telemedida a voluntad.

6.3 Sistema de antenas

El contestador va equipado con dos sistemas de antenas molinete; uno para trabajar en las frecuencias de 420 á 449 MHz, y el otro para la frecuencia de 224,5 MHz. Para el sistema de telemedida se diseñó una antena de látigo, para 136,8 MHz.

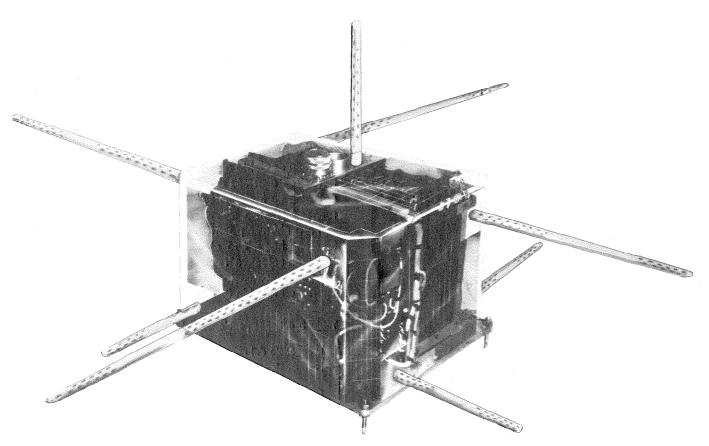


Fig. 10 Estructura del satélite tipo II de ITT.

Cada elemento de antena semeja a una cinta métrica flexible que está plegada en el satélite durante la fase de puesta en órbita. Se despliegan automaticamente cuando el satélite se separa del vehículo de lanzamiento.

6.4 Sistema de alimentación

El sistema de alimentación consta de células solares, baterias recargables y regulador de voltaje. Las células solares son de silicio n sobre células p y están diseñadas para una adaptación adecuada de voltaje y corriente, y un rendimiento de conversión conveniente. Están montadas en todas las superficies externas del satélite y cada superficie está aislada con un diodo. Cada célula tiene un filtro azul y un filtro de cuarzo de 1,5 mm.

La bateria de acumuladores consiste en una serie de elementos cerrados de niquel-cadmio, está diseñada para aplicaciones espaciales. Se alojan en dos compartimentos envueltos por aislante esponjoso. La amplitud de descarga se mantiene en un mínimo, de acuerdo con las exigencias de duración de la bateria. El regulador de voltaje consta de una serie de transistores con un valor de referencia dado por un diodo Zener. Este regulador suministra un voltaje constante de 12 voltios a los circuitos electrónicos con independencia de las variaciones de voltaje de la combinación célula solar-bateria.

6.5 Orientación del satélite

El satélite está orientado magneticamente por un imán unido a la estructura central y por varilla de amortigua-

miento magnético colocadas en la caja. Este imán obliga al satélite a alinearse con las líneas de fuerza magnéticas de la Tierra y asegura el mantenimiento de una relación constante entre los diagramas de radiación de las antenas y la superficie de la Tierra. Las varillas magnéticas minimizan las oscilaciones del satélite y el giro sobre su eje.

7. Contestador tipo 101

El contestador tipo 101 fué diseñado y desarrollado por el Ejército de los EE. UU. según el contrato DA-49-018-eng-2624 para funcionar como unidad de satélite en el sistema del satélite geodésico del Ejército. El contestador emplea componentes de estado sólido y está calculado para funcionar en un margen de temperatura de $-20~\dot{\rm a}~+70~{\rm grados}~{\rm C}.$ Su principal característica es su alto grado de estabilidad de fase en un amplio margen de condiciones ambientales. Esta estabilidad de fase es necesaria para medir con precisión la distancia de la estación terrestre al satélite.

El contestador consiste en cinco chasis separados contenidos en dos conjuntos. La alimentación y todos los circuitos del receptor más el diplexor están contenidos en el conjunto receptor mientras que el transmisor ocupa una unidad separada.

En la figura 11 se muestra el contestador. El peso total es menor de 4 Kg. y el consumo de energía es de unos 28 vatios durante la transmisión.

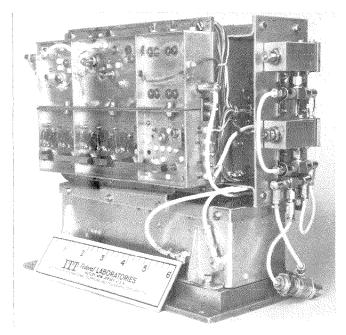


Fig. 11 Vista del contestador.

7.1 Descripción del diagrama bloque

En la figura 12 se muestra un diagrama bloque de contestador tipo 101.

La señal de 420 MHz transmitida desde tierra (que ha sido modulada por las subportadoras de medida de distancia), se recibe por la antena de A. F. y se envía al mezclador a través del diplexor de preselección. La señal se heterodina a 28 MHz por la señal del oscilador local obtenida de un oscilador de cuarzo y una cadena multiplicadora. La señal de 28 MHz se amplifica por la cadena de F. I. y se demodula en el discriminador para obtener la señal compuesta de la subportadora de medida. La

ganancia de F. I. se controla por un circuito de control automático de ganancia de portadora.

Las subportadoras de medida de distancia se filtran individualmente por medio de filtros de cuarzo de banda estrecha para mejorar la relación señal a ruido. Después se combinan y se utilizan para modular en fase las señales del oscilador de cuarzo del transmisor. La salida del modulador de fase se multiplica por tres y se amplifica hasta 5 vatios en 112 MHz. La salida del amplificador de potencia se dobla a 224 MHz. y se envía a las estaciones terrestres a través de la antena de A. F. Los niveles de potencia de las señales de B. F. y A. F. son 1,4 y 1 vatio respectivamente.

Para ahorrar potencia de la bateria, el transmisor no funciona hasta que el contestador recibe una señal de "llamada selectiva".

Las especificaciones correspondientes al contestador figuran en la tabla 3.

Tabla 3 - Especificaciones del contestador tipo 101

Frecuencia del receptor Frecuencias del transmisor	420,9 MHz 449 MHz 224,5 MHz
Sensibilidad de llamada selectiva Sensibilidad de medida	
Potencia de salida 224 MHz 449 MHz	≥ 1,4 W ≥ 1,0 W
Estabilidad de fase	\leq 2° (-54 dbm -85 dbm
Ancho de banda de datos	Tiempo de subida < 1 mseg. Tiempo de caída < 1,5 mseg.
Indice de modulación	0,7 radianes ± 10 %
Consumo de energía reposo trabajo	< 1 W 28 W

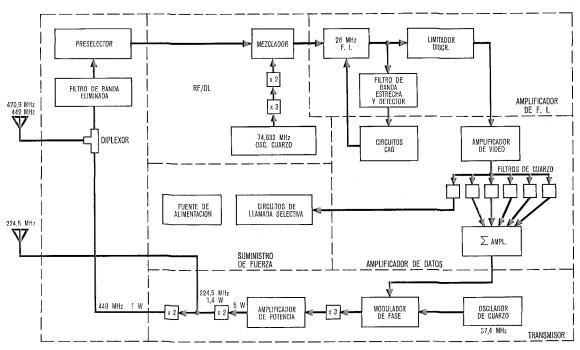


Fig. 12 Diagrama bloque del contestador tipo 102.

Tabla 4 - Resultados de los lanzamientos de satélite tipo II

		Parámetros					
Satélite Tipo II	Fecha de lanzamiento	Inclinación (grados)	Período (minutos)	Apogeo (Km.)	Perigeo (Km.)	Observaciones	
S/N II	11-1-1964	69,93	103,4	938	907	Falló el 1-9-1965 después de 8.400 vueltas (apr. 400 millones de Km.)	
S/N I	9-3-1965	70,10	103,5	941	907	Vuelta 3.000 - 11-10-1965 Vuelta 4.000 - 21-12-1965	
S/N III	11-3-1965	89,98	97,5	995	285	Sin funcionar Fallo de lanzamiento	
S/N IV	3-4-1965	90,22	111,4	1.321	1.268	Sin funcionar Fallo electrónico	

8. Resultados de lanzamiento de satélite

La tabla 4 muestra los resultados de los cuatro lanzamientos del satélite tipo II. De los cuatro lanzamientos, dos tuvieron éxito y otros dos no. Nótese que en los dos primeros lanzamientos se obtuvieron órbitas casi circulares de unas 500 millas náuticas. La inclinación para ambos fué de 70 grados aproximadamente.

El tercer lanzamiento tuvo un fallo en el disparo y el cuarto un fallo electrónico. Ambos tuvieron órbitas esencialmente polares.

9. Resultado de las pruebas con el satélite geodésico

A fin de determinar la precisión del sistema satélite geodésico, se situaron dos configuraciones de estaciones terrestres dentro de los Estados Unidos, como se muestra en la figura 13. El cuadrilatero de 500 millas estaba compuesto por: Austin, Texas; Las Cruces, New Mexico; Fort Carson, Colorado; Stillwater, Oklahoma.

Las distancias entre estaciones eran aproximadamente 500 millas. Después de las pruebas sobre el cuadrilatero de 500 millas, la distancia entre estaciones se extendió a un cuadrilatero de 1.600 millas con las estaciones situadas en: Austin, Texas; Gran Forks, North Dakota; Larson AFB, Washington; San Diego, California.

Las localizaciones de todos los lugares seleccionados

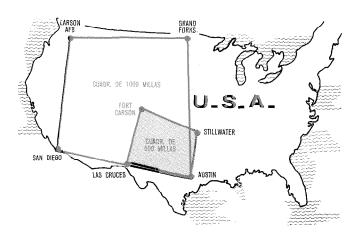


Fig. 13 Cuadrilatero de prueba de estación de tierra.

se obtuvieron de las observaciones geodésicas y costeras de primer orden de los EE. UU., en sus áreas respectivas. Estas posiciones se utilizaron entonces como patrones para comprobar el sistema.

Las pruebas se realizaron bajo la dirección de GIM-RADA, Cuerpo de Ingenieros del Ejército de los EE. UU., a principios de 1964. Se utilizó el satélite tipo II ITT de órbita casi circular de 500 millas naúticas de altitud y 70 grados de inclinación.

En el cuadrilatero de 500 millas, Fort Carson fué considerada localidad desconocida, lo mismo que Larson AFB en el cuadrilatero de 1.000 millas. Los resultados del método simultáneo de medida se muestran en la tabla 5. Estos resultados se obtuvieron de cientos de determinaciones efectuadas con el sistema.

Los resultados muestran que la R. M. C. (raiz media cuadrática) difiere de la observación de primer orden en 14,8 y 33,4 metros para los cuadrilateros de 500 y 1.000 millas. La desviación normal es de 6,0 metros para ambos.

Tabla 5 - Pruebas del método simultáneo

Solución Fort Carson - Cuadrilatero 800 Km.

	Latitud	Longitud	Altura	RMC
	(m)	(m)	(m)	(m)
Diferencia media Desviación normal RMC Total	-0,70 3,5	7,1 3,9	5,7 2,4	14,8 6,0 16,5

Solución Larson AFB - Cuadrilatero 1.600 Km.

	Latitud (m)	Longitud (m)	Altura (m)	RMC (m)
Diferencia media	-14,4	10,6	9,2	33,4
Desviación normal	3,3	2,7	4,0	6,0
RCM Total				34,5

10. Distribución de errores del sistema

A fin de determinar los factores varios que componían los errores del sistema de observación, GIMRADA contrató un estudio simulado. El estudio suponía varios tipos de errores y las órbitas reales del satélite y geometrias con las que se habían realizado las medidas. Los errores teóricos se llevaron a las soluciones y los resultados se compararon con las soluciones obtenidas de las medidas reales. Los resultados y los tipos de error se muestran en la tabla 6.

Tabla 6 - Comparacion de soluciones reales y teóricas

	Medidas	Teórica	Teórica	
	de pruebas	modelo nº 1	modelo nº 2	
	RMC (m)	RMC (m)	RMC (m)	
Cuadrilatero 800 Km.	16,5	14,5	19,4	
Cuadrilatero 1.600 Km.	34,0	75,7	85,6	

Modelos de error teórico

	Sistema	Refracción tropos- férica	Refracción ionos- férica	Factor de escala	Obser- vación local
Modelo 1	2,8	5 % de corrección	5 % de corrección	1 · 10 ⁻⁶	4 · 10 ⁻⁶
Modelo 2	4,5	5 % de corrección	5 % de corrección	1 · 10 ⁻⁶	4 · 10 ⁻⁶

Se ve que en el cuadrilatero de 500 millas, la desviación real de la normal está comprendida entre las dos teóricas. En la solución del cuadrilatero de 1.600 millas la desviación real es mucho más pequeña que la teórica.

Suponiendo que los tipos de errores son válidos se puede concluir que la precisión de medida del sistema es del orden de 3 á 5 metros.

El sistema está siendo utilizado actualmente por el Cuerpo de Ingenieros de EE. UU. en el Pacífico. Se continúa con el desarrollo y pruebas del sistema al objeto de obtener posteriores mejoras en sus características.

Referencias

[1] Informe técnico final, satélite geodésico tipo II, Febrero 1964, ITT Federal Laboratories, San Fernando, California. Contrato DA 44-009-AMC-176 (X). U. S. Army Engineer Geodesy Intelligence and Mapping Research and Development Agency, Fort Belvoir, Virginia.

[2] SECOR para geodesia por satélite, T. J. Hayes, Brig. Gen., U. S. Army. Artículo presentado al 10º Congreso Internacional de la Sociedad de Fotogrametría, celebrado en Lisboa, Portugal, 7—19 Septiembre 1964.
[3] Prueba combinada de Ingeniería y Servicio, sistema geodésico SECOR, USAEGIMRADA Task 4A623501D85304, 1 Julio 1964.

Damian F. Albanese nació en Newark, New Jersey, el 28 de Marzo de 1926. Recibió en el College of Engineering de Newark los grados B.S. y M.S. en 1952 y 1953 respectivamente.

Se incorporó en 1952 a los Federal Laboratories de ITT, donde trahajó en el diseño y desarrollo de sistemas avanzados de modulación por posición de impulsos y de modulación delta. Entre sus actividades ha incluído la dirección técnica y de fabricación de sistemas de radar, guía de proyectiles y comunicación por satélite. Actualmente es director del Laboratorio de Sistemas aéreo-espaciales en los Laboratorios Federal de ITT en San Fernando, California.

Mr. Albanese fué profesor durante seis años de ingeniería eléctrica en la escuela de Newark. Tiene concedidas cuatro patentes.

Distinción

Horst Ludwig Stein condecorado por el Senado de Berlín.

El Senado de Berlín ha condecorado a Horst Ludwig Stein, director del departamento central de publicidad de SEL y Presidente del Comité de la 25ª gran exposición de la radio y televisión alemanas, con una medalla de plata como reconocimiento a sus méritos.

La 25ª gran exposición de la radio y televisión alemana, tuvo lugar desde el 25 de Agosto al 3 de Septiembre de 1967 con gran expectación mundial. Con más de 500.000 visitantes y una increiblemente gran cantidad de personas interesadas en radio y televisión, en diez días, esta exposición contribuyó a activar los negocios en el sector de entretenimiento.

Horst Ludwig Stein que trabajó activamente en el Comité de la exposición durante unas dos décadas, actuó como Presidente en los últimos diez años. Tiene también oficinas en otras organizaciones de publicidad, información y prensa.

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart

Sistemas europeos de televisión - El sistema PAL

A. RAPPOLD Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart

1. Introducción

Cuando surgió en Europa el problema de introducir la TV en color, el sistema americano NTSC tuvo una gran influencia en todos los aspectos. Los métodos posteriores, desarrollados en Europa, realmente han sido llamados variantes y mejoras del sistema NTSC como justo reconocimiento del trabajo avanzado hecho en este campo, por los Estados Unidos, desde 1950, cuando estuvo virtualmente completo el desarrollo de un sistema de TV en color compatible y completamente electrónico. Este desarrollo incluía el tubo de imagen de color.

En 1954 comenzaron en Estados Unidos transmisiones regulares de TV en color después de haber sido aprobadas las normas NTSC por la Federal Communication Commission el 17 de Diciembre de 1953.

Esta norma, propuesta por el National Television Standard Committee, era el resultado de una intensiva investigación de los fundamentos, especialmente por parte de la industria. Actualmente se está utilizando aún en su forma original. En 1960 se introdujo en Japón.

La situación europea queda mejor ilustrada por el desarrollo de la TV monocromática. El Reino Unido había introducido en 1937 la televisión pública con una norma de 405 líneas. Un año más tarde seguía Francia con una norma de 455 líneas. Alemania empezó en 1938 con 441 líneas.

Después de la segunda guerra mundial, casi todos los países europeos adoptaron un sistema monocromático con 625 líneas y 50 imágenes por segundo, muy similar al sistema norteamericano con sus 525 líneas y 60 imágenes. El Reino Unido mantuvo su anticuado sistema de 405 líneas y Francia introdujo una nueva norma con un número de líneas diferente: 819. La situación británica y francesa se hizo aún más compleja cuando se inició un segundo programa en la banda de UHF con 625 líneas.

Resumiendo, la televisión a través de las fronteras nacionales europeas no ha sido posible para blanco y negro, y no será posible para el color por razones muy similares.

Base común para todos los sistemas de televisión en color

Todos los sistemas europeos de TV en color están basados en algunas características importantes de la TV monocromática que serán mantenidas y, por tanto, se describen en primer lugar.

En el extremo transmisor, los valores de luminancia de una escena se convierten, línea por línea, en voltajes con ayuda de una fotocélula. El primer barrido vertical de la escena comprende $312+\frac{1}{2}$ líneas, el segundo empieza completando la línea 313 y termina con la línea 625, en una relación de entrelazado, obteniendo de esta forma dos cuadros de una imagen. La frecuencia de barrido horizontal es un múltiplo exacto de la mitad de la frecuencia de cuadro.

En el receptor, se reproduce la escena por medio del haz que explora las líneas a las mismas frecuencias. Para obtener este resultado se han de transmitir dos clases de señales: el brillo asociado con cada elemento del cuadro y la señal de sincronismo que asegura el sincronismo de la señal de barrido del tubo receptor con la de funcionamiento del transmisor. La señal de sincronismo está comprendida entre el 75 % y el 100 % de la amplitud de la señal compuesta de TV, mientras que la señal de video varía entre el 10 % y el 75 %.

Cualquiera que fuera el sistema de TV en color que se adoptase, estos datos monocromáticos habían de ser tomados en consideración para cumplir la característica de compatibilidad, que exige que cualquier receptor monocromático de TV, con independencia de su diseño y antigüedad, sea capaz de recibir señales de TV en color y reproducir un cuadro en blanco y negro a partir de ellas, y que cualquier receptor de color pudiera reproducir una señal monocromática de un transmisor de esta clase. Esta exigencia había sido planteada como condición "sine qua non" en los años cuarenta por la industria americana. En Europa, el acuerdo sobre una norma común de TV en color fué dificil de alcanzar a causa de las diferentes normas utilizadas en blanco y negro dentro de un área geograficamente limitada, y las soluciones básicamente diferentes encontradas por Francia y Alemania para mejorar el sistema NTSC.

No obstante, existen principios en el manejo del color que se han de incorporar a cualquier sistema cromático. Deben ser recordados antes de pasar a un determinado sistema europeo de TV en color.

2.1 Principios colorimétricos

Un importante principio para TV en color es que la casi totalidad de los colores naturales, incluído el blanco, pueden simularse a base de una mezcla aditiva de tres colores primarios.

Colores primarios son aquellos que no se pueden generar por mezcla aditiva. Se puede demostrar experimentalmente que estos tres primarios son: rojo, verde y azul.

Este principio permite basar la TV en color en la mezcla de estos tres primarios, tanto en la exploración como en la reproducción de la escena.

2.2 Toma de la escena

La toma de los elementos del cuadro y su conversión en señales eléctricas quedan explicados en relación con el analizador de diapositivas de color de la Fig. 1.

Un barrido en blanco sobre la pantalla del tubo de imagen se proyecta sobre la diapositiva cuyos elementos de cuadro modulan el haz luminoso explorador. En funcionamiento monocromático este haz modulado se convierte directamente en un voltaje de video por medio de una fotocélula. Para TV en color, los colores primarios se filtran, por ejemplo, con espejos dicroicos que son capa-

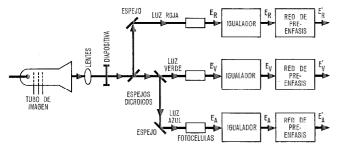


Fig. 1 Esquemático de la exploración de una diapositiva en color.

ces de transmitir ciertas partes del espectro y de reflejar otras. El primer espejo dicroico refleja la luz roja hacia la parte superior de la Fig. 1, el segundo refleja la luz azul hacia abajo, pero ambos espejos son transparentes para la luz verde de forma que se necesitan tres fotocélulas para las señales primarias de color.

2.3 Luminancia y señales-diferencia de color

2.3.1 La señal de Luminancia

Para el proceso posterior de estas tres señales $E_{\rm R}'$, $E_{\rm v}'$ y $E_{\rm A}'$, se han de combinar en una determinada proporción para formar la señal de luminancia, la única a la que el receptor monocromático puede responder. Supongamos que la escena no consiste más que en tres barras de colores primarios como muestra la Fig. 2. El canal azul transmitirá el impulso $E_{\rm A}$, de una duración correspondiente al ancho de la barra A. Impulsos similares de onda cuadrada aparecerán como $E_{\rm V}$ y $E_{\rm R}$ en los canales verde y rojo respectivamente.

Si sumáramos sencillamente estas tres señales para obtener la señal de luminancia, el resultado sería un impulso de onda cuadrada de triple duración. Un receptor monocromático reproduciría las tres *barras* con igual brillo y sería imposible diferenciar los tres objetos.

En realidad, la percepción del brillo por el ojo humano depende del color tal como se indica en la Fig. 2. Por tanto, para que el receptor monocromático reproduzca los colores con la proporción adecuada de brillo, los voltajes de señal de colores primarios se multiplican por

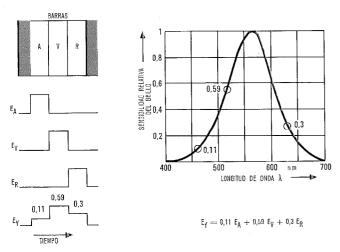


Fig. 2 Generación de señal de luminancia $E_{
m Y}$.

los factores derivados de la curva de sensibilidad: 0,11, 0.59 y 0.3 para el azul, verde y rojo respectivamente.

La señal de luminancia $E_{\rm Y}$ se obtiene así como suma de estos tres voltajes.

La ecuación indicada es válida para cualquier sistema de TV en color; es una primera condición para cumplir el requisito de compatibilidad.

2.3.2 Las señales-diferencia de color

El método de añadir la información de color a la señal de luminancia es también común a todos los sistemas de TV en color: las llamadas señales-diferencia se forman por un procedimiento similar al de la estereofonía. Son:

La señal-diferencia azul: E_{DA}

La señal-diferencia roja: $E_{
m DR}$

Estas señales-diferencia tienen una propiedad importante para la TV en color. Desaparecen donde el contenido del cuadro carece de color. Cada una de las señales de color primario es entonces igual a las otras dos; los voltajes de señal $E_{\rm A}$, $E_{\rm V}$ y $E_{\rm R}$ tienen las mismas amplitudes y el valor máximo normalizado para el blanco es 1. De esta cantidad 1, solamente se toman porcentajes para formar la señal de luminancia como se describió anteriormente, esto es, 11% del voltaje de azul, 59 % del verde y 30 % del rojo. De acuerdo con la ecuación para $E_{\rm Y}$, la suma es nuevamente 1.

Para formar la señal-diferencia azul, el valor 1 de la señal de luminancia se resta del valor 1 para el azul. El resultado es 0. Esto es igualmente cierto para la señal-diferencia roja.

Otra característica común para todos los sistemas de TV en color es la utilización de una subportadora para la transmisión de ambas señales-diferencia. La subportadora con su espectro armónico se adiciona a la banda de frecuencia ya ocupada por la señal de luminancia.

2.4 Modulación

La siguiente etapa es combinar las señales-diferencia que llevan la información de color con la señal de luminancia para obtener una señal compuesta. A causa de la compatibilidad exigida, todos los datos indispensables para la transmisión monocromática han de ser conservados. El ancho de banda nominal para blanco y negro no debe aumentar a pesar de tener que transmitir adicionalmente la señal de crominancia.

La diferencia más importante entre los distintos sistemas de TV en color se reduce realmente al tipo de modulación de la subportadora. Básicamente, solamente hay dos: modulación de amplitud en cuadratura y modulación de frecuencia. La primera se utiliza en NTSC y PAL, la segunda en el sistema francés SECAM. El sistema NTSC es la base del sistema PAL; por tanto sus características más importantes se resumen en la siguiente sección.

3. NTSC como Base del PAL

Las secciones anteriores mostraron cómo una señal de luminancia, se obtiene de tres señales cromáticas y cómo se obtienen las señales cromáticas diferencia. La utilización de una subportadora de color, en todos los sistemas de TV en color, también ha sido señalada. Ahora se describirá la modulación de la subportadora con las dos señales cromáticas.

Para resolver este problema, se estipularon las siguientes condiciones al desarrollar el sistema NTSC:

- a) La portadora debería ser capaz de ser modulada simultáneamente con ambas señales de crominancia $E_{\rm R-Y}$ y $E_{\rm A-Y}$.
- b) Para elementos del cuadro sin color, la amplitud de la subportadora debería ser 0.

3.1 Modulación NTSC

Para cumplir estas condiciones se escogió un tipo de modulación en el que tanto la fase como la amplitud de la subportadora se modulan simultáneamente. Esta modulación se obtiene descomponiendo la subportadora en dos componentes en cuadratura y modulando en amplitud estas componentes con $E_{\rm DR}$ y $E_{\rm DA}$.

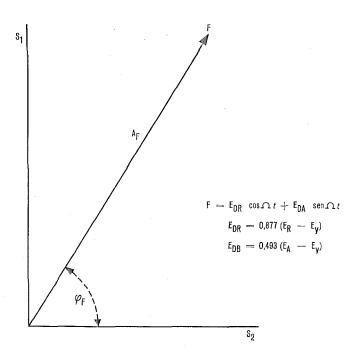


Fig. 3 Diagrama vectorial de la subportadora modulada.

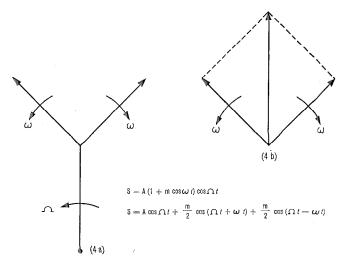


Fig. 4 Modulación de amplitud a) sin supresión de portadora; b) con portadora suprimida.

Cada una de las dos señales — diferencia $E_{\rm DR}$ y $E_{\rm DA}$ puede tomar independientemente cualquier valor positivo o negativo entre cero y un máximo. En otras palabras: el vector F resultante de la frecuencia de la subportadora (mostrado en la Fig. 3) puede pertenecer a cualquiera de los cuatro cuadrantes.

Este tipo de modulación se entiende mejor con referencia a la Fig. 4. Aquí A es la amplitud de la subportadora sin modular, m es la profundidad de modulación, Ω la frecuencia de la portadora (en nuestro caso la frecuencia de la subportadora), ω la frecuencia moduladora que está en la banda de 0 á 1,5 MHz.

En la Fig. 4a, el vector de la portadora gira a la frecuencia de la subportadora mientras que los vectores de las bandas laterales giran, en sentido opuesto, alrededor del vector portadora. Cuando se suprime la portadora como en la Fig. 4b, los vectores de las bandas laterales permanecen con una resultante que desaparece cuando m=0. Esta resultante tiene siempre la fase de la portadora original.

Si este procedimiento se lleva a efecto en dos moduladores y las portadoras que los alimentan están en cuadratura, obtenemos dos resultantes S_1 y S_2 (Fig. 3) o su suma, la subportadora F que contiene la información de color.

Las relaciones entre el ángulo de fase $\varphi_{\rm F}$ y la amplitud $A_{\rm F}$ de la subportadora modulada pueden obtenerse del diagrama vectorial de la Fig. 5 que muestra los vectores asociados con los colores normalizados.

La Fig. 6 es el diagrama bloque de un modulador basado en los principios del NTSC. Sus unidades son la matriz de color donde se obtiene la señal de luminancia $E_{\rm Y}$ y las de crominancia $E_{\rm DR}$, $E_{\rm DA}$ a partir de las señales de color primarias; los dos moduladores alimentados en

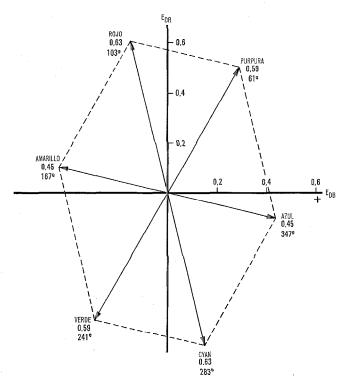


Fig. 5 Relación de fase de las componentes de la subportadora Cyan: tinte azul - verde λ dominante: 4.900 Å.

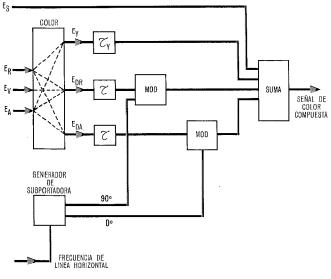


Fig. 6 Modulador NTSC.

fase y en cuadratura por el generador de portadora de color; y el sumador donde las señales de crominancia y la señal de sincronismo se combinan para formar la señal compuesta de TV de color.

3.2 Demodulación NTSC

Las señales cromáticas se recuperan en el receptor por el decodificador (Fig. 7) que obtiene la señal compuesta con 5 MHz de ancho de banda, a partir de un demodulador de video del tipo usado en receptores monocromáticos.

La señal de color modulada correspondiente a la ecuación.

$$F=E_{
m DF}\cos\Omega\,t+E_{
m DA}\,{
m sen}\,\Omega\,t$$

puede hacerse cero ya que $E_{\rm DR}$ y $E_{\rm DA}$ son cero para áreas o elementos del cuadro sin color.

La demodulación requiere la frecuencia de la portadora sin modular; ésta se genera en el generador de subportadora del receptor y se aplica en fase y en cuadratura a los demoduladores.

En el demodulador $E_{
m DR}$, la señal de color se multiplica por la oscilación coseno de la subportadora con lo que

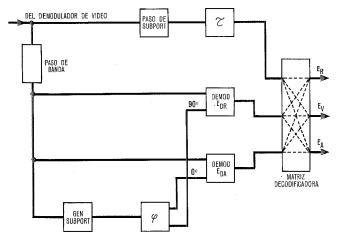


Fig. 7 Demodulador NTSC.

se obtiene la señal diferencia $E_{\rm DR}/2$ y otros dos términos a frecuencia doble que pueden ser filtrados fácilmente.

De forma similar se obtiene $E_{\mathrm{DA}}/2$ en el segundo demodulador. La señal de luminancia y las dos señales-diferencia de color van a la matriz decodificadora que entrega las señales primarias de color E_{R} , E_{V} y E_{A} por medio de operaciones lineales de suma y resta similares a las de la matriz transmisora.

3.3 Desventajas del método NTSC

El método NTSC en sí podría calificarse de ideal. No obstante, los caminos de transmisión no son ideales y este hecho se refleja en el receptor NTSC. Ya que la información de crominancia importante se transmite por medio de una portadora modulada en fase, cualquier desplazamiento de fase indeseado de esta portadora, con respecto al impulso de sincronismo de color, producirá necesariamente una distorsión en el tono de color.

Este método de modulación fué el que indujo a los especialistas europeos de televisión a buscar una solución mejor, y, efectivamente, se encontraron soluciones.

4. El Sistema PAL

El sistema PAL se puede describir como el sistema NTSC al que se han añadido los circuitos adicionales que eliminan los errores de fase introducidos por el camino de transmisión.

La Fig. 8. es la representación vectorial de una señal de crominancia F. En el sistema NTSC, las componentes en fase y en quadratura de la portadora están en la misma relación de fase (0 y 90 grados) en todo instante.

En el sistema PAL, una de las dos componentes (llamadas componentes U y V) se conmuta alternadamente entre 90° y 270° de línea a línea. En la Fig. 8, se supone que se transmite un color primario constante. El vector

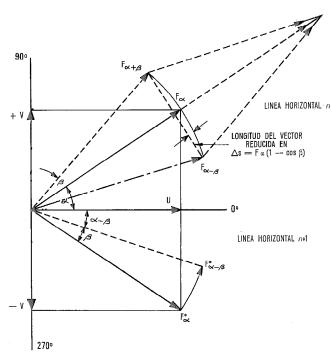


Fig. 8 Principio de conmutación de línea alternada en el PAL (diagrama vectorial).

resultante de la componente V cambiará por tanto su posición entre F_a y $F_a^{\ *}$ de línea en línea.

Supongamos ahora que una distorsión de fase haga desplazarse al vector F_a el ángulo β en el sentido $F_{a+\beta}$. Como la componente V del transmisor se invierte alternadamente en 180°, el vector resultante para la línea horizontal siguiente aparecerá como $F_{a-\beta}^*$, es decir también desplazado el ángulo β y en el mismo sentido de giro

Como también en el receptor la componente V es conmutada alternadamente, $F^*_{\alpha-\beta}$ aparecerá, según una simetría respecto al eje U, en el primer cuadrante como $F_{\alpha-\beta}$.

Esta inversión de polaridad requiere que ambas componentes de portadora U y V sean accesibles individualmente en el receptor.

El vector F_{α} cambiará pues, de línea a línea entre $F_{\alpha+\beta}$ y $F_{\alpha-\beta}$, esto es, con el error de fase alternando como error positivo y negativo; no obstante, los vectores alternantes aparecerán en el primer cuadrante.

Para cancelar este error de fase se necesita solamente una condición: los vectores $F_{a+\beta}$ y $F_{a-\beta}$ deben aparecer al mismo tiempo. Ello se realiza con una línea de retardo. Entonces se pueden sumar los vectores para obtener su valor medio F_a que tiene un ángulo a, esto es, que ya no contiene el error β , sino algo menor que el doble de la longitud F_a , dependiendo de la magnitud del error eliminado. Este acortamiento del vector en Δs es todo lo que queda del original error de fase; tiene el efecto de reducir la saturación del color, pero en una cantidad tan pequeña que apenas se percibe.

4.1 Modulación PAL

El modulador PAL difiere del NTSC solamente por la función adicional de la inversión constante en 180° de una de las componentes de la subportadora. Las unidades adicionales están encerradas en línea discontinua en la Fig. 9.

Las señales de los tres canales de color primarios se utilizan en la matriz para formar las señales-diferencia de color en tanto que la señal de luminancia $E_{\rm Y}$ se forma como suma de las señales de color primario convenientemente pesadas. Un generador de subportadora suministra las tres componentes a 0, 90 y 270 grados. La componente 0° se mezcla con la señal-diferencia A-Y en el modulador U las otras dos alimentan el modulador V en una secuencia alternada marcada por el conmutador S. El voltaje de conmutación lo suministra un generador biestable sincronizado por la frecuencia horizontal (línea). Finalmente la señal compuesta de TV en color se obtiene en un sumador de la misma forma que en el NTSC.

4.2 Demodulación PAL

A partir del demodulador de video del receptor, la señal de color se aplica — como en el NTSC — al punto A de la Fig. 10, a través de un filtro pasobanda. Aparece en el sumador U y, a través de una línea de retardo que

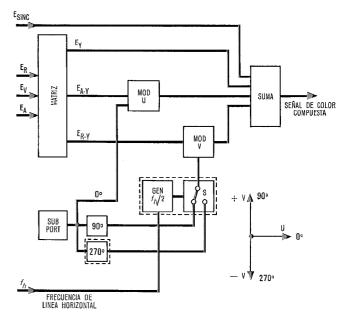


Fig. 9 Modulador PAL.

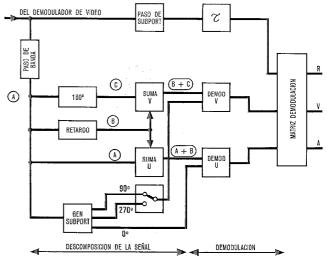


Fig. 10 Demodulador PAL.

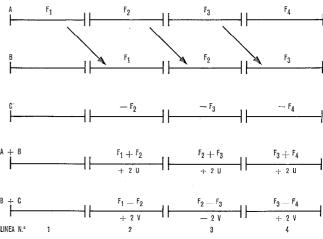


Fig. 11 Secuencia de señal en el denominador PAL.

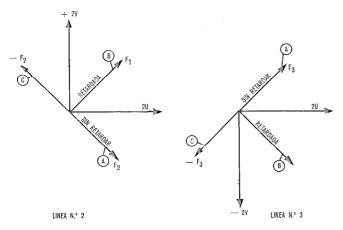


Fig. 12 Descomposición de la señal PAL

introduce un retardo igual al barrido de una línea, en ambos sumadores U y V. Finalmente, alimenta al sumador V después de un desplazamiento de fase de 180° .

La Fig. 11 muestra la secuencia de las señales que aparecen en los puntos A, B, C de la Fig. 10 y detrás de los sumadores U y V (A+B y A+C) comprendiendo cuatro líneas horizontales. La fila superior A en la Fig. 11 es la secuencia de la señal de entrada; la fila segunda es la A pero retrasada una línea mientras que la tercera representa también A con la polaridad invertida en 180° por el desplazador de fase.

Las sumas A+B y A+C así como A-B comprendiendo dos líneas seguidas (nos 2 y 3) se ilustran en la Fig. 12, supuesto que el color de la escena permanece inalterado durante estas dos líneas. La señal retardada F_1 de la línea no. 1 y la señal F_2 alimentan simultáneamente al sumador U. La suma de F_1 y F_2 produce el vector O° de magnitud 2 U correspondiente a la señal-diferencia de color E_{A-Y} .

Al mismo tiempo, F_1 aparece en el terminal B y $-F_2$ en el terminal C del sumador V. Su suma produce una componente a 90° de la subportadora de color con magnitud $+ 2 \, \mathrm{V}$.

Durante la línea nº. 3, F_3 en el terminal A está en el primer cuadrante (a causa de la inversión de la componente a 90°) y la señal F_2 , como para la línea precedente, en el cuarto cuadrante. La suma de ambos es nuevamente 2 U, esto es, componente a 0°. La suma de las señales en B y C, por el contrario, producen una componente -2V en el sumador V a causa de que F_2 y $-F_3$ están dirigidos hacia abajo. De esta forma ambas componentes de la subportadora se recuperan en posiciones 0° y 90°, pero la componente V cambia su polaridad de línea en línea.

Como en el sistema NTSC, cada componente se rectifica en un demodulador síncrono. En el demodulador U, la portadora reinsertada tiene su posición de fase a 0° .

El demodulador del receptor PAL contiene las siguientes cuatro funciones adicionales, en comparación con el receptor NTSC:

- 1) retardo de la subportadora por la duración de una línea, de forma que la información de dos líneas está disponible constantemente;
- 2) descomposición de la señal de color modulada en amplitud y fase en las componentes originales U y V, lo que supone la inversión del proceso análogo en el transmisor:
- 3) conmutación alternada de la componente V en 180° de línea en línea;
- 4) derivación de impulsos de sincronismo de la subportadora para el ajuste de fase del mecanismo de conmutación en 3).

A. Rappold nació el 9 de Diciembre de 1912 en Heidenheim,

Hizo sus estudios en la Technische Hochschule de Aix-la-Chapelle, donde obtuvo el diploma de ingeniero radioelectricista.

A continuación ingresó en la Sciété C. Lorenz AG, que después fué Standard Elektrik Lorenz AG, donde trabajó en estudios sobre televisión, radar y redes hertzianas y ahora es jefe del departamento de estudios especiales en la división de aparatos radio-domésticos, donde principalmente se ocupa de televisión en negro y en colores con vista a las aplicaciones comerciales.

Resultados comparativos en la valoración de la sonoridad de aparatos telefónicos de abonado, por métodos subjetivos y objetivos, empleando los sistemas SFERT, NOSFER y OREM-A

W. D. CRAGG Standard Telecommunication Laboratories Limited, Londres

Definiciones

"SFERT", abreviatura de "Système Fondamental Européen de Référence pour la Transmission Telephonique". Este era el sistema fundamental de referencia para valoración subjetiva hasta 1962.

"NOSFER", abreviatura de "Nouveau Système Fondamental pour la Determination des Equivalents de Référence", que sustituye al SFERT como patrón subjetivo.

"OBDM", abreviatura de "Objectiv Bezugsdaempfung-Messplatz" que es un equipo para el equivalente de referencia objetivo.

"OREM", abreviatura de "Objective Reference Equivalent Measurement", basado en el OBDM y calibrado para tener la misma sensibilidad nominal que el SFERT, y se utiliza para valoración objetiva.

"SETED", abreviatura de "Système Etalon Travail Electro-Dynamique", que es un patrón de referencia de trabajo para valoración subjetiva, empleando micrófono y receptor electro-dinámicos, y está de acuerdo con la recomendación del CCITT.

1. Introducción

La valoración de sonoridad de una conexión telefónica entre dos abonados es una medida de la pérdida total desde el que habla hasta el que escucha, existiendo en uso varios sistemas de valoración basados en definiciones diferentes de la pérdida entre el que habla y el que escucha

Los sistemas que se comparan aquí son, los métodos subjetivos basados en el equivalente de referencia especificado por el CCITT (Comité Consultivo Internacional Telegráfico y Telefónico) [1] y aquellos métodos objetivos, tales como el OBDM y el OREM-A establecidos para simular el método del equivalente de referencia. Puede también reseñarse que existen otros sistemas que emplean datos de referencia diferentes o bien otros métodos, pero no se incluyen en esta comparación.

Las valoraciones tanto de sistemas subjetivos como objetivos basados en el concepto de equivalente de referencia del CCITT, deben dar resultados aproximadamente similares. Una finalidad primaria de este artículo es explicar algunas diferencias grandes, que se han encontrado.

Por acuerdo internacional* los aparatos telefónicos de abonado, se valoran con un método de comparación de sonoridad realizado por el laboratorio del CCITT en Ginebra. El sistema que debe probarse se compara con un sistema patrón de referencia, NOSFER, definido en el Libro Rojo del CCITT [1] y que sustituyó al sistema fundamental de referencia original, SFERT, en 1962, cuando se hizo imposible obtener componentes para este último.

Las valoraciones de sonoridad, obtenidas subjetivamente por comparación con el NOSFER se llaman equivalentes de referencia. Se ha convenido que las valoraciones son positivas cuando la sonoridad es menor que en el NOSFER y negativas cuando es mayor. Los equivalentes de referencia en transmisión, están únicamente determinados cuando la distancia desde el micrófono al que habla está definida por el calibre modal "Volumen" (ref. libro rojo del CCITT, Vol. V, pág. 149).

La cuestión de valoración de la sonoridad para ruidos en general ha sido también estudiada por la "International Organization for Standardisation" y el IEC [2] y [3]. La situación en el conocimiento de esta materia está suficientemente avanzada, para permitir que los valores de sonoridad de una cadena de transmisión puedan medirse por métodos objetivos y subjetivos y también calcularse con una gran concordancia entre los tres métodos, dentro de un margen de \pm 2 db. para señales como las de la palabra.

Al buscar soluciones al problema que se plantea posteriormente, se ha supuesto desde el principio, que los métodos objetivo y subjetivo deben concordar dentro de 2 db., y que las diferencias mayores que este valor se explicarían por razones sencillas, tales como la ganancia incorrecta en algún paso de amplificación o por un calibrado incorrecto. El método de calcular la sonoridad descrito en la referencia [2] ha sido de gran utilidad para identificar los orígenes posibles de las diferencias, en particular, los efectos en la valoración de la sonoridad producidos por la restricción del ancho de banda, o también porque la determinación sea efectuada con voces masculinas o femeninas, así como por la variación del nivel de recepción.

2. Planteamiento del problema

La valoración subjetiva, Equivalentes de Referencia (ER) definida por el laboratorio del CCITT en Ginebra es, por acuerdo internacional, la única legal, pero los aparatos de valoración objetiva se utilizan en forma creciente.

Para aquellas administraciones que están preparadas para utilizar estos aparatos, simplemente como medios estables de comparación, con sus patrones de aceptación, y que además, lo hacen corrientemente con solo un tipo de microteléfono, su ejecución es adecuada, puesto que proporciona una medida rápida de relativa eficacia. Sin embargo entre los fabricantes y los grupos de planeamiento de redes telefónicas, que tienen que tratar con microteléfonos de muchas formas y variados tamaños, existe la confusión general de que un aparato, que se llama equipo de medida objetiva de equivalentes de referencia, proporcione resultados que difieren entre 4 db. y 8 db. del equivalente de referencia suministrado por el laboratorio del CCITT.

^{*} La expresion "acuerdo internacional" en este articulo se limita a las recomendaciones contenidas en documentos y publicaciones del CCITT.

En las figuras 1a y 1b, se muestra el valor de esta diferencia con los resultados obtenidos en este laboratorio, cuando se comparan las medidas entre el OREM-A y SETED (NOSFER). Se ve que para el ER en transmisión hay un valor medio de la diferencia de 7 db. con una amplitud de 6 db. Aún en el caso de que se recomendara una corrección de 7 db., se obtendría un resultado no satisfactorio, debido a la amplitud de 6 db., para este tipo de medida, y no podría aplicarse una corrección, con confianza, si no se conocen las razones en que se basa esta diferencia y las limitaciones. Se encuentran entre OBDM en el laboratorio del CCITT y NOSFER, [10], análogas diferencias.

La concordancia con respecto el equivalente de referencia de recepción es mucho mejor, pero aun en este caso hay un promedio en la diferencia de 2 db.

Este asunto se ha estudiado ahora en Standard Telecommunication Laboratories durante un período de 18 meses y a continuación se presenta una exposición lógica de los factores de correlación.

Colocando, un equipo de pruebas subjetivas utilizando un sistema de referencia SETED, calibrado con un NOSFER, y un equipo OREM situados uno al lado del otro, se han realizado medidas casi simultáneas de un gran número de aparatos de abonado de diferentes tipos.

El sistema SETED está descrito en el libro rojo del CCITT, Vol. V [4] y es un sistema de referencia para comparación subjetiva, similar al SFERT, en que usa un micrófono para hablar en proximidad.

El sistema tipo 3350 de Bruel and Kjaer, sistema elec-

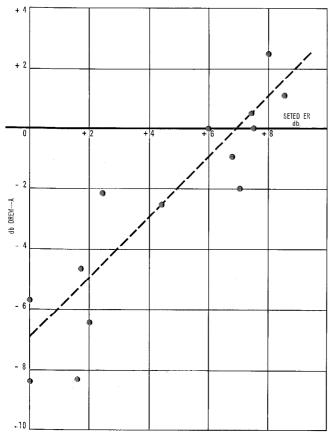


Fig. 1a Comparación en transmisión de equivalentes de referencia subjetivo y objetivo, SETED (NOSFER) y OREM-A.

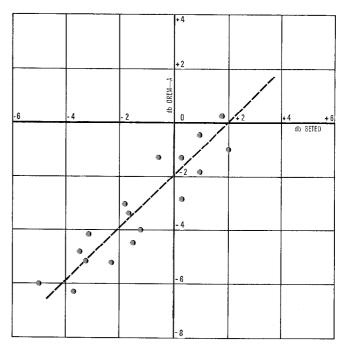


Fig. 1b Comparación en recepción de equivalentes de referencia subjetivo y objetivo SETED (NOSFER) y OREM-A.

troacústico de medidas de transmisión que se describe en un documento del CCITT [5] y es una versión moderna del OBDM, es un sistema de valoración objetiva basado en el trabajo de K. Braun [6] en cuyos artículos originales puede encontrar el lector los principios básicos. Es suficiente aquí anotar, que el sistema B & K utiliza la relación internacionalmente acordada entre sonoridad y presión acústica, también que el espectro de potencia sonora generado por la boca artificial es similar al del promedio de la palabra. La sonoridad indicada variaría, por tanto, linealmente con respecto a la sonoridad subjetiva para un nivel de escucha especificado.

El sistema B & K se designará a continuación como OREM-A, que es especificamente el sistema 3350 de B & K utilizando un oido artificial de 6 cm³ (NBS 9A) y la boca artificial tipo 4216 de B & K.

El sistema SFERT (Fig. 2a) tiene una banda de frecuencia ancha y una ganancia unidad "aire a aire" cuando el receptor está acoplado a un oido humano*. La eficacia de conversión de 10,75 dinas/cm² que da 285 mV. en la salida del equipo de transmisión corresponde a la sensibilidad del SFERT, que se menciona en el libro verde del CCIF, volumen IV, de – 31,6 db. respecto a 1 V/dinas/cm².

Al equipo OREM-A se le ha dado nominalmente una sensibilidad idéntica al SFERT, con respecto a, que para un nivel de presión acústica de 10,75 dinas/cm² en el diagrama del micrófono de entrada, se producen 285 mV en la salida de transmisión, estando el aparato de medida ajustado para que sea el cero con este voltaje.

Sin embargo, se ha establecido en el informe técnico RT 294 del CCITT, que el micrófono utilizado en el SFERT fué calibrado por el método del termófono y cuando se calibra por otros métodos (por ejemplo, el de la reciprocidad ahora corrientemente empleado), la sensibilidad es

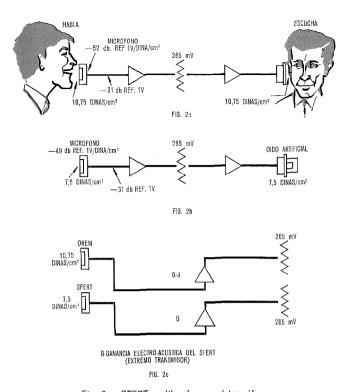


Fig. 2a SFERT: calibrado por el termófono. Fig. 2b SFERT: calibrado por reciprocidad. Fig. 2c OREM y SFERT (Extremos de transmisión) calibrado por reciprocidad.

3 db. más alta, es decir, -52 db. respecto 1 V/dina/cm² para el calibrado con el termófono y -49 db. respecto a 1 V/dina/cm² para calibrado por reciprocidad. Esto ha causado alguna confusión para comprender, como el equipo de OREM que utiliza calibrado por reciprocidad, puede tener la misma sensibilidad que el SFERT original que empleaba calibración por termófono. Pero en un documento reciente del CCITT (ref. [5] pág. 3, nota a pie de página) se manifiesta que la lectura cero del medidor del OREM es 3 db. más alta que en el SFERT.

Para evitar una mayor confusión, puede ser útil mostrar esquematicamente como ha ocurrido ésto. En la cadena de referencia original del SFERT, se encontró el valor medio del nivel de voz del que habla, que daba 301 mV. a la salida del equipo de transmisión. Este voltaje se ha redondeado a 285 mV. para corresponder con 1 neper por debajo de 0,775 V. (1 mW. en 600 ohmios) y se han reducido en la misma proporción los niveles de presión acústica para conservar invariable la misma relación electro-acústica. Para producir estos 285 mV. era necesario una presión acústica de 10,75 dinas/cm² en el diafragma del micrófono del SFERT, cuando estaba calibrado empleando el método del termófono y una sensibilidad en el micrófono de -52 db. con respecto a 1 V/dina/ cm². Cuando el mismo micrófono se calibraba por el método de reciprocidad (ahora aceptado como un método más exacto) se encontraba que la sensibilidad era -49 db. con respecto a 1 V/dina/cm² y la presión acústica era entonces 3 db. más baja a 7,5 dinas/cm² (= 10,75 dinas/cm² -3 db.). Ver figuras 2a y 2b. De este modo, si la réplica objetiva se establece empleando 10,75 dinas/cm² de presión acústica (determinada por el calibrado de reciprocidad) la ganancia necesaria para producir 285 mV. tendrá que ser 3 db. más baja que la ganancia del SFERT. (Ver Fig. 2c.)

Si un enlace de transmisión diferente con la misma (en el ancho de banda) ganancia total electro-acústica, *G*, se comparase (como en el SFERT de la figura 2), a una frecuencia de dentro de la banda (500 Hz.), con el SFERT y con el OREM, hubiera dado la misma valoración con respecto al SFERT (o cero), pero hubiera sido valorado con 3 db. más de sonoridad que el cero del OREM.

3. Limitación del ancho de banda

Sin embargo, la réplica objetiva del SFERT, hace que se introduzca una diferencia básica operacional. En lugar de cubrir la anchura de banda de 100 Hz. a 8000 Hz. del SFERT; utiliza un barrido de frecuencia limitado entre 200 Hz. y 4000 Hz.

Supongamos que se fabrica un aparato de abonado de modo que tenga una ganancia G en el extremo de transmisión, como en el SFERT de la figura 2c, pero con un filtro de banda intercalado que corte en forma muy aguda a las frecuencias de 200 Hz. y de 4000 Hz. Cuando se compare subjetivamente con el SFERT de banda ancha, se valorará como que transmite menos energía de la voz que el SFERT; su estimación será de menos sonoridad en

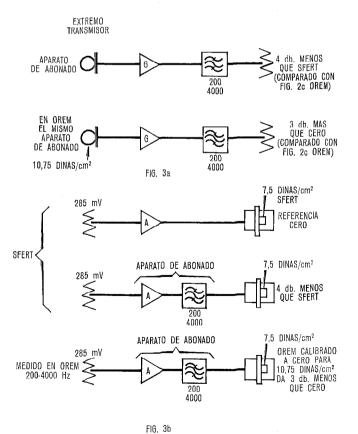


Fig. 3a Microteléfono con ganancia "G" y filtro de paso de banda. Fig. 3b Microteléfono con ganancia "A" y filtro de paso de banda.

^{*} La ganancia total del SFERT se dá como -7.3 db. en el libro verde del CCIF volumen IV, cuando se emplea un volumen de oido de 29,8 cm². De acuerdo con la norma DIN E 44011 el receptor del SFERT con un oido real tiene un volumen de 13 cm³. Esto dá un aumento en la presión de 29,8/13 o sea 7,2 db. haciendo una ganancia total de 0 db.

3 ó 4 db. (ver figura 3a). La reducción de la sonoridad, debida a la limitación del ancho de la banda en la señal de la voz, por la acción del filtro con banda de paso entre 200 Hz. y 4000 Hz. puede calcularse con el método de la referencia [2] en 3 db. El laboratorio del CCITT ha hecho también algunos estudios subjetivos acerca de los efectos de limitación del ancho de banda y han dado una reducción en la sonoridad de 4 db. para este tipo de filtro de paso de banda [7].

Cuando se mide en el equipo OREM, que tiene un barrido de frecuencia solamente entre 200 Hz. y 4000 Hz. la presencia del filtro de paso de banda no afectará a la integración de la potencia, y la ganancia en la media de la banda, G, será sola la que dé la lectura del aparato de medida. Puesto que la ganancia G es 3 db. más alta que la ganancia del OREM (G-3 en la figura 2c) el aparato de abonado tendrá una valoración 3 db. más alta que el cero del OREM. De este modo este aparato dará un equivalente de referencia de + 4 db. cuando se compara con el SFERT y de -3 db. con el equipo del OREM (figuras 3a y 3b).

Esto iguala la diferencia de 7 db. entre las valoraciones subjetiva y objetiva, que se han dado anteriormente como valores medios.

La diferencia en el extremo receptor puede considerarse en la misma forma. En las figuras 4a, b y c se muestran, respectivamente, el equipo de recepción del SFERT, el dispositivo del circuito del OREM para medidas en el extremo de recepción, y un aparato de abonado ideal con una eficacia electro-acústica en recepción igual a la del SFERT con una ganancia en la parte media de la banda A, pero con una anchura de banda limitada entre 200 y 4000 Hz.

El aparato de abonado producirá en el OREM 7,5 dinas/cm² con el oido artificial de 6 cm³, que comparado con el "cero" del OREM de 10,75 dinas/cm² registrará una sonoridad 3 db. menor que cero. Pero el oido humano apreciará en la comparación con el SFERT la pérdida en energía sonora cortada por el filtro de paso de banda, y

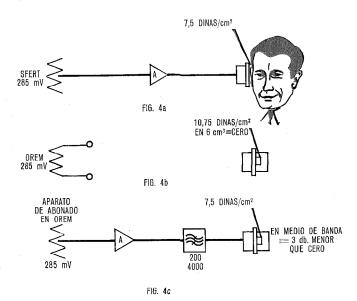


Fig. 4a SFERT: Extremo de recepción.
Fig. 4b OREM-A: Extremo de recepción.
Fig. 4c OREM-A: Extremo de recepción con microteléfono.

valorará el aparato de abonado como 4 db. menos sonoro que el SFERT, [7]. De este modo, la valoración del OREM será aproximadamente 1 db. de más sonoridad que la del SFERT, siendo muy aproximadamente la diferencia media que se ha dado anteriormente en la figura 1b.

La utilización de un filtro de paso de banda para simular el aparato de abonado ideal, es permisible como una representación de la mayor parte de los aparatos de abonado, que cortan agudamente a 3500 Hz. y por razones prácticas se da una caida fuerte de la curva de respuesta por debajo de 300 Hz. El razonamiento anterior se aplica a cualquier aparato de abonado con una banda de paso inferior a la de 200 á 4000 Hz.

De este modo se establecen las siguientes correcciones:

Extremo emisor: agregar + 7 db. a las lecturas del

OREM-A.

Extremo receptor: agregar + 1 db. a las lecturas del

OREM-A.

4. Correción para microteléfonos cortos

El equipo OREM está calibrado para dar el nivel de sonido especificado en el diafragma de un micrófono a una distancia de la posición de los labios de 4,35 cm.

Las correcciones anteriores se aplican para los microteléfonos que colocan sus micrófonos a esta distancia, o mayor, desde el calibre labial.

Pero la pendiente de la disminución de presión acústica, al aumentar la distancia a los labios desde cero, no es la misma para el tipo 4216 de boca artificial de Bruel and Kjaer que para la boca humana. Esto puede verse en la figura 5, donde las curvas para las bocas, humana y artificial, divergen desde la igualdad para 4 cm. a una separación superior a 2 db. para 1 cm. y menos. Estas curvas están basadas en la información dada por H. S. Leman en la ref. [8], y por Bruel & Kjaer en la ref. [9].

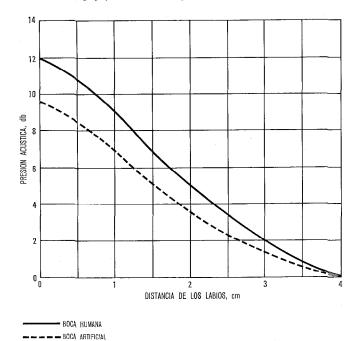


Fig. 5 Presión acústica para una frecuencia en medio de la banda en el eje de la boca artificial B & K 4216 y de la boca humana en función de la distancia. La presión se ha medido en db. respecto a la presión a 4 cm. de los labíos.

El calibre modal recomendado para la medida de "volumen" de los micrófonos coloca la cara de la embocadura de las monturas de algunos microteléfonos modernos a menos de 1 cm. de los labios (y en algunos casos, dentro de los labios). Por ejemplo, la corrección medida y estimada para esta desviación es aproximadamente 2,5 db. para los dos tipos, el 700 del B. P. O. (British Post Office) y el W. E. 500, utilizando ambos el calibre de separación para volumen.

En la figura 5 se muestra que la presión con la boca artificial puede ser hasta 2,5 db. más baja que para la boca humana, y es posible sacar del diagrama correcciones para aplicarlas como adiciones a las correcciones básicas dadas anteriormente. Para una separación de 1 cm., por ejemplo, la lectura del OREM sería 2 db. con más sonoridad, es decir, una adición de – 2 db. se agrega a la lectura del aparato de medida del OREM.

5. Ejemplo práctico

Lo anterior proporciona las más importantes correcciones que han sido aplicadas a los resultados de muchos tipos de aparatos de abonados, y para un gran porcentaje de ellos la separación entre valoraciones subjetiva y objetiva se ha reducido a 2 db. o menos.

Se expone en la figura 6 un ejemplo de las valoraciones de OREM-A y subjetiva y es evidente inmediatamente que será necesario tomar en consideración algunos factores de menor importancia. Por ejemplo, la longitud de la línea introduce una pequeña diferencia entre la integración subjetiva y objetiva de sonoridad.

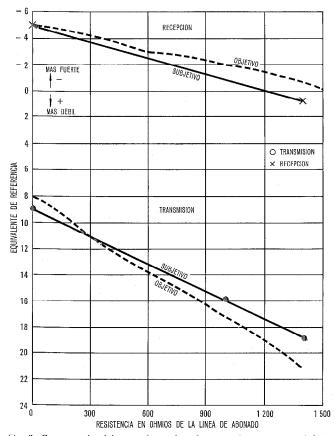


Fig. 6 Comparación del equivalente de referencia objetivo corregido/subjetivo de un aparato de abonado. La corrección se ha hecho agregando 7 db. en transmisión y 1 db. en recepción. No se ha considerado corrección por la distancia a la boca ni por ancho de banda.

6. Efecto local

Se conoce perfectamente que la medida del efecto local está sometida a variaciones más amplias que ambos equivalentes de referencia, de transmisión y de recepción, pero incluso para esta valoración puede deducirse una corrección de la información disponible.

La diferencia entre los calibrados, por termófono v por reciprocidad, no se aplica puesto que el efecto local es una medida aire - aire, pero el resultado de 4 db. debido a la limitación de la banda es todavía importante, además de un factor adicional debido a un nivel de escucha mayor en la apreciación objetiva del efecto local que introduce una corrección entre 2 db. y 3 db. determinando un total básico para la corrección de \pm 6,5 db. aproximadamente que debe agregarse a las lecturas del OREM-A. Este asunto se está estudiando todavía.

7. Conclusión

Se ha llegado a la evidencia de que las valoraciones objetivas de sonoridad de los aparatos telefónicos de abonado pueden ser concordantes con las valoraciones subjetivas, si se cumplen las teorias modernas de integración de la sonoridad. El aparato de medida objetiva de referencia que está descrito en la referencia [5] contiene la mayor parte de los elementos esenciales para indicar la calidad de sonoridad de los aparatos telefónicos de abonado, y sus valoraciones objetivas mostrarán mejor concordancia con los equivalentes de referencia subjetivos si se aplican las siguientes correcciones:

- valor en transmisión:
 - agregar +7 db. a la lectura del OREM-A,
- valor en recepción:
 - agregar +1 db. a la lectura del OREM-A,
- valor en efecto local:
 - agregar +6,5 db. a la lectura del OREM-A.
- para la longitud del microteléfono debe agregarse a la lectura del OREM-A un valor entre 0 db. y -2,5 db. de acuerdo con la separación desde 4 cm. hasta 1 cm. respectivamente entre el centro de la cara del micrófono y el calibre de posición de los labios.

Referencias

- [1] Libro rojo del CCITT, Vol. V, pág. 35.
- Recomendación ISO R 532. Método para calcular niveles de sonoridad,
- [3] IEC Recommendations. Publicación 123. Recomendaciones para aparatos
- de medida de nivel de sonido, 1961. [4] Libro rojo del CCITT, Vol. V, págs. 58—62. [5] CCITT Com. XII 1964/68, N° 30.
- K. Braun, FTZ N° 10, 1962, pág. 447.
- [7] CCITT Com. XII, TD Nº 9, Octubre 1967.
- [8] H. S. Leman, Speech pressure near the human mouth, ICA IV, Copenhague, 1962, artículo G 36.
- [9] B & K Artificial Mouth, Type 4216 (Handbook).
- [10] CCITT Com. XII, 1964/68, Nº 81.

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

Nuevas realizaciones

Más de un millón de líneas "Crossbar" para centrales públicas y centralitas.

El número de líneas telefónicas en "Crossbar" que se han instalado por SEL o están ordenadas, ha sobrepasado un millón. De este modo se ha probado que la conmutación "Crossbar" es satisfactoria en instalaciones telefónicas comerciales, así como en empresas industriales y servicios oficiales en Alemania y en otros países, como también en los ferrocarriles y PTT alemanes.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana

Diez transmisores de televisión para Suecia.

La Administración de telégrafos de Suecia ha adjudicado una orden a Standard Elektrik Lorenz AG para el establecimiento de una segunda red de televisión en Suecia que se compone de diez transmisores de la serie últimamente desarrollada para las bandas IV y V. Ocho de ellos tienen una potencia nominal de 40/8 Kw. (visión, sonido) y dos tienen una potencia de 10/2 Kw.

También la Westdeutsche Rundfunk ha pedido un transmisor de 10,2 Kw. de esta serie. Estos transmisores se entregarán por la planta de fabricación de SEL en Berlín durante 1967/1968.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana

"Tantalumisation" — Condensadores TAG con 300 µculombios.

En Enero de 1965, Standard Elektrik Lorenz AG introdujo el primer condensador de tántalo con electrólito sólido, capaz de competir económicamente con el condensador de aluminio. Este condensador TAG, que cubría antes el margen de 0,1-50 µF con un voltaje entre 3 y 35 V., se diseñó para sustituir al de mayor tamaño de aluminio en la industria de radio y televisión. Su encapsulado en resina e hilos de terminación radiales lo hacía idealmente adecuado para circuitos impresos. La confiabilidad de este tipo de condensador se ha probado como superior a lo que se esperaba inicialmente y ha encontrado muchas aplicaciones en industrias de medida, control y comunicación. Sus ventajas técnicas junto con los precios competitivos exigen que se realice la sustitución del condensador de aluminio. La racionalización constante y los avances técnicos han hecho posible para SEL doblar el margen de capacidad sin aumentar el tamaño ni duplicar el precio. Menor impedancia, mejor estabilidad, menor tamaño y el aumento del margen a 300 μ culombios del condensador TAG extenderán el campo de aplicación de la "Tantalumisation" en la industria electrónica.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana

Sistema multiplex de enlace con modulación por impulsos codificados (PCM) de 24 canales.

En 1960, Standard Elektrik Lorenz AG fué la primera firma alemana que desarrolló y construyó un sistema comercial movil de 11 canales por modulación de impulsos codificados (PCM). Con la experiencia obtenida en este trabajo, SEL ha sido de nuevo la primera compañía en Alemania que ha efectuado pruebas en condiciones reales en la red telefónica local de Stuttgart de un sistema multiplex PCM con 24 canales.

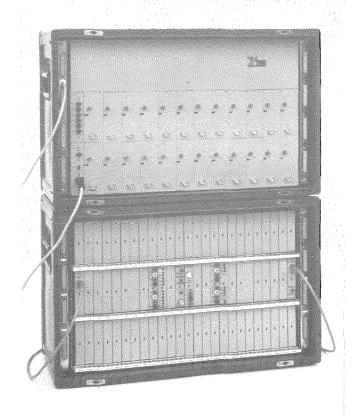
El sistema está construído con las normas ISEP de ITT (International Standard Equipment Practice). Se han empleado las tecnologías y componentes más modernos. Por ejemplo, los circuitos de lógica son circuitos integrados. Se ha utilizado la técnica de películas delgadas donde ha sido factible, y para cumplir posibles necesidades futuras, el sistema emplea sincronización del conjunto del grupo: por consiguiente, la información de sincronización se transmite en un intervalo de 1/25. Se ha empleado codificación no lineal (ganancia de compresión 24.1 db.) estando la curva de compresión aproximada por 13 segmentos.

El punto de sobrecarga es -- 2 dbm0. Es posible emplear hasta 4 canales de señalización independientes por canal de voz.

El equipo para pruebas reales se ha realizado con cajas portátiles (ver figura). La caja superior contiene el suministro de fuerza, relés y circuitos hibridos.

Las unidades de canal de transmisión y de recepción están contenidas en el primer y tercer subensamble de la caja inferior respectivamente. El segundo tiene de izquierda a derecha, unidades de transmisión común, unidades de alarma y prueba y unidades de recepción común.

Standard Elektrik Lorenz AG, República Federal Alemana



Sistema multiplex de enlace PCM de 24 canales.

Servicio de datos de ITT en Stuttgart.

Desde principios de 1967, opera en Stuttgart, una nueva compañía que emplea por ahora 40 personas: Servicio de datos de ITT. Dispone de un centro de computadores, departamentos de programación, consultas de clientes y ventas.

El Servicio de Datos de ITT esta preparado para dar servicio a una gran variedad de grupos de clientes. Sus campos de actividad son entre otros la contabilidad de costes, la preparación de estadísticas y documentos de planificación, la información de producción y de mercados, previsiones de mercados y solución de problemas de organización. Sin embargo los técnicos y cientificos podran usar las facilidades disponibles para la solución de sus problemas. El servicio de datos de ITT tiene actualmente cuatro computadores electrónicos, suplementados por numerosas unidades periféricas y dos computadores más pequeños. Está planeado para establecer subsidiarias en otras ciudades alemanas.

El servicio de datos de ITT está efectuando el trabajo de proceso de datos de SEL.

Deutsche ITT Industries GmbH, Freiburg

Receptor de TV de estado sólido con técnicas modernas de circuitos.

En la 25ª Gran Exposición alemana de radio y TV en Berlin de 1967, SEL presentó un modelo de TV en blanco y negro que, con excepción del tubo de imagen de 59 cm. SELBOND, utiliza únicamente semiconductores como componentes activos. Este aparato además presenta nuevas técnicas de circuitos especialmente desarrolladas para él.

En especial es interesante el sintonizador VHF/UHF equipado con semiconductores. La sintonía se efectua con fundamentos electrónicos por medio de diodos de capacidad de silicio, y la selección de banda por diodos suplementarios. Un circuito especial realizable con técnicas de circuitos integrados se emplea para la seccion de sonido. La desviación horizontal del paso de salida se equipa con el "thyristor BT 103" suministrado por ITT Semiconductors Intermetal!. La sección de suministro de fuerza

produce el voltaje de suministro de 110 V. para el paso de salida horizontal, empleando un suministro de fuerza controlado por thyristor sin transformador principal.

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart

Contribución de SEL al satélite alemán de investigación "Azur".

El propósito de este primer satélite alemán es estudiar el interior de la capa Van-Allen y de la zona auroral, para medir cambios en el espectro de las partículas del sol durante las erupciones solares, y para investigar la magneto-esfera terrestre.

El satélite consta de un cuerpo cilíndrico con puntas cónicas y está provisto con células solares. Además tiene equipados cuatro antenas y un magnetómetro, que sobresale en el eje inferior. Este vehículo del espacio tiene un peso aproximado de 100 Kg. y emplea un sistema pasivo magnético de posicionado. Se le ha previsto una vida de un año y se colocará en órbita excéntrica (perigeo 300 Km.; apogeo 3.400 Km.).

Cierto número de grandes compañías alemanas colaboran en este proyecto y SEL suministrará el equipo para reducción de los datos digitales científicos durante los experimentos planeados y para las medidas para protección, así como la parte de baja frecuencia del sistema de mando y telemetría.

Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart

Sistema telefónico Pentaconta® 32 en Méjico.

El sistema telefónico Pentaconta® 32 de ITT se construye en unidades de 32 líneas desde el tamaño menor para 32 abonados hasta la capacidad máxima de 300—3500 abonados, dependiendo del tráfico. El sistema es "enchufable 100 %" e incluso el cableado es prefabricado y equipado con clavijas. El equipo se monta sobre pequeños bastidores construídos según un sistema modular, haciendo posible la elección del tamaño más apropiado para cada circuito. Los bastidores se montan en armarios de una construcción muy robusta equipados con protección contra el polvo.

A causa del tipo de construcción por pequeñas unidades enchufables, el tiempo necesario para la instalación es muy pequeño; aproximadamente 2—3 horas por abonado. Por la misma razón, la flexibilidad del sistema es muy grande respecto al número de líneas, capacidad y facilidades de tráfico, siendo posible planear cada central exactamente de acuerdo con sus necesidades.

Las primeras centrales Pentaconta® 32 están en servicio en Méjico desde principios de 1967 notablemente la central de 500 líneas de San Miguel Allende, Méjico, que está interconectada con una central LME que utiliza código de señales de multifrecuencia.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

Primera entrega de repartidor principal miniaturizado.

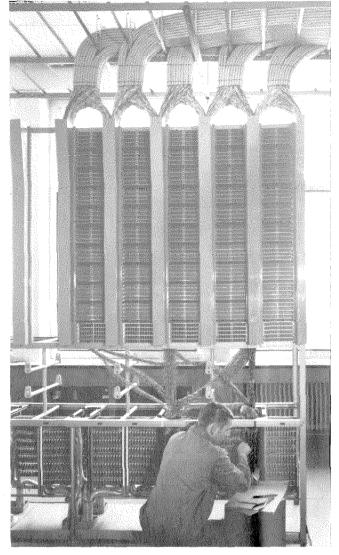
Se ha instalado en la central de Mechelen II que forma parte de la red de la R. T. T. de Bélgica, el primer repartidor principal miniaturizado. En esta central, que tiene una capacidad final de 10.000 líneas, se ha montado un armazón modular de 3 m. de longitud, equipado con 5.000 llaves de prueba y 16.000 conexiones de pares de cable. El corte tuvo lugar el 19 de Diciembre de 1967.

Este equipo reemplaza a un repartidor principal del tipo convencional anterior de 10 m. de longitud que se planeó originalmente para esta central. La instalación se realizó en un tiempo muy inferior al necesario para el otro tipo. La razón para esta reducción obedece principalmente a los métodos simplificados de cableado y al reducido número de piezas empleadas en la construcción de la armazón.

El personal de la R.T.T. ha conectado 10.400 pares de cable en el lado de entrada del repartidor y las líneas conectadas inicialmente han sido 5.000. Por primera vez se han utilizado conexiones arrolladas en este tipo de trabajo, tanto en el lado de línea como en el de cuadro. Los operadores se adaptaron facilmente a las nuevas reglas de ponteado.

La construcción permitió cumplir necesidades no previstas, como por ejemplo, el ponteado extra de 4.000 pares entre Mechelen I y Mechelen II.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica



Repartidor miniaturizado en Meckelen II.

Sistema de suministro de fuerza para el satélite científico ESRO I.

Bell Telephone Manufacturing Company ha desarrollado un sistema de suministro de fuerza para ESRO (European Space Research Organisation) las unidades de vuelo se entregaron el 15 de Junio de 1967, para ser montadas en el aeromovil, por el Laboratoire Central de Télécommunication, Paris, que obtuvo el contrato. Ambas habían sido experimentadas en pruebas completas de vuelo en BTM y ESTeC (European Space Technology Center) en Noordwijk – Holanda.

En el desarrollo de la unidad de fuerza destinado al satélite científico ESRO I se incluía la configuración del generador solar, la definición de una caja para la bateria y el desarrollo y fabricación de la estructura para el sistema de carga y acondicionamiento de energía. Habría que tener en cuenta, durante el desarrollo, la fase de lanzamiento y de marcha en el espacio, con respecto a la vibración, aceleración, radiación, micrometeoritos y alto vacio. En las pruebas de vuelo que se han mencionado se incluían también de vibración sinusoidal y esporádica, aceleración lineal, operación en baja y alta temperatura, vacio térmico y también para calificación, ensayos de las baterias con altas y bajas temperaturas y con humedad.

Un generador de 7.000 células solares de silicio n-p y los 16 elementos de 3 unidades hermeticamente cerradas de bateria AH se han subcontratado.

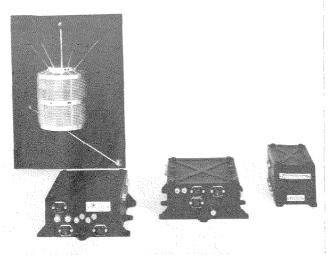
La fotografia muestra las subunidades electrónicas A, B y C. Las dos unidades mayores A y B contienen todos los suminis-

tros de energía electrónicos con voltajes regulados de \pm 16 V., \pm 12 V., \pm 6 V., \pm 3 V., \pm 6 V., \pm 0 V. y un voltaje no regulado de \pm 3,7 V. La potencia total de salida es de 12 vatios, con picos de 18 vatios. El peso de las unidades es respectivamente 2,8 Kg. y 3,3 Kg. y sus dimensiones 21,8 cm. \times 19 cm. \times 8 cm. La unidad menor C contiene el control electrónico de carga de la bateria y su peso es 1,7 Kg. con dimensiones de 19 cm. \times 9,1 cm. \times 8,7 cm.

La confiabilidad se obtiene en todas las unidades electrónicas por una redundancia de los componentes, que permite cuando se presenta una averia, tanto por cortocircuito, como por circuito abierto que no tenga consecuencias en la operación del sistema.

Todos los circuitos están encapsulados en poliuretano poroso. Se han realizado unas pruebas detalladas para determinar los modelos más apropiados, con programas cíclicos para la bateria, control de carga y regulador bajo las condiciones de entrada eléctrica y de carga que simulan lo que se espera ocurra en órbita.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica



Satélite ESRO I y las subunidades electrónicas RL 1445 A, B y C.

Sistema telegráfico miniaturizado de frecuencia audio.

Con la aplicación de nuevos principios para el diseño se ha conseguido una importante reducción en la cantidad y complejidad de las bobinas y transformadores empleados en los modems de canales telegráficos. Esto ha permitido el desarrollo de una nueva serie de equipos con menores dimensiones, y coste reducido, con una mayor flexibilidad y aumento de facilidades a precios muy competitivos. La capacidad de canales de estos equipos, agrupados con el nombre sistema "MTT" (Miniaturized Telegraph System), varía desde 6 canales (en un pequeño bastidor) a 96 (en un bastidor de altura normal).

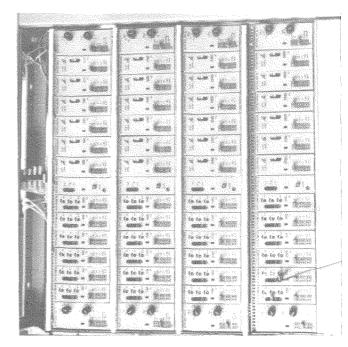
Cada modem consta de dos unidades enchufables: un transmisor y un receptor, ambos de frecuencia audio. Pueden suministrarse para todas las separaciones de frecuencia recomendadas por el CCITT y son intercambiables mecanicamente. Al su peso es 1,7 Kg. con dimensiones de 19 cm. \times 9,1 cm. \times 8,7 cm. mismo tiempo que se ha realizado el nuevo diseño del modem de canal, se han actualizado los circuitos comunes y auxiliares.

El suministro de fuerza comprende un convertidor CC/CC que funciona a 25 KHz; su volumen es un tercio del que ocupaba el diseño anterior.

Se han utilizado circuitos integrados, cuando economicamente era conveniente. Permiten una gran simplificación del generador de señal de prueba y la incorporación de un contador de frecuencia.

En el desarrollo del sistema, se ha dedicado una atención especial a la confiabilidad, por ejemplo, solo se han empleado transistores epitaxiales de silicio, evitando condensadores electrolíticos de tántalo. Los equipos del sistema MTT funcionan satisfactoriamente a temperaturas ambiente de hasta 55 $^{\circ}$ C.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica



Subarmazón equipado con un grupo de 24 canales. En cada conjunto estan montados por niveles: una unidad de transmisión a línea, seis transmisores de canal, un estabilizador de voltaje local, 6 receptores de canal y una unidad de recepción de línea.

Enlace directo Bélgica — U. S. A.

La Administración de los RTT de Bélgica ha puesto en servicio desde 1º de Septiembre de 1967, los primeros enlaces telefónicos semiautomáticos entre Bruselas y Nueva York.

El sistema de señalización Nº 5 de CCITT se ha empleado en estas líneas intercontinentales de ambos sentidos, encontrando aquí su primera aplicación en Europa.

En la figura se muestra la central de conmutación que se ha desarrollado e instalado en el centro internacional de salida. Comprende esencialmente dos etapas combinadas de selección con relés "reed" tipo "Herkon" como puntos de cruce. La capacidad final de la red de conmutación se ha calculado para un tráfico saliente de hasta 450 erlangs.

Las tíneas intercontinentales de ambos sentidos se han conectado individualmente a los selectores A, y el acceso a los enlaces salientes a Londres, Frankfurt y tránsito – París, con sistema de señalización Nº 4 del CCITT, se ha dado a través de los selectores B. Estas últimas líneas manejan el tráfico total de abonados automáticos para la totalidad de los países en las direcciones mencionadas.

En la primera etapa, los circuitos intercontinetales están bajo el control exclusivamente de los operadores extra-europeos, aunque la previsión se ha hecho para servicio completamente automático, con discado por los abonados.

En el caso de completa ocupación de las líneas directas, las llamadas intercontinentales se llevan a través de Frankfurt.

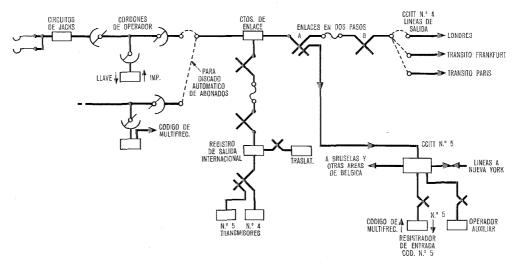
Los registradores de salida están preparados también para impulsos en la señalización europea MFC (multi-frequency code) en el lado de recepción; emplean transmisores de código Nº 4 y Nº 5 del CCITT, para los sistemas de señalización. El control de encaminamiento se realiza por medio de traslatores de relés.

Las llamadas intercontinentales que entran sobre líneas bidireccionales de la red belga, se dirigen automaticamente a todos los abonados, bajo el control de los registradores de entrada. Estos están preparados para la recepción del código Nº 5 del CCITT y en el lado nacional se utiliza el sistema europeo de señalización MFC.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

Cuadro interurbano 2003-P.

El cuadro interurbano 2003-P es un equivalente a los cuadros 2003 A, B y C que utiliza componentes Pentaconta. Está mos-



Centro internacional de salida de Bruselas para sistemas de señalización Nº 4 y Nº 5 del CCITT.

trado en la figura 1. Se emplea para la interconexión manual de los abonados de la red local,de todos los tipos conocidos, con enlaces rurales, interurbanos e internacionales.

Los circuitos de cordón y de posición del cuadro 2003-P están dispuestos para operación con tercer hilo (de anillo) y supervisión.

Este equipo que se ha desarrollado recientemente, está formado por piezas (ver Fig. 2), que se envian como partidas sueltas a las instalaciones, empaquetadas en dos juegos completos, uno con todas las de hierro y el otro con las de madera. Esto se hace para poder cumplir los requerimientos de las Administraciones que quieren, por razones económicas, emplear la mayor cantidad posible de mano de obra local.

En Méjico durante 1967 y 1968 se pondrán en servicio nueve cuadros manuales interurbanos tipo 2003-P.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

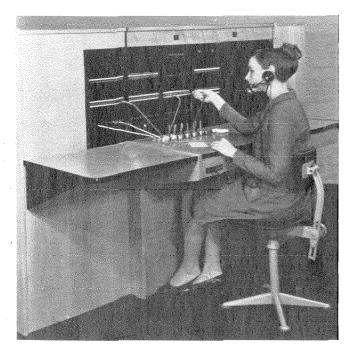


Fig. 1 Vista frontal del cuadro interurbano 2003-P.

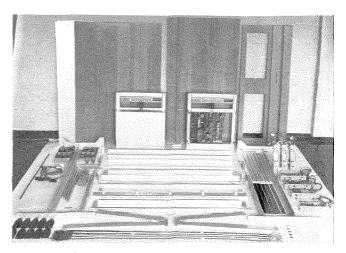


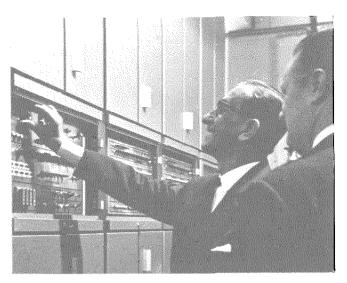
Fig. 2 Partidas sueltas para montar un cuadro interurbano 2003-P.

Primera central terminal tipo 10-C con programa almacenado, entregada a la administración de Bélgica.

Se ha entregado a la administracion belga la primera central terminal de 1.000 líneas tipo 10-C, que se ha instalado en Wilrijk, cerca de Amberes, el 25 de Septiembre de 1967. A la ceremonia oficial asistieron importantes personalidades, entre las que se encontraban Mr. W. de Clercq, Vice-primer Ministro de Bélgica; Mr. H. Maisse, Ministro y Secretario de Estado para Telecomunicaciones; Mr. M. Lambiotte, Director General de los R. T. T.; Mr. F. J. Dunleavy, Vicepresidente ejecutivo de ITT, Mr. J. V. Lester, Vicepresidente ejecutivo de ITT Europa y Mr. J. Bourgeois, Vicepresidente de ITT Europa.

Después de haber pulsado la llave, por la cual se cargaba en la memoria del procesador central, el programa de la central, Mr. Maisse llamó a su colega Mr. Grootjans a traves del nuevo equipo, haciendo a continuación la aceptación formal del mismo. Luego Mr. Pepermans, Presidente Director General de B. T. M., dió las gracias a la Administración por su estimulante colaboración durante el período de desarrollo; Mr. M. Lambiotte expresó su confianza en el sistema 10-C. Finalmente Mr. E. Á. Van Dyck, Director de la división de sistemas de conmutación de B. T. M., describió el sistema 10-C, resumiendo sus principales ventajas desde el punto de vista de explotación, entre las cuales, el ahorro de un 50 % en el espacio, conservación simplificada, etc.

Las personas invitadas tuvieron la oportunidad posteriormente de probar el sistema, particularmente las nuevas facilídades para



Mr. Maisse pone en servicio oficialmente la central 10-C.

los abonados, tales como señalización abreviada y por teclado, servicio automático de abonados ausentes, transferencia automática de llamadas, etc.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

Pistolas para "corte y pelado" de hilos.

Recientemente se ha introducido en el mercado, por Běll Telephone Manufacturing Co. de Amberes, una nueva herramienta, que producirá una considerable mejora de coste, en todas las fábricas que entre sus trabajos tienen el de corte y pelado de hilos y cables.

Los resultados de la experiencia y propia producción muestran una reducción en tiempo de 5 á 1 en comparación con el equipo convencional con una recuperación de coste en dos meses.

La pistola de corte y pelado de hilos de "Bell" es una herramienta neumática manual, que en una sola operación rápida, corta y limpia simultaneamente hasta 5 hilos, aislados con cloruro de polivinilo. Está especialmente indicada para un rápido trabajo de precisión en formas de cable hechas a mano, etc., en las operaciones de ensamble.

Algunas características representativas son:

- peso inferior a 900 g.,
- 3.000 hilos de tipo telefónico normal, o similar, pueden cortarse y limpiarse en una hora (600 operaciones con 5 hilos),
- actua con aire comprimido a la presión de 6—8 Kg/cm²,
- está apropiada para limpiar todos los hilos aislados con plástico o goma,
- para asegurar la limpieza precisa del hilo sin producirse machacaduras, se establece previamente el tamaño del hilo de acuerdo con las especificaciones del cliente, eliminando

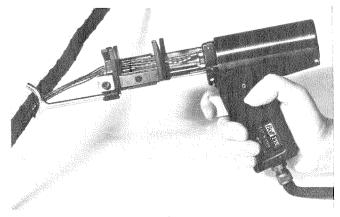


Fig. 1 Pistola para corte y pelado de hilos "Bell".

de este modo cualquier equivocación del operador; tamaños normales de 0,5 á 0,8 mm.,

- longitudes de pelado normales:

2 mm. — Modelo 724001-A

34 mm. — Modelo 724000-B pudiendo suministrarse longitudes intermedias,

— si se introduce en la pistola la horquilla para la distancia adecuada, el operador obtiene la longitud de corte correcta; en los accesorios normales de cada pistola hay 6 horquillas para distintas longitudes, que varian entre 3,75 cm. a 17,50 cm. Pueden suministrarse otras longitudes de acuerdo con las especificaciones del cliente.

Bell Telephone Manufacturing Company, Bélgica

Expansión mundial de los sistemas de conmutación Pentaconta.

En Alajueja, Costa Rica, se cortó oficialmente una central pública el 1 de Agosto de 1967.

Es la primera de una serie de 18 centrales públicas Pentaconta suministradas a Costa Rica e instaladas allí por la Compagnie Générale de Constructions Telephoniques (CGCT), inventores del sistema de conmutación de barras cruzadas Pentaconta.

Este corte es un paso importante en la realización del proyecto de desarrollo y modernización de la red telefónica de Costa Rica, emprendida por el "Instituto Costarricense de Electricidad" previsto para 30.000 líneas telefónicas adicionales y conmutación automática interurbana en todo el país.

También se han recibido por CGCT, desde otros países, nuevas órdenes para centrales telefónicas Pentaconta:

Francia: La Administración francesa de los P. T. T. ha pedido una central para 5.000 líneas telefónicas en Clermont-Ferrand, y la ampliación de las centrales de París-Rameau (2.000 líneas) y de Melun (1.000 líneas).

Polinesia: La Administración de Correos y Teléfonos ha ordenado una central de 3.500 líneas Pentaconta para dar servicio a los 20.200 habitantes de la ciudad.

También en los distritos de Punaauia y Mahina, situados a 8 Km. de Papeete, se montarán centrales de 500 y 300 líneas Pentaconta respectivamente.

Anteriormente C. G. C. T. había instalado una central Pentaconta en la isla de Raiatea, a 232 Km. de Papeete.

Méjico: En la red telefónica de Méjico se han agregado recientemente tres nuevas centrales públicas Pentaconta a las 29 ordenadas con anterioridad por Teléfonos de Méjico; estas centrales son:

- Mante, 1.600 líneas en Ciudad Mante, provincia de Tampico,
- Sur, 4.000 líneas en Guadalajara, provincia de Jalisco,
- Chapalita, 6.000 líneas también en Guadalajara.

Además se ampliarán las centrales de Irapuato, Queretaro, Reynosa, Morelos, Bandera, Tecnológico y Acero con un total de 5.600 líneas.

Con esta última orden, las 32 centrales alcanzaron hasta 88.950 líneas. Desde 1965, C. G. C. T. asegura la instalación de las centrales con la ayuda de la compañía asociada Industria de Telecomunicación, S. A., de Méjico.

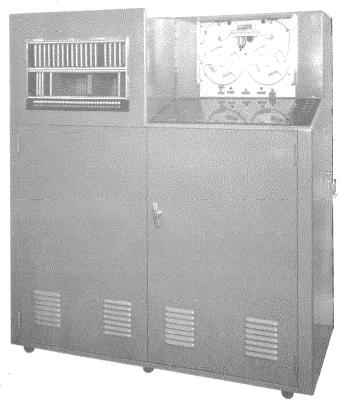
Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, Francia

Aparato universal de pruebas de Pentaconta.

En los sistemas de conmutación automática, se utilizan conjuntos de bastidores y armazones equipados, que son tan complejos, que necesitan comprobarse en la planta, con respecto a las especificaciones técnicas, tan pronto como se instalan.

Para hacer más manejable la comprobación se utilizan dispositivos automáticos, que tienen frecuentemente un proyecto específico, de acuerdo con el tipo de montaje escogido entre los que se instalan más frecuentemente.

Sin embargo, LMT ha diseñado un dispositivo universal de pruebas, que se preparó primeramente para probar equipos telefónicos Pentaconta, pero que está indicado para utilizarse con aquellos equipos en los que no está justificado un dispositivo especial debido a su escasa utilización. Este dispositivo universal de pruebas, se caracteriza por sus medios electrónicos especiales y su alta capacidad de conexión de la que resulta una gran flexibilidad en su utilización.



Aparato universal de pruebas Pentaconta.

Esta flexibilidad se ha experimentado anteriormente al probar equipos distintos de los Pentaconta, tales como matrices electrónicas de puntos cruzados empleadas en la centralita electrónica de LMT, Artemis.

Le Matériel Télephonique, Francia

Osciladores de cristal con compensación de temperatura.

Para el suministro de 10 prototipos de osciladores de cristal con compensación de temperatura (TCXO) y frecuencias entre 2 y 70 MHz, se ha adjudicado a Le Matériel Téléphonique un pedido, por el departamento técnico de navegación aérea, en Diciembre de 1966. Realizados los prototipos, el cliente dió su aprobación en la primera mitad de 1967. La estabilidad de frecuencia de estos osciladores es mejor que 2 partes por millón para variaciones de temperatura entre –20 °C y +70 °C. También es mejor que 5 partes por millón, si se tienen en cuenta el envejecimiento durante cinco años y las variaciones de sumisistro de voltaje. La variación en el oscilador de cuarzo se compensa por una red de corrección que consiste en un diodo de capacidad variable, termistancias y resistencias de precisión. El conjunto del oscilador está realizado con unidades miniaturizadas cerradas y enchufables.

Al trabajo de desarrollo contribuyeron conjuntamente LMT para la fabricación del cristal de cuarzo, los osciladores y las pruebas y el Laboratoire Central de Télécommunication para el cómputo de las redes de corrección y su proceso en un computador.

Le Matériel Téléphonique, Laboratoire Central de Télécommunications, Francia

Aparatos para conservación y prueba de T.V. en color.

Con una juiciosa adaptación de las características a las necesidades de utilización, mediante una ejecución de alta confiabilidad y coste óptimo compatibles con un compromiso de calidad, los productos Metrix han adquirido una gran reputación en el campo de instrumentación para radio y televisión. Han conseguido del 50 % al 100 % del mercado de multimetros, generadores de barrido de TV, generadores de señal, probadores de tubos y semiconductores, etc.

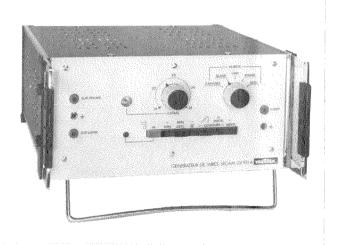
Entre los aparatos significativos para TV en color están:

- dos generadores de señal o "pautas de color" para el sistema PAL (tipos GX 970 y GX 972) y uno para el sistema SECAM (tipo GX 971);
- un oscilador transistorizado de doble haz 0—15 MHz. (tipo OX 701);
- un generador de barrido de video (tipo WX 501);
- otros modelos que están en la etapa final de desarrollo.

El tiempo transcurrido desde la adopción oficial del sistema SECAM IIIb por el Gobierno francés (1966) y la primera emisión de programas de televisión en color (1 $^{\circ}$ Octubre de 1967) ha sido muy corto para permitir la transición desde la etapa de prototipo a la producción normal, pero la preparación previa, con la utilización de técnicas avanzadas (circuitos integrados) y una estrecha colaboración con los fabricantes de receptores de TV y con su asociación (SCART) ha facilitado a Metrix tener en servicio muy rápidamente 300 equipos GX 951, esta cifra ha alcanzado la cantidad de 850. Este aparato ha probado que es al mismo tiempo, un patrón técnico de alto grado y de utilización muy simplificada. A pesar de ciertos temores, la conservación de equipos de TV en color no necesita plantas especializadas, sino que puede realizarse con los mismos comprobadores relacionados con la TV en blanco y negro. Se piensa que después de su demostración oficial en Abril de 1967, se habrán ordenado 2.000 unidades a mediados de 1968.

El 2 de Octubre de 1967, Metrix recibió a una delegación de visitantes que representaban la asociación SCART, los fabricantes de receptores de TV y la prensa de radio y televisión.

Compagnie Générale de Métrologie-Metrix, Francia



Generador de pauta para sistema SECAM, GX 951A.

Principio de la instalación de equipos P. C. M.

Se ha iniciado en Londres la instalación de los primeros enlaces con modulación por impulsos codificados PCM. Desde centrales en la City, en dos rutas sobre cables existentes, se hace la conversión a sistemas de portadoras PCM. En la primera fase de este trabajo se emplean 40 sistemas PCM que utilizan 960 repetidores dependientes instalados en cámaras y cajas de empalme existentes. La operación total está controlada empleando métodos de análisis críticos por STC y BPO y ha empezado la instalación exactamente según el programa.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Sistema de communicación de datos, microminiatura.

El sistema de comunicación de datos GH-210 está fabricado con circuitos integrados de silicio planar sobre una base modular empleando circuitos impresos enchufables. Permite velocidades hasta 4.800 bits por segundo. Se emplea un método de código cíclico de detección de errores y 4, 5, 6, 7 ú 8 niveles de codificación pueden utilizarse para dar en el terminal de salida distante una réplica de la entrada.



Ingenieros de la división de servicio de instalación y conservación trabajando en la primera instalación de P. C. M. en Waterloo Road en Londres.

Para mayor sencillez se han diseñado dos controles; el primero determina el modo de operación, transmisión o recepción de datos a una de dos velocidades bajo supervisión local, o bien, para recepción automática bajo el control de un transmisor terminal a distancia; en el segundo se determina la función del sistema en tres posiciones: "espera", "datos", "hablar".



Vista general del sistema GH-210.

La posible "espera" permite a cualquier operador de los terminales suspender el flujo de datos sin perder información, mientras se cambia la cinta, o por cualquier otra circunstancia. La posición de "datos" se emplea para transmisión de datos y la posición "hablar" permite que el operador intervenga sin perder información de datos.

El sistema puede funcionar no atendido permanentemente.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Sistema de microondas para las Islas Virgenes.

El equipo de estado sólido RL 4 H (ver Comunicaciones Eléctricas, Vol. 42, Nº 4, págs. 126—136) proporcionará un enlace de 960 circuitos entre San Juán y Magens Bay. El enlace con una distancia de 80 millas tendrá dos tramos: el primero desde San Juán a El Yunge, Puerto Rico, con 20 millas de distancia y el segundo 60 millas sobre el mar entre El Yunge y Magens Bay en la Isla de Santo Tomás. Para el tramo sobre el agua se cumplirán técnicas de diversidad en el espacio.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Núcleos en pot segun recomendaciones de IEC.

Una serie de núcleos en pot de ferrita según dimensiones de la IEC (Comisión electrotécnica internacional), se ha agregado a la serie de productos de la división de materiales magnéticos de Standard Telephones and Cables Limited.

Actualmente puede disponerse de cuatro tamaños (14 mm., 18 mm., 22 mm. y 26 mm.) de núcleos, con valores de inductancia específica según la serie R.5, y cinco grados de material de ferrita de alta permeabilidad. Pueden suministrarse núcleos sin ajuste y también ajustables mediante un ajustador que está totalmente contenido en el núcleo. Este dispositivo patentado de ajuste, se fabrica en unas dimensiones con tolerancias muy estrechas y gran concentricidad lo que asegura una característica de ajuste suave, libre de irregularidades. Mediante el ajustador recomendado, pueden obtenerse exactitudes de 0,01 % con un margen de ajuste entre el 8 % y el 15 %. Pueden suministrarse, alternativamente, ajustadores con exactitud aún más estrecha y márgenes de ajuste más amplios. También pueden suministrarse bobinas y dispositivos de montaje con todos los núcleos.

Los núcleos ensamblados correctamente son estables en un margen de temperaturas desde $-20\,^{\circ}\mathrm{C}$ hasta $+70\,^{\circ}\mathrm{C}$, soportan las pruebas de vibración y choque según la especificación DEF 5011 severidad V2, sección 5,3 respectivamente.

Los núcleos se fabrican con materiales de ferrita de alta permeabilidad y bajas pérdidas empleando métodos muy rigurosos de control de calidad. Dos de los cinco materiales se utilizan para núcleos sin ajuste; son el SA 500 L y SA 601, adecuados para utilizarse hasta 10 MHz. EL SA 601 tiene un valor de permeabilidad, tan alto, que permite la utilización con tamaños más reducidos.

Los tres materiales para núcleos de inductancias ajustables son SA 500 L, SA 502, SA 503 y están indicados para su aplicación hasta 300 KHz.

El material SA 500 L es para una inductancia de aplicación muy general con un coeficiente de temperatura positivo, controlado, y bajos coeficientes de pérdidas y de histéresis. Es conveniente particularmente, para circuitos sintonizados con condensadores de poliestireno.

Los SA 502 y SA 503 tienen constantes más bajas de pérdidas y de histéresis así como menor factor de desacomodación que el SA 500 L. El SA 502 tiene un factor de temperatura cero que lo hace adecuado para emplearse con condensadores de mica. SA 503 tiene el mismo factor de temperatura que SA 500 L.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Modem de datos de velocidad múltiple para el B. P. O.

Se ha recibido un pedido importante de B. P. O. de equipos modem, para los servicios DATEL que se inauguran el próximo año.

El equipo trabaja con una velocidad de 2.400 bits por segundo permitiendo una disminución hasta 1.200 bits y 600 bits, con una supervisión opcional (canal de retorno) a una velocidad de

75 bits por segundo. Este equipo es el primero de su clase que permite combinar tantas velocidades de operación en una sola unidad.

Las velocidades mas altas de transmisión se utilizarán sobre circuitos telefónicos privados, reduciéndose para los circuitos conmutados sobre la red general.

El B. P. O. empleará el equipo en su servicio DATEL 2.400 para atender las peticiones de las organizaciones industriales con objeto de transmitir los datos sobre lineas telefónicas a los computadores.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Enlace de microondas para servicios de electricidad.

El Central Electricity Generating Board está instalando un sistema de microondas entre dos centrales de fuerza y una subcentral en Yorkshire que utilizará un equipo RM 15 A de 1.500 MHz. de S.T.C. El sistema proporcionará 4 circuitos de conversación con circuito de órdenes y facilidades de alarma. El equipo que es de estado sólido está montado en un bastidor de 1.800 mm. y constituye un terminal de radio duplicado de 1.500 MHz. y un multiplex de uno a 24 canales de STC tipo mark 6

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Amplificadores microfónicos de película delgada.

Tres amplificadores modulares 021 BAE/F/N, que utilizan circuitos de película delgada con una respuesta practicamente plana entre 400 Hz. y 20 KHz. se han desarrollado para la amplificación en los micrófonos de cualquier tipo. El tamaño es de $19.3 \times 10 \times 5.1$ mm. y su peso de 1.5 g. pudiendo montarse junto al micrófono y eliminando cualquier desequilibrio debido a los conductores largos. Tienen un consumo de potencia pequeño; los voltajes necesarios son para el tipo F, 12 á 22,5 V. c. c., para el E, de 22,5 á 30 V. c. c. y para el N, de 12 á 30 V. c. c.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Sistema telefónico en el nuevo transatlántico Queen Elizabeth II.

Una centralita privada automática con un cuadro manual de tipo de cordones, conectará 1.000 pasajeros y 350 extensiones de tripulación en el nuevo transatlántico Q 4 que tuvo su botadura el 20 de Septiembre de 1967. En puerto dispondrá de 46 circuitos a la red para conexiones barco-tierra, ocho circuitos serán para los canales de radio del barco y treinta circuitos para servicios especiales, como lavandería, comercios, etc.

Para las conexiones de la tripulación se utilizará un sistema de señalización empleando un esquema de 3 dígitos. Los pasajeros obtendran la conexión entre ellos a través de un cuadro manual, pero pueden discar directamente a los servicios del barco.

En la instalación se emplean más de 92.000 m. de par de cables utilizando un nuevo tipo de cable con una construcción que proporciona un trenzado de menos diámetro, que el anteriormente empleado a bordo de los barcos. Se utilizan guarniciones especiales ensambladas en fábrica, para conectar las cabinas y la central sin roturas en el cable, ni en las cajas de empalme.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Equipo de comunicación de datos de velocidad ultra-elevada – GH-305.

En la exposición de eficacia en negocios, celebrada en Londres el año 1967 se exhibió el equipo de transmisión de datos GH-305 que puede alcanzar velocidades hasta 840 kilobits por segundo sobre un cable telefónico sin carga. Se ha desarrollado para enlazar una fuente de datos con un computador, separados por varios kilómetros; puede tener aplicaciones en enlaces con el computador en los lugares de prueba de motores de aviación o proyectiles, también entre computadores principal y satélite en organizaciones de investigación o en trabajos industriales.

El equipo va a ser utilizado por los autoridades de la energía atómica del Reino Unido, en su centro de investigación de Harwell sobre enlaces con una longitud, desde unos pocos metros a 2,5 Km. de longitud.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Ordenes para cable submarino en el Mediterraneo y en el Báltico.

Se han recibido órdenes muy importantes para sistemas de cable submarino que incluirán 1000 millas de cable y 114 repetidores sumergidos junto con los equipos montados en tierra y material de reserva. Los repetidores son transistorizados y permitirán 480 conversaciones telefónicas simultáneas de dos sentidos.

Dos de los sistemas terminarán en Italia, uno conectando Pisa y Barcelona (418 millas naúticas de cable de 25 mm. con 56 repetidores) y el otro, Civitavecchia cerca de Roma, con Olbia en Cerdeña, (135 millas naúticas de cable de 25 mm. con 18 repetidores). Un tercer sistema conectará Alemania con Suecia a través del Báltico (121 millas de cable de 23,5 mm. con 15 repetidores), el cuarto se tenderá desde Agrigento en Sicilia a Trípoli (304 millas naúticas de 16 mm. y 24 repetidores). Este último sistema proporcionará 120 circuitos y los restantes 480 circuitos.

Standard Telephones and Cables Limited, Reino Unido

Nuevo teletipógrafo, el primero de su clase en el mundo.

Un nuevo teletipógrafo desarrollado por la firma Creed & Company Limited de Brighton, es el primero de su clase en el mundo.

La máquina que se conoce como impresor de datos "Envoy" combina en una unidad, características que no se han reunido anteriormente. Estas son: la capacidad de operar a base de 8 unidades (es decir, códigos más complejos adecuados para aplicaciones de proceso de datos); 96 caracteres disponibles para impresión, lo que incluye letras en las partes superior e inferior; la utilización de componentes electrónicos para aumentar la confiabilidad y la flexibilidad.

A causa de ser apropiado para su empleo en aplicaciones de computadores y proceso de datos, el "Envoy" llevará el nombre de "impresor de datos" más bien que el de teletipógrafo. Es el resultado de cuatro años de investigación y desarrollo, representando un avance considerable en técnicas de comunicación de datos; se hizo su presentación en la exposición de eficacia de negocios de 1967 en Olympia.

El "Envoy" opera a velocidades de hasta 10 caracteres por segundo y puede usarse para trabajar en línea (transmisión y recepción de datos a y desde un computador distante) o para trabajo de preparar cinta fuera de línea (perforación, interpretación y duplicación de cintas de 8 unidades).

La electrónica de circuitos integrados, de alta confiabilidad, ha conducido a la eliminación de unidades mecánicas complicadas, como se encuentran en los equipos convencionales de este tipo. En total en el "Envoy" se han sustituído más del 7 % de las partes mecánicas de las máquinas, con las que podría compararse, por elementos electrónicos. El resultado es un aumento



El impresor electrónico de datos "Envoy".

en la confiabilidad, y una reducción en el tiempo de conservación con la correspondiente simplificación del mantenimiento.

Hay órdenes anticipadas para el Envoy, en el mercado local y de exportación, porque había ya una importante petición de una máquina de este tipo desde hace algún tiempo.

Creed and Company Limited, Reino Unido

Procesador satélite de datos.

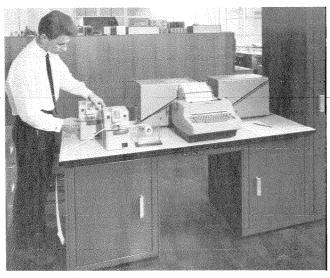
Es necesario en muchos campos, por ejemplo, control de proceso y conmutación telefónica, un procesador de datos con mayor grado de confiabilidad que los disponibles hasta ahora. Este procesador ha sido ahora producido por Standard Telecommunication Laboratories y está mostrado en la figura. Emplea varios tipos de redundancia y la intención es que la máquina por sí sola diagnostique cualquier simple falta que ocurra, e indique su localización mientras continua operando normalmente. Suponiendo que la falta se repara, antes de que ocurra otra en la misma área, la máquina no fallará. Puesto que muchas de las faltas podrán presentarse en los circuitos impresos, la reparación consistirá meramente en cambiar una tarjeta, sin necesidad de detener la máquina.

Los tipos empleados para la redundancia son:

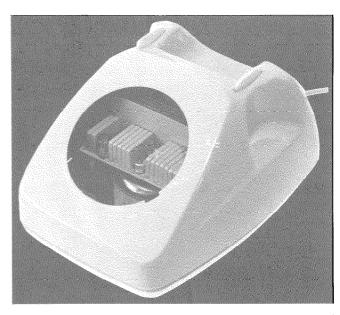
- a) Redundancia de la información, o sea el empleo de códigos de deteccion y corrección de errores para proteger el almacenamiento de la información y la transferencia contra la falta de un simple dígito. La palabra de 18 bits necesita 5 bits adicionales de comprobación y 1 bit de paridad total. El tamaño de la memoria aumenta por tanto solo en 1/3 sobre la máquina no redundante.
- b) Triplicación y opinión mayoritaria, que se emplea en las unidades de control y aritméticas. La protección contra el fallo de los dispositivos mayoritarios se realiza por redundancia en otras áreas.
- c) Duplicación además, de códigos de detección y correccion de error se utilizan en el área periférica. La frecuencia de los códigos proporciona un medio de decidir cual de los dos canales es correcto, si disienten.
- d) Redundancia en el tiempo, que consiste en utilizar un programa que hace pruebas rutinarias de las partes redundantes de la máquina, donde una averia está sin descubrir, hasta que aquellas partes son requeridas para operar, debido a una falta, de cualquier clase.

El procesador utiliza aproximadamente dos veces el equipo de una máquina similar que no sea redundante. Debe considerarse, sin embargo, que el modelo descrito tiene solamente una pequeña memoria (4096 × 24 bits) mientras que una maquina con una memoria mayor se compararía más favorablemente debido al aumento relativamente pequeño en el tamaño de la memoria.

Standard Telecommunication Laboratories, Reino Unido



Modelo de un procesador satélite de datos que utiliza varias técnicas de redundancia para conseguir un alto grado de confiabilidad.



Aparato de abonado en el que se ha incluído un modelo de codificadordecodificador.

Monocanal codificador-decodificador de PCM para un aparato telefónico de abonado.

Para poder montarse en el interior de un aparato telefónico de abonado, se ha diseñado y construído por Standard Telecommunication Laboratories un modelo de monocanal condensando un codificador-decodificador para modulación por impulsos codificados PCM con dimensiones lo bastante reducidas para ello. (Se muestra en la figura). El codificador opera basado en un principio de contador de tiempo, que permite el máximo uso de circuitos digitales integrados, que dan una mejora en la confiabilidad y tamaño reducido.

La codificación y compresión se realiza utilizando muestras de la palabra, moduladas en amplitud, para excitar por choque un circuito resonante amortiguado y contar el número de ciclos que exceden de un límite de nivel previamente determinado. Haciendo que el límite de nivel dependa del tiempo por un simple circuito RC, se obtiene una ley de compresión inversa a senh, dando la mejora de compresión normal de 25 db.

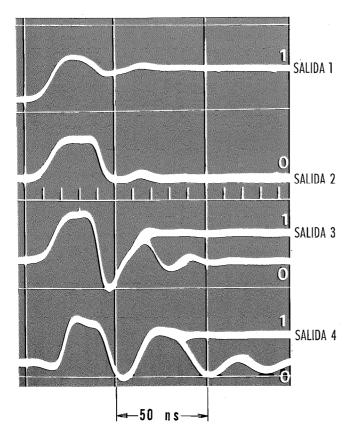
En el decodificador, la entrada de PCM se convierte primero a modulación por anchura de impulsos, utilizando solamente circuitos digitales. Los impulsos que resultan se aplican a una red CR cuya respuesta, se presenta durante intervalos de tiempos fijos, justamente algo mayores que la duración máxima posible del impulso aplicado, resultando así una salida analógica expansionada.

Utilizando técnicas de peliculas delgada para los circuitos analógicos y unidades de circuitos de lógica en placas planas, se ha construído un codificador-decodificador que tiene un volumen aproximado de 66 cm³ con una disipación de potencia de 0,5 vatios.

Standard Telecommunication Laboratories, Reino Unido

Circuitos rápidos con dispositivos lentos utilizando el principio de equilibrio.

Se ha construído un codificador PCM de seis dígitos, que sin gran complicación, puede funcionar con mayor rapidez que un codificador série, empleando dispositivos con las mismas posibilidades de velocidad. El conjunto del circuito emplea transistores normales de conmutacion con una $f_{\rm T}$ de 200 MHz; el tiempo de codificación por muestra es 140 ns. permitiendo una frecuencia de muestreo de 7 MHz. Esto es $31\!\!/_2$ veces la velocidad límite de un codificador série que utiliza los mismos transistores. En la figura, es aparente un tiempo de codificación de 90 ns. para los 4 primeros dígitos; 50 ns. mas son necesarios para los otros dos dígitos.



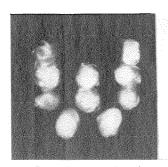
Proceso típico de conmutación mediante el cual los 4 dígitos más significativos del codificador de equilibrio alcanzan su nivel de salida correcto. El margen de las muestras que dan la elevación de las salidas 1001 y 1010 son 38 á 40 y 40 á 42 unidades de paso de quantums respectivamente.

El método de equilibrio, utilizado en este codificador, implica un estado inicial de equilibrio en el circuito que es contrarrestado por una señal de entrada, haciendo que cada dígito biestable se mueva hacia su estado final de equilibrio (el código de salida) en un margen determinado por su propia inercia y no por un generador de tiempo exterior. Este proceso de codificación exige que se hagan cierto número de decisiones binarias, cada una correspondiente a un bit de la salida binaria codificada. La operación autónoma de un codificador de equilibrio permite que las acciones de conmutación sucesivas a estas decisiones se solapen. Esto está en contraste con la técnica série, en la cual, no puede iniciarse un dígito hasta que el anterior haya concluído.

Standard Telecommunication Laboratories, Reino Unido

Cuadro de presentación óptica con emisor electrónico de cátodo frio.

Un dispositivo experimental de película delgada metal — aislante — metal que actua como emisor electrónico de cátodo frio, se ha empleado juntamente con una pantalla fosforada para obtener un cuadro de presentación óptica.



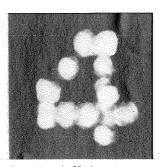


Fig. 2 Imágenes obtenidas con un dispositivo de 25 elementos. La letra W y el número 4.

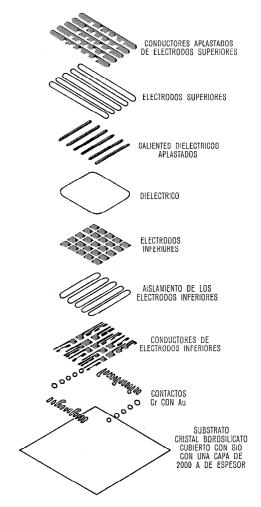


Fig. 1 Despiece de un sistema de 25 elementos.

La figura 1 muestra una vista despiezada de un sistema de 25 elementos de tales dispositivos; cada uno de una superficie aproximada de 0,1 cm.², que puede producir una representación óptica con caracteres sencillos alfa-numéricos como se muestra en la figura 2.

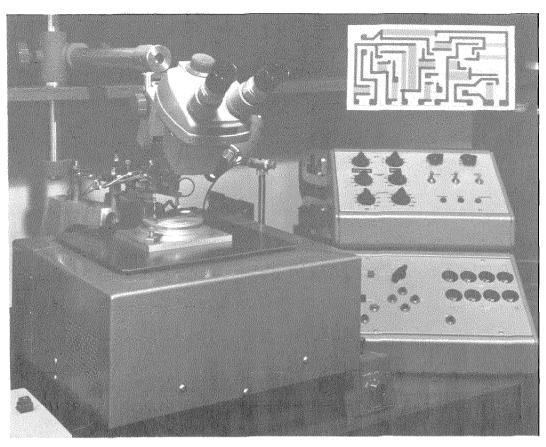
Las peliculas delgadas se depositan en substratos de cristal por deposición en vacio. El substrato está fijo, opuesto a una pantalla fosforada en el vacio; después de un proceso de preparación electrónica, la característica corriente-voltaje del dispositivo muestra una región de baja resistencia. Se obtiene una característica similar para voltajes de polarización tanto positivos como negativos. En la región de alta resistencia, cuando el electrodo metálico superior está polarizado positivamente, los electrones emitidos, se aceleran hacia la pantalla fosforosa por medio de un potencial de 1.000 voltios aproximadamente, conectados entre él y el electrodo superior, produciendo una luminosidad que puede verse facilmente en condiciones normales de iluminación.

Standard Telecommunication Laboratories, Reino Unido

Películas delgadas y circuitos impresos.

Standard Telecommunication Laboratories ha desarrollado una nueva técnica para la "escritura" de una plantilla en un substrato de película delgada que producirá directamente interconexiones y resistencias; está siendo valorado para produción, en la unidad de circuitos peliculares en STC en Paignton, en conexión con su nueva facilidad de prototipos de realización rápida.

Esta técnica elimina completamente toda la fotolitografía asociada normalmente con el conexionado de los circuitos impresos y circuitos de películas delgadas, facilitando que un circuito típico sea "escrito" en un substrato en pocos minutos por personal no experimentado. Emplea una mesa de posicionado micro-



Equipo de "escritura" para fabricación de circuitos en película delgada, controlados por cinta, con una resistencia típica pelicular (incluída) y una muestra de interconexión producida en un substrato de 2,5 × 1,25 cm.

métrico y una pluma especialmente desarrollada, con un fluido resistente a la corrosión después del endurecimiento. La mesa se mueve bajo la pluma que está fija, teniendo encima montado el substrato; el movimiento de la mesa responde a unas instrucciones de coordenadas procedentes de una cinta de papel perforada, que puede prepararse utilizando un computador que se ha alimentado previamente con la información básica. La figura 1 muestra la mesa y sus controles.

Para circuitos peliculares, se parte de un substrato formado por una lámina de cristal de 2.5×1.25 cm. con una capa depositada, por ejemplo, de nicrom, bajo una capa más delgada de oro. En el primer proceso de escritura, se traza la pauta de interconexión con un fluido resistente a la corrosión sobre la capa superior de oro. Se endurece el fluído, y puede quitarse selectivamente el oro que no está cubierto, pero dejando la capa de nicrom. Se separa entonces la capa resistente dejando la pauta de interconexión de oro.

Después se efectúa una segunda operación de escritura con un fluído resistente en el nicrom visible. Después se separa selectivamente para separar solamente la superficie no cubierta del nicrom (dejando la pauta de conexión de oro sin afectar). De este modo se forman las resistencias de nicrom. Se han producido anchos de línea hasta de 75 micras. Es típica una tolerancia de $\pm\,5\,\%$ para los márgenes altos de valores de resistencias.

Para conexionado de circuitos impresos, se parte de una lámina de plástico normal cubierta de cobre; en este caso se recubre por escritura la parte de conexiones, y se separa todo el cobre que no está en la pauta de conexionado. Pueden obtenerse lineas con un acho de 3,8 mm.

Standard Telecommunication Laboratories, Reino Unido

Equipo de línea de 1260 canales para sistemas de cable coaxial de pequeño diámetro.

Este equipo completamente transistorizado, ha sido desarrollado por Standard Téléphone et Radio S. A. (ver Electrical Communication. Vol. 41, nº 3, 1966, págs. 313—319) y opera con repetidores enterrados controlados a distancias de 2,97 Km. La cantidad máxima de repetidores entre dos terminales está entre 26 y 30, de modo que es posible utilizar repetidores no atendidos sobre distancias de 81 Km.

Los repetidores están controlados por la temperatura y en largas distancias se introducen repetidores con regulación por piloto. En caso de que falle el piloto, se impide la regulación

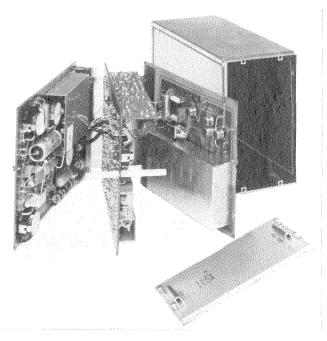


Fig. 2 Amplificador con ancho de banda de 6 MHz con regulador piloto y filtro separador.

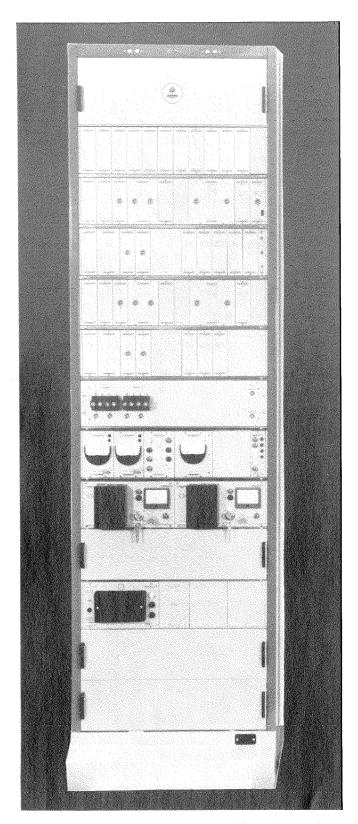


Fig. 1 Equipo terminal de la sección de pruebas.

conectando cada regulador piloto (termistor) a un voltaje de suministro de emergencia para su calefacción.

Se ha instalado una sección experimental de 47,7 Km. de longitud, en el verano de 1967, y posteriormente se ha probado. Todas las características que se han medido: respuesta — frecuencia, ruidos, diafonia, etc., cumplen los valores esperados. Con esta ocasión se han hecho también medidas de la atenuación del cable con las variaciones de temperatura de tierra y cámaras, continuando el estudio durante un largo período.

- Los resultados obtenidos son:
- distorsión residual de la atenuación del cable para la banda total de frecuencias mejor que ± 0,04 Nepers,
- la diferencia en diafonía en extremo cercano a distante para la banda total de frecuencias es mayor que 11,5 Nepers,
- con un ruido blanco de +1,85 Npm0; el peor caso de ruido es 1,5 pW/Km.

Standard Téléphone et Radio S. A., Suiza

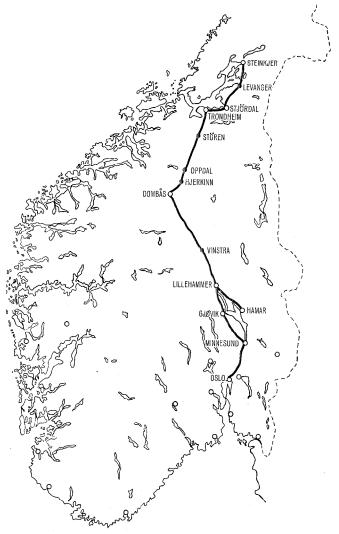
Sistema de cable coaxial en Noruega.

Recientemente se ha entregado por Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Oslo, los últimos cables coaxiales para el sistema de cable Oslo — Trondheim — Steinkjer. La ruta del cable (ver mapa) conduce desde Oslo a Trondheim, pasando por Gjøvik, Lillehammer, Dombâs, y después a Steinkjer pasando por Stjørdal. El sistema incluye también un ramal de cable desde Lillehammer a Hamar y un cable submarino entre Gjøvik y Hamar.

El sistema montañoso que cruza entre Dombâs y Oppdal lleva la ruta del cable hasta 1.000 m. de altura en las proximidades de Hjerkinn.

El cable contiene dos pares coaxiales de 2,6/9,5 mm., según la recomendación del CCITT. El centro del cable está formado por los dos pares, con cuadretes auxiliares, rodeado por una capa de cuadretes con aislamiento de papel. Está cubierto de plomo entre Oslo y Lillehammer, y de aluminio en el resto de la ruta. Excepto en unos pocos Km. de cable en conductos en Oslo y Trondheim, todos los demás son blindados con cinta de acero para ser directamente enterrados.

Entre Dombâs y Hjerkinn (32,92 Km.) se incluyen en el cable dos cables coaxiales de 1,2/4,4 mm. Estos pares sustituyen 4 cuadretes auxiliares. Los pares de pequeño diámetro están también



La red de cable coaxial de Noruega.



Centro de ATC en Estocolmo — Arlanda entregado por SRT en 1964.



Sistema de cámara, durante el día, para el satélite Nimbus D probándose en las condiciones del espacio.

de acuerdo con las recomendaciones del CCITT y manejarán la demanda de tráfico local.

Entre Oslo y Gjøvik hay dos cables coaxiales idénticos: uno es para la ruta Oslo — Bergen que se completó en 1957, el otro para Oslo — Trondheim. En total STK ha entregado 885,78 Km. de cable coaxial para el sistema, del cual, una longitud de 141,65 Km. es para la conexión Oslo — Bergen.

La Administración de Noruega ha incluído, en el sistema, cierta cantidad de cables interurbanos para conexiones de distrito. En total STK ha entregado 746,03 Km. de cable interurbano de distintos tamaños.

Los ferrocarriles noruegos, han tendido durante el mismo período que los cables interurbanos en la sección Hamar—Lille-hammer—Trondheim, un cable entre Trondheim—Stjørdal. En la mayor parte de la ruta estos cables se han tendido en la misma zanja que el cable coaxial. Para este sistema de cables de los ferrocarriles STK ha entregado 906,70 Km. de cable interurbano.

En las secciones Oslo — Gjøvik — Vinstra y Støren — Trondheim se ha instalado equipo de transmisión de fabricación de ITT, con 4 MHz de banda y 960 circuitos de capacidad. No se ha instalado todavía equipo de transmisión en las secciones restantes, pero se ha decidido instalar equipo de 12 MHz para las secciones Instra — Trondheim — Steinkjer. Los repetidores de 4 MHz. Støren — Trondheim se instalarán por otra parte. El equipo permitirá una cantidad máxima de 2.700 circuitos telefónicos y la distancia entre repetidores se reduce a 4,5 Km.

Puesto que parte de las secciones de cable se instalaron con el objetivo de 9 Km. de distancia entre repetidores, era necesario investigar los acoplamientos de impedancia en la nueva colocación de los repetidores. Sin embargo, la calidad de los pares coaxiales, era tal, que únicamente se encontró un par de acoplamientos dudosos.

Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Noruega

Cuadros de presentación de datos para control de tráfico aéreo.

Eurocontrol — organización central de países de Europa para control de tráfico aéreo en el aire — ha pasado una orden, para un sistema experimental de proceso de datos ATC en su centro de pruebas de Bretigny, a un consorcio europeo, encabezado por Marconi, (Reino Unido).

El cuadro de presentación de datos incluído en el proyecto consta de 25 unidades de visualización, (280 mm. — 610 mm.) de dispositivos de control, (rótulos giratorios, plumas luminosas, tableros de llaves, etc.) sistemas de visualización retardada (lógicas digitales, memorias, generadores de caracteres, etc.) y pupitres de operadores que serán suministrados por Standard Elektrik Lorenz AG, Alemania, con Standard Radio & Telefon AB (SRT), Suecia, como subcontratista principal. La entrega estará basada en sistemas de cuadros de presentación, de diseño reciente, completamente microminiaturizados, de SRT, que son mucho más avanzados que los sistemas anteriormente conocidos para instalaciones, tales como los centros de ATC en Estocolmo — Arlanda, Oslo y Copenhague.

Standard Radio & Telefon AB, Suecia

Sistema de localización submarina en Hawai.

En el canal de Kanlakahi, entre Niihan y Kanai, en las islas Hawai, está el centro táctico submarino de Barking Sauds, completado recientemente por la Marina de los Estados Unidos. Esta facilidad de localización única facilita la evaluación táctica de los sistemas de protección antisubmarina bajo las condiciones actuales del mar sobre distancias mayores que 80 Km. y profundidades de 730 á 1800 m.

Los aparatos tales como hidrófonos, proyectores y equipo electrónico asociado, sumergidos, deben soportar la presión del agua del mar durante muchos años. Las señales acústicas recibidas por los instrumentos se transmiten a la costa con cables de más de 640 Km.

El equipo costero, comprende procesadores analógicos y digitales, medidores de tiempo, y sistemas de comunicación submarino y de superficie, pupitres, cuadros de indicación y dos computadores digitales. Proporciona la localización instantánea y control de las unidades tácticas de maniobra. Se han hecho pruebas de aceptación en barcos de la marina y sistemas de defensa que demuestran la potencialidad de operación del sistema

ITT Avionics Division, Estados Unidos

Programa de cámaras fotográficas para satélites.

La Administración nacional de aeronaútica y del espacio ha ordenado un modelo adicional de vuelo, de un sistema fotográfico en el espacio durante el día, para el satélite Nimbus D que será lanzado a principios de 1970. En la figura se muestra un modelo en experimentación. Será similar al que se ha desarrollado para el satélite Nimbus B programado para su lanzamiento a principios de 1968. Ambos sistemas cuentan con nuestro tubo de cámara "Vidisector" como "ojo" del sistema.

Durante el día la cámara del Nimbus D registra el cubrimiento total de nubes y pauta meteorológica en luz visible, un espectrómetro con filtros prismáticos medirá y analizará la distribución vertical de vapor de agua en la atmósfera terrestre.

Nuestra cantidad total de nueve sistemas de satélite espaciales, incluye dos cámaras montadas en los satélites meteorológicos Nimbus I y Nimbus II, lanzados en 1964 y 1966, dos cámaras fotoeléctricas en los satélites del observatorio geofísico de Orbiting, también lanzados en estos años y cinco cámaras o instrumentos para los satélites Nimbus B y Nimbus D. Además los satélites trazadores de mapas en órbitas de la Luna, han sido guiados de la tierra a la Luna con ayuda de nuestros tubos foto-multiplicadores.

ITT Industrial Laboratories, Estados Unidos

Equipos a bordo para satélites de navegación.

El ejército de los Estados Unidos ha pasado una orden para el proyecto y fabricación de equipos de radio — navegación para ser montados en los satélites. La designación del Ejército es AN/SRN-9 y una versión se llamará "Sea Way" (Modelo 4007 AB).

Los satélites de navegación* transmiten señales a tierra en dos frecuencias, moduladas para dar la posición del satélite y la hora exacta. Esta información junto con el efecto Doppler debido al movimiento del satélite con respecto al receptor, se registra y procesa en un computador relativamente pequeño que da la posición de la estación receptora. La transmisión en dos frecuencias permite la corrección por las variaciones del índice de refracción en el camino de transmisión. Estas localizaciones de navegación son independientes de las circunstancias meteorológicas y son útiles no solamente en el mar sino también en tierra para mediciones geodésicas.

ITT Federal Laboratories, Estados Unidos

^{*} P. C. Sandretto. "Terrestrical Navigation by Artificial Satellites" Electrical Communication, volumen 39, No 1, 1964, págs. 155—167.

Otros artículos y comunicaciones hechas por ingenieros de ITT de Julio a Octubre de 1967

En esta lista se incluyen los artículos publicados en otros periódicos, así como conferencias presentadas en Congresos. De alguno de estos últimos puede disponerse en forma escrita, editado como actas o bien particularmente. Cuando se indique la publicación, la petición de los folletos debe hacerse directamente del editor, no de "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

Artículos

- Fessler, D., Oklobdzija, B., Teilelektronisches Fernwirksystem IST 16 für Nachrichtenanlagen, Nachrichtentechnische Fachberichte, Volumen 34, pp. 121—123.
- Grüter, N., Aktives Empfangsfilter zur Demodulation eines Stufensignals bei sehr niedrigen Frequenzen, Frequenz 21 (1967) 8, pp. 205—208.
- Hess, R., Die rundstrahlende Wendelantenne als Satelliten-Bord-Telemetrie-Antenne, Nachrichtentechnische Fachberichte 32 (1967), Volumen 32, pp. 96—100.
- Klimesch, W., Stichprobenschieber zur einfachen Festlegung von Stichprobenplänen, Qualitätskontrolle 62 (1967) 8, pp. 431—435.
- Niemann, W., Die Gütesicherung eine notwendige Voraussetzung für die erfolgreiche Durchführung komplexer und hochzuverlässiger Projekte der Raumfahrt, VDI Fachzeitschrift Luftfahrttechnik-Raumfahrttechnik 13 (1967) 8, pp. 182—185.
- Widl, E., Geräuschmessungen an Fernmeldekabeln mit k\u00fcnstlicher Nachbildung der St\u00fcrbeeinflussung durch Stromrichterlokomotiven, Frequenz 21 (1967) 8, pp. 235— 242.
- Willrett, H., Field Experience with Quasi-Electronic Switching Systems, IEEE International Convention Record, Part. 1, pp. 176—183.

Comunicaciones

- Balkow J., Stromversorgungsgeräte für elektronische Steuerungen, VDI Grundlehrgang Elektronik I, Stuttgart, 16 y 17 Octubre 1967.
- Gehrke, H., Neue Hochleistungs-Farbfernsebsender für Band IV/V, Fernsehtechnische Gesellschaft 15, Jahrestagung, Aixla-Chapelle, 26 Septiembre 1967.
- Harreus, W., Bauelemente in elektronischen Schaltungen, VDI Grundlehrgang Elektronik I, Stuttgart, 16 y 17 Octubre 1967.
- Klönne, K. H., Verfahren zum maschinellen Lesen mit Anwendung im Zahlungsverkehr, Verband Deutscher Elektrotechniker, Hamburgo, 5 Octubre 1967.

- Kramar, E., Probleme der Flugsicherung, Österreichischer Ingenieur- und Architektenverein, Viena, 25 Octubre 1967.
- Kramar, E., Experience gathered with a Doppler VOR in Mountainous Terrain, AGARD Avionics Panel, Milan, 12—15 Septiembre 1967.
- Laaff, O., Richtfunksysteme mit modernen Halbleiterbauelementen, Elektrotechnischer Verein Mittelbaden, Carlsruhe, 3 Octubre 1967.
- Seither, H., Richtfunkgeräte kleiner Übertragungskapazität mit modernen Halbleiterbauelementen, Verband Deutscher Eisenbahn-Ingenieure, Augsbourg, 9 Octubre 1967.
- Vogt, W., Carrier Frequency Line Equipment V 300 and V 960 For Small Diameter Coaxial Pairs, PTT y Firma Orterac Israel, Jerusalem, 14 Agosto 1967.
- Vogt, W., Carrier Frequency Line Equipment V 300 and V 960 For Small Diameter Coaxial Pairs, PTT y Firma Orterac Israel, Tel Aviv, 17 Agosto 1967.
- Walter, G., Die Erzeugung von Mikrowellen mit Halbleitern in Richtfunkgeräten, Elektrotechnischer Verein Württembergs, Stuttgart, 14 Septiembre 1967.
- Widl, E., Zum Problem des latenten Reduktionsfaktors von Fernmeldekabeln, STT Viena, 3 Octubre 1967.

Bell Telephone Manufacturing Co

Comunicaciones

- Adelaar, H., Het 10-C Systeem, een nieuw semi-elektronische telefoon-schakelstelsel met elektronische besturing (El sistema 10-C, nuevo sistema de conmutación telefónica semi-electrónica con programación electrónica), Asociación alemana de ingenieros de telecomunicación, Utrecht, 21 Septiembre 1967.
- Lhoest, J., El sistema DIGITAL 1000, de telecontrol con interrogación cíclica, Congreso de FITCE, Bruselas, 6 Julio 1967.
- Masure, J., El sistema 10-C de conmutación semi-electrónica, Congreso de FITCE, Bruselas, 3 de Julio 1967.
- Reygaerts, E., Realización de derivaciones en las redes de telecomunicación de larga distancia por medio de equipos de pequeña velocidad, Congreso de FITCE, Bruselas, 6 Julio 1967.
- Termote, A., El mando centralizado del sistema 10-C, Congreso de FITCE, Bruselas, 3 Julio 1967.
- Van Goethem, J., La red de conmutación del sistema 10-C y sus mandos, Congreso de FITCE, Bruselas, 3 Julio 1967.
- Van Goethem, J., Exploitatie aspekten van het 10-C systeem (Aspectos operacionales del sistema 10-C), Dutch Royal Institute, Utrecht, 21 Septiembre 1967.

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques

Artículos

Delbouys, A., Bizollier, R., Basset, J. P., Le Centre automatique de Lyon-Sévigné, Conmutation et électronique, número 18, Julio 1967.

Laboratoire Central de Télécommunications

Artículos

- Chatelon, A., Mornet, P., Le Corre, J., Systèmes téléphoniques intégrés utilisant la modulation codée en impulsions, Mécanique et Electricité, Julio 1967.
- Chol, G., Pebay-Peroula, J.-Cl., Gros, Y., Study by Mossbauer Effect of Intermediate Phase in Manganese Zinc Ferrites Formation, Monthly Materials Research Bulletin, Vol. 2.

Fabbrica Apparecchiature per Comunicazioni Elettriche Standard

Comunicaciones

Ferraro, D., Rational Procedure for Testing of Colour Receivers, Technical meeting of electronic components and measuring instruments, Milan, 12—14 Septiembre 1967.

Standard Telecommunication Laboratories Limited

Artículos

- Coleman, M. V., Thomas, D. J. D., *The Structure of Silicon Oxide Films*, Physica Status Solidi, Vol. 22, No. 2, p. 593, 1° Agosto 1967.
- Gaines, B. R., Stochastic Computer Thrives on Noise, Electronics, Vol. 40, N° 14. Julio 1967.
- Goodman, C. H. L., *Progress in Solid-State Chemistry*, (Essay Review), Chemistry and Industry, p. 1552, 16 Septiembre 1967.
- Graves, P., Single Crystal Growth of Calcium Pyroniobate, Physica Status Solidi, Vol. 22, N° 2, p. 499, 1° Agosto 1967.
- Kerr-Waller, R. D., Automated Information Dissemination System (AIDS), Technical Evaluation Journal of the Institute of Information Scientists, Vol. 1, N° 2, Septiembre 1967.
- Lees, J., Wasse, M. P., King, G., Interband Carrier Transfer in GaAS at High Pressures, Solid State Communications, Vol. 5, N° 7, pp. 521—523, Julio 1967.

- Sandbank, C. P., Some of the Problems and Opportunities in Applying Microelectronic Techniques to Analogue Circuits, De Ingenieur, 8 Septiembre 1967.
- Skedd, R. F., Craven, G., A New Type of Magnetically Tunable Multi-Section Bandpass Filter in Ferrite Loaded Evanescent Waveguide, IEEE Proceedings of Intermagnetics Conference, Washington, Septiembre 1967.
- Wales, J., Lovitt, G. J., Hill, R. A., Optical Properties of Germanium Films in the 1—5 um range, Thin Solid Films, Vol. 1, N° 2, pp. 137—150, Septiembre 1967.

Comunicaciones

- Antell, G. R., Gray, E., GaAS Microwave Integrated Circuits, CVD Symposium on Microwave Integrated Circuits, University of Nottingham, Septiembre 1967.
- Coleman, M. V., Thomas, D. J. D., The Structure of Amorphous Silicon Nitride Films, Institute of Physics Conference on Electron Diffraction, Imperial College, Londres, 5—7 Julio 1967.
- Cooke, R. E., Performance of the Microstrip Transmission Line, CVD Symposium on Microwave Integrated Circuits, University of Nottingham, 12—14 Septiembre 1967.
- Driver, M. C., A secondary Electron Detector for Scanning Electron Microscopes, Conference on Electron Optics, Instrumentation and Quantitative Electron Microscopy, University of St. Andrews, Ecosse, 19—21 Septiembre 1967.
- Evans, J., Automatic Control of Integrated Circuit Fabrication, Advanced Electronic Techniques Conference, Université d'Oxford, 4—6 Julio 1967.
- Gaines, B. R., Joyce, P. L.: *Phase Computers*, 5th International Congress, AICA, Lausane, Agosto 1967.
- Gedye, J. L., Gaines, B. R., Medical Applications of Programmable Audio/Visual Displays, 7th International Conference on Medical Electronics and Biological Engineering, Estocolmo, Septiembre 1967.
- Hill, David R., Some Applications of a Small Computer (PDP8) to Automatic Speech Recognition Research, lecture to the British Association for the Advancement of Science, Leeds, 31 Agosto 1967.
- Lomax, R. W., A Cold Cathode Optical Display, Conference on Solid State Devices, Universidad de Manchester, Institute of Science and Technology, 5—8 Septiembre 1967
- Pugh, H. H. D., Gunn, D. A., A Strain Gauge Load Cell for Use under High Hydrostatic Pressure, Conference on High Pressure Engineering, Institution of Mechanical Engineering, Londres, 11—15 Septiembre 1967.
- Sandbank, C. P., Future Trends in Integrated Electronics Applied to Telecommunications, P.O./Industry Joint Symposium on Microelectronics, 11—12 Julio 1967.

- Sterling, H. F., Alexander, J. H., Joyce, R. J., Deposition of Adherent Coating of Insulants in a Radio Frequency Glow Discharge, British Ceramics Research Association, meeting on Special Ceramics, Stoke-on-Trent.
- Wright, E. P. G., 1) Background, and 2) Requirements of the CCITT N° 6 Signalling System, N° 6 Signalling System Symposium, STC House, 19 Septiembre 1967.

Creed & Company Limited

Artículo

Evans, J. V., The Teleprinter goes Electronic, Business Systems & Equipment, Octubre 1967.

Standard Telephones and Cables Limited

Artículos

- Clarke, G. P., The Economics of Investing in Plant with Special Reference by Automatic Equipment, Metal Working Production, pp. 49—53, 25 Octubre 1967.
- Ryder-Smith, S., Letter to Editor of "Electronic Components" STL Research, Electronic Components, p. 817, Julio 1967.

Comunicaciones

- Boswell, D., Future Economic Application of Thick and Thin Film Circuits Components, Post Office Symposium on Microelectronics, Richmond Post Office, Londres, 11—12 Julio 1967.
- Buckley, S. E., Crawley, W. P., Some Aspects of Quality Assurance in the Manufacturing of Adjustable Ferrite Pot Cores, IEE Conference of Magnetic Materials Application, IEE Londres, 26—28 Septiembre 1967.
- Challans, B. W. S., Evaluation of a Coding System, British Computer Society Data Fair, Southampton University, 25—29 Septiembre 1967.
- Clarke, C. P., How to contend with the Elements of Risk in Industrial Investment, ICWA Scottish Summer School, St. Andrews University, Ecosse, 29 Septiembre 1° Octubre 1967.
- Clark, L. G. S., Integrated Circuits in Switching, Post Office Symposium on Microelectronics, Richmond Post Office, Londres, 11—12 Julio 1967.
- Fielder, B. K., Visual Display Switching Aid, British Computer Society Data Fair, Southampton University, 25—29 Septiembre 1967.
- Hartley, G. C., Data Handling on a Digital Network, British Computer Society Data Fair, Southampton University, 25—29 Septiembre 1967.

- Hugues, I. M., Computer Based Data Communication System, British Computer Society Data Fair, Southampton University, 25—29 Septiembre 1967.
- Prior, H. T., Equipment Practice for Microcircuits Equipment, Post Office Symposium on Microelectronics, Richmond Post Office, Londres, 11—12 Julio 1967.
- Robins, J. M., Characteristics of Dual Configuration, British Computer Society Data Fair, Southampton University, 25—29 Septiembre 1967.
- Roche, A. H., Evolution of a Design of Repeatered Submarine Cable Systems, BNEC Electronics Symposium, Kyoto, Japón, 21—23 Septiembre 1967.
- Sandbank, C. P., Some Future Trends in Integrated Electronics Applied to Telecommunications, Post Office Symposium on Microelectronics, Richmond Post Office, Londres, 11—12 Julio 1967.
- Sharp, J. J., Large Sized Quick Access Storage in Data, British Computer Society Data Fair, Southampton University, 25—29 Septiembre 1967.
- Simpson, F. W., Reliability in Real Time Computers, British Computer Society Data Fair, Southampton University, 25— 29 Septiembre 1967.
- Smith, E. J. E., Microcircuits in Transmission System, Post Office Symposium on Microelectronics, Richmond Post Office, Londres, 11—12 Septiembre 1967.
- Strivens, M. A., Some Modern Aspects of Preparation of Manganese Zinc Ferrites, IEE Conference of Magnetic Materials Applications, IEE Londres, 26—28 Septiembre 1967.
- Stuttard, E. B., Cost Implications for Users of Integrated Circuits, Post Office Symposium on Microelectronics, Richmond Post Office, Londres, 11—12 Septiembre 1967.
- Thew, P. F., Value Engineering in the Electronic Industry, IERE/IEE/I. Prod. Conference, Nottingham University, 10—13 Julio 1967.
- Thomas, G. B., Standardization and Reliability Aspects of Microcircuits, Post Office Symposium on Microelectronics, Richmond Post Office, Londres, 11—12 Julio 1967.

International Telephone and Telegraph Corporation

Artículos

- Caruthers, R. S., Progress Report on Solid-State Devices for Microwave Transmission, 12th International Scientific Congress, Ilmenau, República Democrática alemana, 11—15 Septiembre 1967.
- Caruthers, R. S., Coordination of Product Goals and Research on the ITT System, Semiannual Meeting of Industrial Research Institute, Quebec, provincia de Quebec, Canadá, 9—11 Octubre 1967.

ITT Industrial Laboratories Division

Artículos

Davis, J. A., Recent Development in Cathode-Ray-Tube Display Techniques, Seminar on Recent Advances in Display Media, National Aeronautics and Space Administration, 19 Septiembre 1967.

Eberhardt, E. H., Barr, F. H., On the Elimination of the Lumen From the Responsivity Calibration of Photodetectors, Applied Optics, Volumen 6, número 9, pp. 1575—1576, Septiembre 1967.

Gumnick, J. L., Growe, K. R., Enhancement of Photoelectronic Quantum Efficiency on the Near Infra-Red, Conference on Photoelectric and Secondary Electron Emission, Universidad de Minnesota, 30 Agosto 1967.

ITT Avionics Division

Artículos

Dodington, S. H., Mission and Traffic Control Systems, Universidad de California, Los Angeles, 18 Septiembre 1967.

Finocchi, A. J., Panel Discussion on Microelectronics Reliability: Fact or Myth, Symposium on Microelectronic Applications, Group on Aerospace and Electronics System, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Garden City, New York, 21 Septiembre 1967.

Trolsen, G. H., Microcircuit Facility at ITT Federal Laboratories, Solid State Technology, Volumen 10, número 7, pp. 54—56, Julio 1967.