Volumen 57
Número 3 · 1982

Comunicaciones Eléctricas

Edición española de ELECTRICAL COMMUNICATION
Revista técnica publicada trimestralmente por International Telephone and Telegraph Corporation

Comunicaciones Eléctricas presenta las investigaciones, los desarrollos y las realizaciones conseguidas por ITT y sus compañías asociadas.

Publicada desde 1922 en versión inglesa, se edita actualmente en tres idiomas y se distribuye en el mundo entero.

Se invita a los ingenieros de ITT a proponer proyectos de artículos, cuyos resúmenes deben enviarse al editor internacional para su consideración.

Director Ejecutivo
Lester A. Gimpelson, Bruselas

Editor, Comunicaciones Eléctricas
Antonio Soto, Madrid

Editor, Electrical Communication
Michael Deason, Harlow

Editor, Elektrisches Nachrichtenwesen
Otto Grewe, Stuttgart

© International Telephone and Telegraph Corporation, 1982.

Las direcciones de los editores se dan en la página 272

Transmisión

178 **Presentación**

180 **Planificación e introducción de sistemas MIC en cables de pares simétricos,**
R. J. Catchpole, P. J. Dyke y E. S. Usher

187 **Evolución de los módems de datos,**
H. Nyman, F. Salcedo, J. T. L. Sharpe y C. W. Tarry

195 **El proceso digital de señales en terminales de transmisión,**
P. J. Elce y L. D. Humphrey

201 **Sistema óptico multimodo de 140 Mbit s^{-1},**
D. S. Thomas

208 **Sistema de radioenlace digital de mediana capacidad,**
P. G. Debois

215 **Sistemas de radioenlaces digitales para transmisión a 34 Mbit s^{-1},**
F. Frey

222 **Sistema de radioenlace digital para transmisión a 140 Mbit s^{-1},**
A. Berndt y H.-G. Gerst

228 **Multiplexor estadístico por división de tiempo,**
A. Barbetta y S. R. Treves

236 **Sistema de línea coaxial de 18 MHz,**
C. González-Madroño y K. Kocher

243 **Equipos de línea coaxial para 34 a 565 Mbit s^{-1},**
W. Kolb, A. Norz, A. Hemsworth, P. Norman, A. Jessop y G. Windus

251 **Multiplexores digitales para velocidades entre 2 y 565 Mbit s^{-1},**
A. Barbetta y M. Natens

259 **Sistema de modulación por impulsos codificados de 10 canales,**
T. Henriksen, O. Kvingedal y B. Solberg

265 **Sistema de radioenlace digital para redes regionales,**
H. D. Brudy y K. D. Hopf

271 **En este número**

Comunicaciones Eléctricas. Director en Español: A. Soto, Ramírez de Prado, 5
Madrid-7 (España)

ITT

Cuatro importantes medios de transmisión – la fibra óptica, la radiocomunicación en microondas, el cable coaxial y el par de conductores – utilizan el espectro electromagnético completo, desde las altísimas frecuencias ópticas hasta los tonos vocales más bajos. Unidos estos medios, abarcan el mundo entero y proporcionan las vías de telecomunicación esenciales para las modernas naciones industrializadas.

Presentación

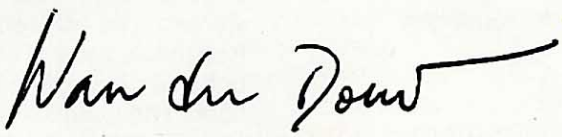
La transmisión atraviesa una evolución profunda, cuyas facetas más importantes están ligadas a la digitalización integral de la red y al establecimiento de redes de banda ancha que ofrezcan nuevos servicios a los abonados. El impacto de las nuevas tecnologías, y en especial la acelerada introducción de sistemas por fibra óptica, modificará espectacularmente la economía de la transmisión. Paralelamente, el extendido desarrollo de los sistemas de conmutación digital está reuniendo las funciones de conmutación y transmisión, hasta aquí por completo separadas. *Comunicaciones Eléctricas* ha tratado recientemente con detalle algunos de estos desarrollos, habiéndose dedicado números especiales a la red digital de servicios integrados y a la tecnología de la fibra óptica.

Aun cuando la tecnología óptica progrese velozmente y resulte ya económica para la instalación de nuevos cables, es evidente que los conductores de cobre (tanto en cable de pares simétricos como en cable coaxial) cubren todo el mundo en ingentes cantidades y seguirán predominando por largos años. Muchos de estos cables están infrautilizados con sistemas de portadoras y son, pues, sumamente aptos para potenciar su rendimiento mediante sistemas MIC de diferentes velocidades binarias. ITT ofrece actualmente una gama de sistemas que va desde el equipo de 10 canales a 0,7 Mbit s^{-1}, para servicio rural, hasta un sistema por cable coaxial que trabaja a la elevada velocidad de 565 Mbit s^{-1}. Sin embargo, pese a sus numerosas ventajas, no nos parece probable que los sistemas digitales de transmisión sustituyan enteramente a los analógicos, pues éstos seguirán ofreciendo el mayor número de canales para un vano de repetición determinado. Esta última cualidad se ha visto reforzada por la introducción de un sistema de 18 MHz, que proporciona 900 canales más que los sistemas tradicionales de 12 MHz con idéntica separación entre repetidores, y que quizás sea el último gran desarrollo de ITT en materia de sistemas analógicos por cable coaxial.

Ya sean analógicos o digitales, los sistemas de transmisión por cable coaxial deberán ceder el paso, a su debido tiempo, a los sistemas de fibra óptica. Nadie discute la necesidad de emplear tecnología monomodo para los sistemas de gran capacidad que trabajen a partir de 565 Mbit s^{-1}. A 140 Mbit s^{-1}, sin embargo, la aplicación condicionará la elección a largo plazo, si bien los sistemas monomodo permiten vanos de repetición mayores aun considerando las más estrictas exigencias impuestas a las reparaciones del cable durante la vida útil de estos sistemas. Puede incluso predecirse que los sistemas monomodo prevalecerán finalmente en todas las velocidades, hasta en la transmisión en el bucle de abonado, ya que en potencia poseen las soluciones más sencillas y de menor coste. Uno de los primeros sistemas monomodo de 140 Mbit s^{-1} que operará en una red de telecomunicaciones pública, será en breve completado por Standard Telephones and Cables en el Reino Unido.

Los sistemas de radioenlace, con sus específicas ventajas y campos de aplicación, no deben verse afectados por la aparición de los sistemas ópticos. Se impone también aquí la digitalización, así como el empleo de ingeniosas técnicas de modulación que consigan sistemas de gran capacidad.

La transmisión en las futuras redes digitales de servicios integrados utilizará sobre todo cables de fibras ópticas, sirviendo los enlaces por radio y vía satélite como medio de reserva para las grandes distancias. Dada la tendencia hacia terminales de usuario más inteligentes y una integración mayor de la conmutación y transmisión digitales, las redes utilizarán en general menos equipo de transmisión que ahora, aunque ello se ha de ver contrarrestado por la instalación en el bucle de abonado de los equipos de transmisión necesarios para los nuevos servicios que se introduzcan. ITT está hoy acometiendo una extensa serie de programas de investigación y desarrollo, a fin de garantizar que sus productos de transmisión se acomoden a la evolución tecnológica y obtengan el máximo partido de ella.



J. Van der Donckt
Director Técnico
Sistemas de Transmisión y Cables
ITT Europe, Bruselas

K. H. Schmidt
Director de División Operativa
Transmisión, Cables y Comunicaciones
en Audio
ITT Europe, Bruselas

Planificación e introducción de sistemas MIC en cables de pares simétricos

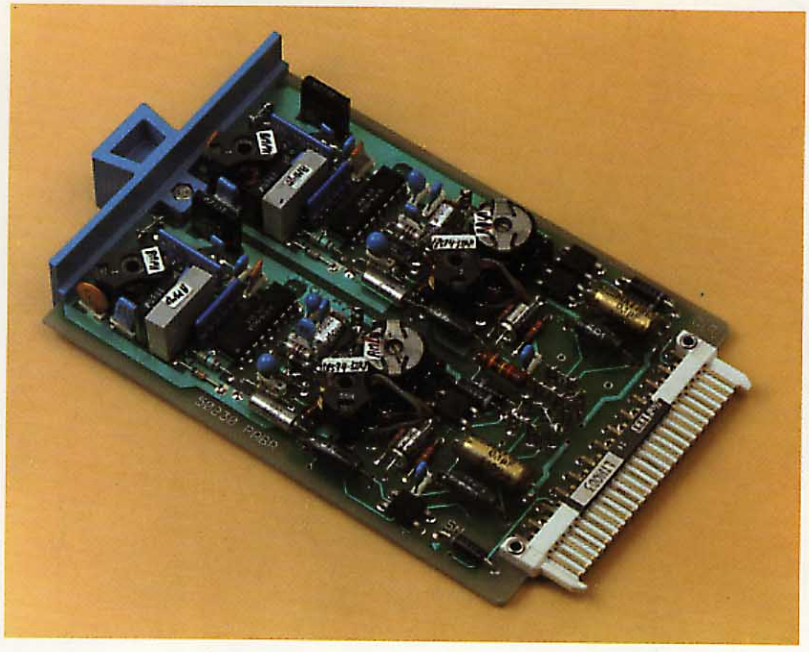
Una importante consideración cuando se planifica la introducción de sistemas MIC es determinar el número de sistemas que pueden funcionar en una determinada ruta. Ello depende mucho de las características de diafonía de los cables existentes y de las prestaciones del repetidor.

R. J. Catchpole
P. J. Dyke
E. S. Usher
Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Inglaterra

Introducción

Una tarea importante cuando se planifican sistemas MIC (modulación por impulsos codificados) es calcular con precisión el número de sistemas utilizables en las secciones de cable que constituyen la ruta. Con la introducción de la conmutación digital se necesita que este número sea elevado. Se debe maximizar la longitud de las secciones de repetición e instalar los repetidores preferiblemente en los espacios existentes para bobinas de carga, a fin de reducir a un mínimo los gastos de capital y obra civil.

Puesto que estos sistemas están normalmente limitados por la diafonía, la información inicial necesaria para su planificación consiste en datos sobre diafonía del cable y prestaciones del repetidor.



Repetidor de 2 Mbit s^{-1} fabricado por Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes.

En unos pocos años ha habido importantes avances en las áreas de medida de diafonía de cables, suma estadística de diafonía y técnicas de medida para repetidores MIC. Esto permite una mayor precisión en el cálculo de llenados de cable para sistemas MIC primarios. Así mismo, los progresos en el diseño de repetidores, mejorando su inmunidad a la interferencia por diafonía, elevan a un máximo la utilización de la planta de cables existente.

Mecanismos de diafonía

Características de la planta de cables
Los cables más empleados para sistemas MIC de 2 Mbit s^{-1} son los cables existentes, destinados a conexiones a frecuencia vocal y enlaces de corta distancia. Para el uso en frecuencia vocal, a menudo se incluyen bobinas de carga cada 1,8 km, las cuales habrán de quitarse en los pares que se asignen a sistemas MIC. Los cables son de pares (en unidades o cuadretes) dispuestos en capas, y con aislamiento de plástico o de papel. Un calibre de conductor comúnmente usado es 0,63 mm, variando el número de pares entre 10 y más de 1000.

Tipos de diafonía
En los cables multipares empleados para sistemas MIC existen muchos mecanismos de acoplamiento de diafonía. Los cuatro tipos que más se dan en la práctica son:

- diafonía directa próxima (NEXT), o paradiafonía
- diafonía directa distante (FEXT), o telediafonía
- diafonía de tercer circuito (TCXT)
- diafonía en el contenedor de repetidores (HXT).

Todos los demás mecanismos de diafonía están incluidos en las medidas de diafonía directa, y por tanto ya se tienen en cuenta.

La para y telediafonía son bien conocidas y no se describen aquí, aunque a menudo proporcionan los criterios limitadores.

La diafonía de tercer circuito depende de la presencia en el punto de repetición de pares en paso; esto es, pares retenidos para uso en frecuencia vocal. Involucra a dos secciones de repetición adyacentes, y por tanto sólo es medible en cable ya instalado y no en bobinas de cable. La diafonía de tercer circuito es de magnitud sumamente variable, e incierta su variación con la frecuencia.

La diafonía en el contenedor suele tomarse como un efecto de paradiafonía motivado por la menor longitud eléctrica de los caminos de acoplamiento dentro del contenedor de repetidores y cola de cable. Su variación con la frecuencia es generalmente suave y crece a 6 dB por octava. Se ha analizado la distribución de amplitud de este tipo de diafonía, observando una significativa desviación respecto a la distribución gaussiana corrientemente asumida[1].

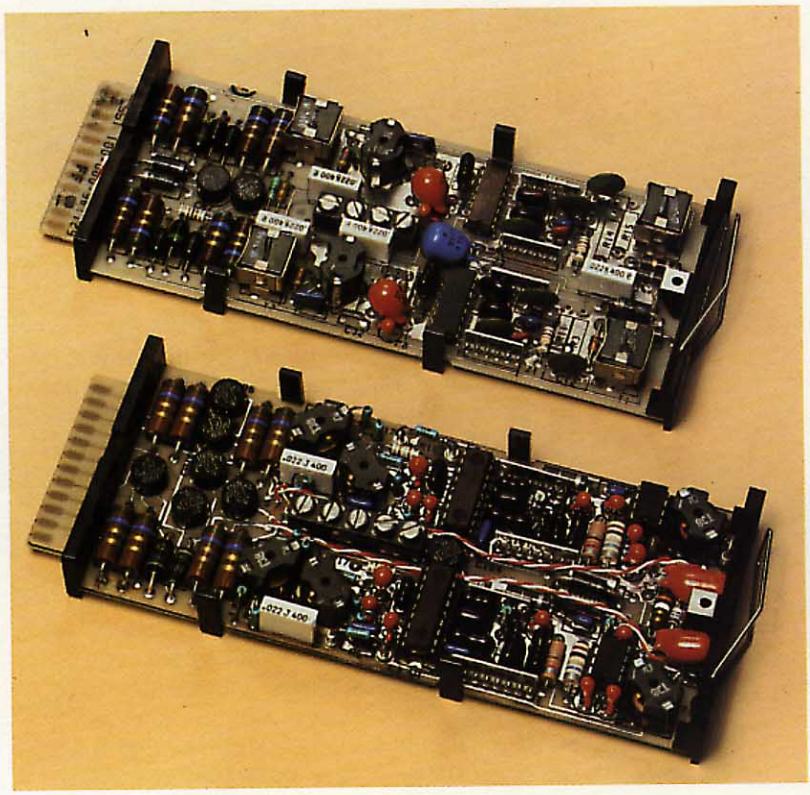
Medidas de diafonía

Los cálculos de planificación dependen del conocimiento de las propiedades de diafonía a alta frecuencia de las secciones de cable. Por razones económicas, los cables se tipifican en base a medidas sobre una muestra de cables relativamente pequeña. Por igual motivo, normalmente sólo puede obtenerse una muestra de todas las posibles medidas sobre un cable cualquiera.

Hay tres formas básicas de acometer la medida de cables:

- Los resultados obtenidos de un cable pueden tratarse como una población única o dividirse en agrupaciones naturales, denominadas subpoblaciones múltiples[2].
- Para hacer las medidas pueden emplearse señales sinusoidales (una sola frecuencia) o señales de banda ancha semejantes, o idénticas, a las señales MIC que vayan a utilizarse en servicio.
- Pueden tomarse y registrarse los resultados para cada combinación de un par con otro par, o para todos los pares simultáneamente aplicando múltiples fuentes[3].

Cuando se hacen medidas de tipo simultáneo con señales digitales como fuentes, pueden explorarse los efectos de relaciones de fase aleatorias o coherentes. También es posible utilizar distintas formas de *tráfico binario de entrada* (ej., seudoaleatorio, señal "todos 1" de indicación de alarma), a fin de simular el peor caso que pueda encontrarse en la práctica. La potencia recibida por diafonía es medible en el extremo del cable o en el punto de decisión de un circuito repetidor semejante o idéntico al del repetidor a emplear en servicio.



Repetidores de 24 canales (equivalente a T1) y de 48 canales (T148C) de ITT North America.

El analizador digital de diafonía RSI140 es un instrumento adecuado para medir diafonía[4], siendo capaz de medirla en muchos de los modos anteriormente citados. Trabajando bajo el control de un ordenador de sobremesa, puede medir, captar y procesar datos rápidamente.

Suma de potencias de diafonía

Suma estadística de subpoblaciones de tipo log-normal en funcionamiento plesiócrono

Hasta 1978, casi toda la literatura trataba la información sobre diafonía de un tipo dado de cable como una población única, descrita por una media, una desviación típica y un factor de truncación. Sin embargo, STL (Standard Telecommunication Laboratories) introdujo la idea de subpoblaciones múltiples y expuso un método flexible de utilizar tal información[2]. Las subpoblaciones

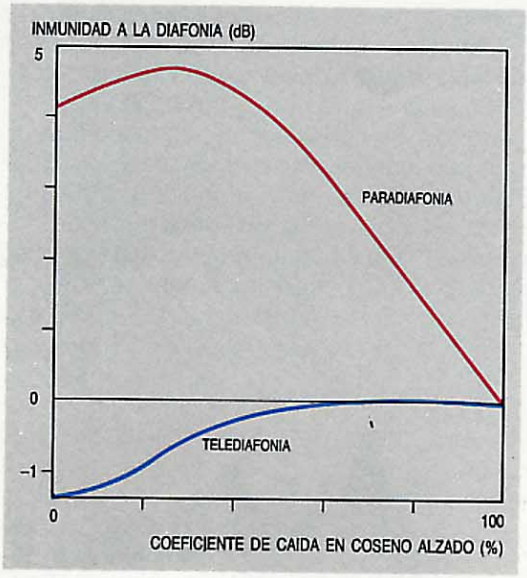


Figura 1
Efecto del coeficiente de caída en la inmunidad a la paradiafonía del repetidor.

surgen por las geometrías estructuradas de los tipos de cables utilizados.

En un par perturbado, la suma de potencias de interferencia procedentes de cualquier combinación dada de subpoblaciones exige la convolución de las correspondientes distribuciones estadísticas. El tratamiento dado por STL emplea el método de acumulantes para predecir los puntos altos (99% ó 99,9%) de la resultante distribución acumulativa de probabilidad de potencias de interferencia sumadas.

La experiencia ha mostrado que los valores (en dB) individuales para cada combinación de pares suelen estar distribuidos normalmente, siempre que las selecciones se hagan dentro de una subpoblación físicamente homogénea. Como consecuencia de ello, la distribución de potencia es log-normal.

La distribución resultante más ajustada parece ser una distribución log-normal aumentada, caracterizada por tres parámetros; esto exige calcular los tres primeros acumulantes de dicha distribución.

Sistemas síncronos (homócronos)

La introducción de centrales digitales conducirá a sistemas de línea MIC temporizados desde un reloj común, trabajando por tanto en sincronismo. Esto puede aumentar la diafonía resultante y reducir los márgenes de funcionamiento. La situación está ya en estudio.

Suma de diafonías

En sistemas que transmiten y reciben por el mismo cable (funcionamiento por cable simple), la limitación predominante suele ser la paradiafonía. Sin embargo, cuando los sentidos de transmisión están separados por una pantalla metálica especial o utilizando distintos cables, el parámetro determinante será la telediafonía. También surgen situaciónes intermedias, en las que entran en juego varios mecanismos. Se han desarrollado, por consiguiente, métodos para sumar las contribuciones individuales en el caso de sistemas plesiócronos y distribuciones log-normales.

Relación entre estadísticas en banda ancha y en monofrecuencia

A menudo se ha caracterizado la diafonía en cables haciendo medidas a una sola frecuencia. Sin embargo, los sistemas MIC en servicio constituyen fuentes de interferencia de banda ancha, y esto puede tenerse en cuenta calculando un factor de corrección constante sobre el valor medio de diafonía. Además puede demostrarse que la desviación típica en banda ancha siempre es igual o menor que en monofrecuencia.

Puesto que la desviación típica de paradiafonía en banda ancha es la más relevante para calcular el llenado de cables con sistemas, la desviación típica en monofrecuencia habrá de corregirse a la baja. Unos cálculos basados en modelos relativamente

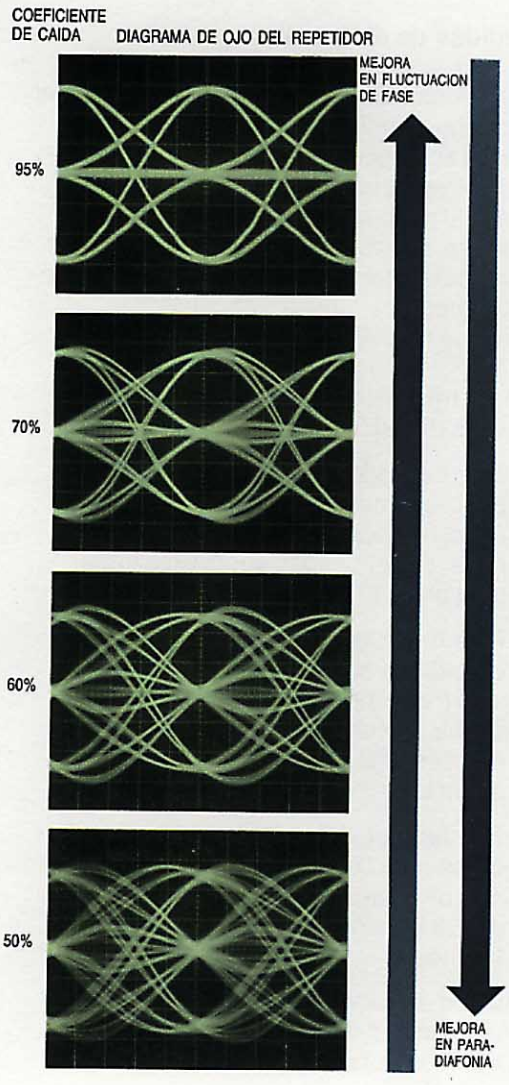


Figura 2
Diagramas de ojo del repetidor para diversos coeficientes de caída.

sencillos, que se remiten a resultados obtenidos prácticamente, sirven como orientación sobre las magnitudes involucradas.

Prestaciones del repetidor

Optimización del igualador

En sistemas sobre pares simétricos es normal transmitir a línea impulsos de anchura mitad. Para regenerar sin errores la señal en el repetidor es preciso igualar, a fin de eliminar la distorsión ocasionada por las pérdidas del cable. Además, hay que limitar la banda para minimizar los efectos de diafonía. Se elige una característica de igualación tal que el espectro de impulsos resultante cumpla el primer criterio de Nyquist, evitando así la interferencia entre símbolos. El coeficiente de caída (roll-off) se escoge entre una infinidad de posibilidades, a modo de compromiso entre las necesarias prestaciones en paradiafonía y telediafonía, la fluctuación de fase resultante a la salida, y la complejidad de instrumentación.

La figura 1 muestra el efecto de la brusquedad de la caída sobre la inmunidad del repetidor a la paradiafonía y telediafonía, en relación con un coseno alzado de caída 100%. Puede obtenerse hasta 5 dB de mejora en paradiafonía adoptando una caída más pronunciada (porcentaje menor), pero a costa de rebajar algo la prestación en telediafonía. Este compromiso es atractivo trabajando sobre cable simple, por ejemplo, donde la mayor limitación es la paradiafonía. La figura 2 muestra diagramas de ojo para distintos coeficientes de caída en el punto de decisión de un repetidor. Aquí, un control cuidadoso de la forma de caída minimiza la degradación, por interferencia entre símbolos, de la apertura de ojo en el instante de decisión y asegura, por tanto, máxima prestación en señal/ruido para el coeficiente de caída elegido.

La forma del ojo recibido en el punto de decisión tiene una influencia importante en las fluctuaciones de fase. La temporización se extrae corrientemente del ojo, y si éste es limpio y ancho habrá escasa interferencia entre símbolos y por tanto pequeñas fluctuaciones. Sin embargo, al acentuar la caída (desde el 100% hacia abajo) para mejorar la prestación en señal/ruido, aumentan considerablemente las fluctuaciones de fase del reloj extraído. La tecnología permite ahora utilizar menores coeficientes de caída empleando circuitos sintonizados estables con un factor Q mayor que el nominal de 57 actualmente asumido por el CCITT.

En la práctica no es posible realizar conformaciones en coseno alzado perfectas. Si la caída se acentúa para mejorar la inmunidad a la paradiafonía, la realización, incluso aproximada, deviene ardua y compleja, exigiendo igualaciones de amplitud y fase. Más aún, la apertura de ojo en el instante de decisión se reduce y se torna más sensible a variaciones en el cable, desviaciones en el reloj y fluctuaciones de fase procedentes de repetidores previos.

Existen conformaciones distintas a las de coseno alzado, que son más fáciles de realizar y consiguen prestaciones casi idénticas en diafonía y fluctuaciones de fase. De hecho, en algunas circunstancias se puede mejorar la característica de diafonía admitiendo cierto grado de interferencia. Así mismo las oscilaciones de fase a veces se reducen cerrando parcialmente el ojo. Tales conformaciones pueden optimizarse mediante simulación por ordenador y se utilizan en la práctica.

Tabla 1 — Causas de deterioro del margen del repetidor y de inexactitudes del equipo de medida

Deterioro	Imperfecciones de diseño del repetidor	Dispersión de la fabricación	Inexactitudes del equipo de medida	Degradaciones en el campo
Causa del cierre del ojo	Igualación Coef. de caída	Respuesta del igualador/ALBO Ganancia del amplificador Umbrales del ALBO Zeners	Simulador de cable	Calibres del cable Aislamiento Temperatura Pot. transmisión*
Efectos adicionales sobre prestaciones en diafonía	—	Umbrales de datos Anchura del impulso de muestreo Temporización del impulso de muestreo	Filtro de conformación Ancho de banda eficaz del medidor Forma gauss. de fuente de ruido Calibración señal/ruido	50 Hz longitudinales Fluctuación de fase*
Efectos adicionales sobre fluctuación de fase	Extracción de reloj	Umbrales de reloj Ajuste de reloj, etc.	Fluctuación de fase (pico a pico y eficaz) Función de transferencia de la fluctuación de fase	Temperatura Envejecimiento

* del repetidor precedente

En el diseño, fabricación e instalación de repetidores ocurren imperfecciones que rebajan las prestaciones con respecto a sus valores teóricos. Ciertas degradaciones reducen la apertura de ojo, lo que normalmente empeora la diafonía y afecta a las fluctuaciones de fase. Otras perjudican directamente a la diafonía y fluctuaciones de fase. La tabla 1 muestra algunos de los factores conducentes a esta pérdida de prestaciones. La degradación global del comportamiento en diafonía debe ser mínima para la máxima longitud de sección, a fin de conseguir el máximo llenado del cable. Se puede aceptar una reducción adicional del margen para líneas medias y cortas en que la diafonía es menos severa, aunque debe preverse una reserva para ruido impulsivo cerca de las centrales.

Valoración de las prestaciones en diafonía

Durante las pruebas de fabricación es importante medir con exactitud las prestaciones en diafonía del repetidor, pues 3 dB de pérdida en inmunidad a la diafonía pueden llevar a reducir a la mitad la capacidad de llenado del cable. El repetidor debe tratarse como una "caja negra", en todas las medidas. Las conexiones internas (p. ej., para observar el diagrama de ojo) sólo se necesitan para encontrar averías. Los variados efectos que no se evidencian en el ojo, tales como umbrales desplazados y fluctuaciones de fase, sólo pueden determinarse entre la entrada y la salida del repetidor.

La amplia instalación de STL para prueba de cables y modelado por ordenador[5] ha sido de inestimable valor, permitiendo optimizar diseños de repetidores para toda una gama de condiciones prácticas comunes. La amplia variedad de cables y características de diafonía encontrada en la práctica dificulta la identificación de condiciones representativas utilizables por equipos de prueba comerciales.

Los fabricantes están ya reduciendo las incertidumbres indicadas en la tabla 1, en cuanto a equipos medidores de diafonía en repetidores. Se ha descrito un método adecuado de calibración[6], y se ha producido un notable avance en una contribución al CCITT[7], la cual define un procedimiento de calibración para el factor de ruido de paradiafonía y relaciona prestaciones de repetidores con necesidades de planificación.

Medidas del margen en el campo

Conforme aumenta el número de sistemas instalados es más deseable medir el margen en el campo para establecer que las premisas de planificación aún tienen validez. ITT ha adoptado la técnica sencilla pero eficaz ilustrada en la figura 3, donde se

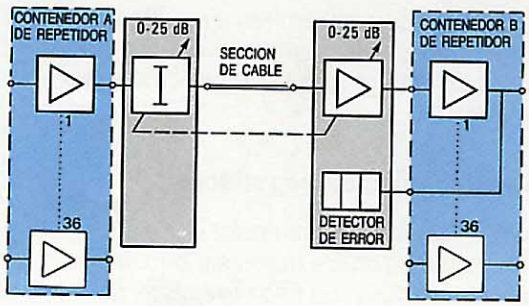


Figura 3
Montaje de prueba para efectuar medidas de margen en el campo.

emplea una caja de prueba apropiada en cada extremo de la sección de repetición a probar. La señal de origen se atenúa antes de pasar a línea, y, tras atravesar ésta, se amplifica en una medida igual antes de atacar al repetidor en prueba. Este proceso amplifica toda diafonía externa y todo ruido procedente de otros sistemas que operen en el cable. El grado de atenuación y amplificación necesario para producir la tasa de error binario deseada es una medida directa del margen de esta sección de repetición.

Códigos con ancho de banda reducido

Las prestaciones de paradiafonía del repetidor pueden mejorarse empleando códigos de línea con menos redundancia y por tanto con velocidad de modulación menor que la del HDB3. El aumento de inmunidad a la paradiafonía que supone el código 4B-3T frente al HDB3 (siendo los coeficientes de caida del 80% y 100%, respectivamente) está representado en la figura 4. Este código puede, pues, emplearse para aumentar el llenado de los cables, la longitud de las secciones o el número de canales por sistema. ITT tiene siete años de experiencia en los Estados Unidos con sistemas de 48 canales sobre pares de audio descargados[8], sustituyendo en muchos casos a sistemas T1 de 24 canales.

Las degradaciones en el campo pueden ser más severas con los códigos 4B-3T,

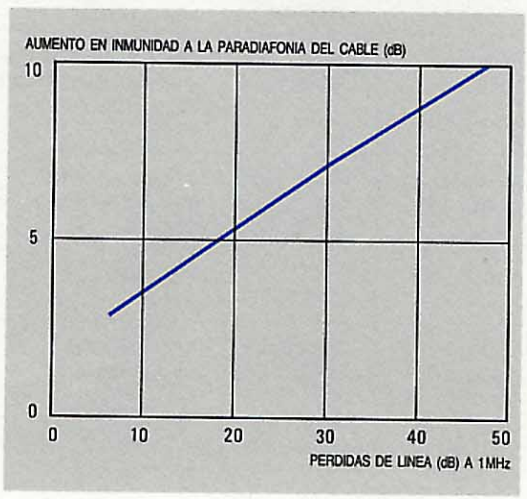


Figura 4
Aumento en inmunidad a la paradiafonía del cable al cambiar de código HDB3 a 4B-3T con tráfico aleatorio.

más complejos, que con los AMI o HDB3. Es posible que se reduzca la apertura de ojo si esto no se previene en el diseño. Los repetidores que emplean estos códigos contienen ahora circuitos de igualación más sofisticados, que mantienen abierto el ojo bajo una gran variedad de condiciones de campo y de cables, y que pueden reducir las pérdidas por el deterioro en el campo por debajo de las de los sistemas con AMI o HDB3.

Productos de línea primarios en el presente

En los 20 años transcurridos desde la introducción de los sistemas MIC de 24 canales por cable de pares simétricos, han entrado en servicio sistemas que ofrecen diferente capacidad de canales, los cuales se agrupan en dos categorías que corresponden a las dos jerarquías adoptadas por el CCITT para aplicaciones europeas y norteamericanas. La tabla 2 indica la variedad de sistemas actualmente funcionando en el mundo.

La mayoría de los sistemas que se instalan en Europa son de 32 canales, con código de línea HDB3. Estos sistemas funcionan satisfactoriamente en cables instalados, pero están típicamente limitados por paradiafonía a una pérdida máxima en línea de alrededor de 36 dB a 1 MHz (1800 m aproximadamente). En cables donde la diafonía es excesiva o desconocida puede adoptarse una menor separación entre repetidores para no tener que seleccionar los pares. Si la diafonía es baja, entonces son admisibles pérdidas hasta de 42 dB o más. Un diseño ITT de un repetidor de 2 Mbit s^{-1} para este caso, original de Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes, Bélgica, incorpora circuitos LSI para reducir la complejidad y el coste del repetidor, y aumentar su fiabilidad en el campo (fotografía en página 180).

En el Reino Unido, las medidas de tipo simultáneo han mostrado que los cables de cuadretes y papel instalados exhiben elevada diafonía combinada con altas atenuaciones entre seccionamientos de bobinas de carga. Empleando HDB3, el cable no puede, pues, soportar más que un limitado número de sistemas[9]. Un cambio a MS43 (un código del tipo 4B-3T) permite bajar la velocidad de modulación, lo que reduce la potencia de interferencia por diafonía y puede proporcionar un considerable aumento del llenado permisible del cable. Estos repetidores de nueva generación se están ahora suministrando comercialmente por Standard Telephones and Cables.

En algunos países europeos, el tráfico requiere menos de 32 canales en rutas largas. Esto puede satisfacerse con sistemas de 10 canales, utilizando HDB3 a 704 kbit s^{-1}. Esta velocidad menor reduce considerablemente la diafonía y permite mayor separación entre repetidores. En otra parte de esta revista se describe un sistema tal fabricado en Noruega por Standard Telephon og Kabelfabrik[11].

En Norte América hay numerosos sistemas T1 de 24 canales instalados en cables de pares en unidades, para los que la limitación es en muchos casos la diafonía en el cableado del contenedor[10]. Dado el elevado número de sistemas empleados, se han introducido repetidores de bajo consumo con nuevos dispositivos LSI. En ciertos cables, de menor paradiafonía, pueden emplearse repetidores T1C de 48 canales. Ejemplo son los cables de gran número de pares, donde pueden separarse más los pares de ida y de vuelta, y los cables con una pantalla interior. Otros métodos para reducir la paradiafonía incluyen la adopción de códigos de anchura de banda reducida en vez de AMI. Los tres últimos sistemas de la tabla 2 están diseñados para duplicar en muchos casos la capacidad de rutas T1 existentes. ITT suministra el repetidor equivalente al T1 y el T148C (fotografía en pág. 181). El último es un sustitutivo enchufable del T1 y utiliza código de línea 4B-3T para conseguir las elevadas prestaciones necesarias[8]. En los extremos de la ruta se instalan sendos repetidores de conversión con accesos de interfaz T1C.

Aplicaciones futuras

Con el advenimiento de la conmutación digital, se prevé un gran incremento en el número de sistemas de línea primarios. Para proporcionar el elevado llenado de cable necesario al mínimo coste se están revisando todos los aspectos implicados en la realización de sistemas. Se está refinando

Tabla 2 — Sistemas europeos y norteamericanos para cables de pares trenzados

Jerarquía	Número de canales	Velocidad en el interfaz (kbit s^{-1})	Código de línea	Velocidad en línea (kbaudios)
Europea	10	704	HDB3	704
	32	2048	HDB3	2048
			MS43	1536
Norte-americana	24	1544	AMI (T1)	1544
			AMI (T1C)	3152
	48	3152	4B-3T (T148C)	2364
			Duobinario modificado	3152
			Duobinario (T1D)	3152

la precisión de las reglas que gobiernan la planificación del llenado de cables. En caso necesario, se ha mejorado la paradiafonía con cables nuevos, permitiendo aumentar la máxima separación entre repetidores. Los avances en el diseño y en el funcionamiento en campo de los repetidores permiten a las Administraciones y compañías explotadoras aprovecharse plenamente de estas mejoras. Además, los recientes diseños de repetidores para cables de pares existentes ofrecen características notablemente superiores en diafonía y los incrementos consiguientes en el llenado de cable permisible. Como alternativa, estas mejoras pueden aplicarse a aumentar la separación máxima entre repetidores y reducir el número de éstos necesario en una ruta. Otros desarrollos en curso permitirán superar los efectos del ruido impulsivo y de la planta inferior de cables. Ello podría ayudar a extender el uso de portadores y concentradores MIC en el área local.

Referencias

1 M. Beasley y E. S. Usher: Departure of Repeater Housing Crosstalk from the Gaussian Amplitude Distribution: *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers Part F, Communications, Radar and Signal Processing,* febrero 1982, volumen 129, nº 1, págs. 7–18.

2 E. S. Usher, R. J. Catchpole y M. Beasley: Analysis of Cable Crosstalk Data for Maximizing PCM System Application: *International Zurich Seminar on Digital Communications,* 1978. También en *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Communications,* noviembre 1979, volumen COM-23, nº 11, págs. 1737–1745.

3 M. Beasley y E. S. Usher: Use and Extrapolation of Barrage Measurements in Formulating PCM Planning Rules: *Proceedings of the Institution od Electrical Engineers, Part F, Communications, Radar and Signal Processing,* agosto 1981, volumen 128, nº 4, págs. 203–210.

4 R. D. Hall y J. Whetter: The Application of 2 Mbit s^{-1} Digital Line Systems to Symmetric Pair Cables: *Proceedings of the Second International Conference on Telecommunication Transmission – into the Digital Era,* Londres, 17–20 marzo 1981, Institution of Electrical Engineers Conference Publication nº 193, 1981, págs. 164–167.

5 R. F. Rous y J. D. Weston: Evaluación de las características de los cables de abonado: *Comunicaciones Eléctricas,* 1981, volumen 56, nº 1, págs. 80–86.

6 R. J. Catchpole y P. J. Dyke: Design and Assessment of Primary PCM Line Repeaters: *Proceedings of the Second International Conference on Telecommunication Transmission – into the Digital Era,* Londres, 17–20 marzo 1981, Institution of Electrical Engineers, Conference Publication nº 193, 1981, págs. 168–172.

7 Crosstalk Noise Figures: *Australian Telecom CCITT Contribution,* Study Group XV 51, diciembre 1981.

8 E. E. Schnegelberger y P. T. Griffiths: 48 PCM Channels on T1 Facilities: *Proceedings of the National Electronics Conference,* Chicago, 6–8 octubre 1975, págs. 201–203.

9 J. Whetter: The Provision of 2 Mbit/s Digital Line Systems on Symmetric Pair Cables: *Proceedings of CommunicAsia '81,* Singapore, 9–12 diciembre 1981.

10 T-Carrier Characterization: *Bell System Technical Journal,* julio–agosto 1981, volumen 60, nº 6, parte 1, págs. 929–1026.

11 T. Henriksen, O. Kvingedal y B. Solberg: Sistema de modulación de impulsos codificados de 10 canales: *Comunicaciones Eléctricas,* 1982, volumen 57, nº 3, págs. 259–264 (en este número).

Richard J. Catchpole nació en Inglaterra en 1943, y se graduó por la Universidad de Cambridge en 1965. En 1966 recibió el grado Master del Instituto Tecnológico de Massachussetts. Después de tres años en al laboratorio de investigación de English Electric Computers ingresó en STL, donde trabaja desde hace catorce años en transmisión digital en línea. Ha promovido técnicas para repetidores regenerativos, incluyendo igualación, el código 6B-4T y localización de averías. Durante los tres últimos años ha sido jefe de departamento, responsable de sistemas de línea terrestre.

Peter Dyke nació en Londres, en 1947. Fue patrocinado por STL para estudiar en la City University, y se graduó BSc en ingeniería y electrónica en 1970. Ingresó entonces en la división de conmutación electrónica de STC, trabajando en el diseño detallado de centrales TXE4. Se inició en los sistemas de transmisión en Pye TMC Ltd, con el diseño de multiplexores de 120 Mbit s^{-1}. Desde su entrada en STL en 1976 se ha encargado de coordinar la investigación sobre sistemas de línea primarios, incluyendo el diseño de repetidores y consecución de LSI asociados para toda ITT. Ahora dirige un departamento que trabaja en sistemas de banda ancha.

E. S. Usher nació en 1931 en Coventry, Inglaterra. Obtuvo un BSc en la Universidad de Liverpool en 1952. Ingresó en el grupo de planificación de sistemas de STL en 1956, y en 1968 fue nombrado jefe del departamento de sistemas especiales de la división correspondiente. Como tal, participó en estudios de redes de comunicaciones militares y asesoría de sistemas para otras compañías ITT y organizaciones ajenas. Tres años después fue transferido al grupo de transmisión de la división, donde se ocupa de estudios técnicos y económicos de sistemas de transmisión, incluidos sistemas digitales por cable y fibra óptica para redes públicas. El Sr. Usher es miembro de la Institution of Electrical Engineers.

Evolución de los módems de datos

La tecnología de los módems evoluciona rápidamente, a medida que el bajo coste de los microprocesadores permite mejorar la flexibilidad de aplicación de los primeros e incorporar eficaces medios de diagnóstico. Nuevos progresos harán realidad módems hasta de 9600 bit s^{-1}, en una sola pastilla.

H. Nyman
Standard Radio & Telefon, Estocolmo, Suecia
F. Salcedo
Standard Eléctrica S.A., Madrid, España
J. T. L. Sharpe
C. W. Tarry
Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Inglaterra

Introducción

La necesidad de mejorar la utilización de los canales telefónicos para transmitir datos ha impulsado el desarrollo de modernos módems de alta velocidad que realizan muchas más funciones que la simple modulación y demodulación. Típicamente un transmisor de módem conforma el espectro y limita la banda de señal transmitida, aleatorizando los datos para asegurar una dispersión de energía constante a lo ancho del espectro de frecuencia y facilitar la extracción de reloj. La codificación multinivel en módems de alta velocidad mejora también la utilización de la banda.

Los receptores de los módems ayudan a superar las imperfecciones de los canales de transmisión mediante la incorporación de igualadores autoadaptables para compensar las distorsiones de amplitud y retardo, de bucles de enganche de fase (PLL) especiales para recuperar la portadora y así superar los adversos efectos de los desplazamientos de frecuencias y fluctuaciones de fase, y de ingeniosos algoritmos de extracción de reloj que determinan los instantes óptimos de muestreo de señales muy distorsionadas. Los módems también incluyen sofisticados medios de diagnóstico para identificar defectos.

Los módems digitales se introdujeron por primera vez a comienzos de los 70, cuando empezó a ser rentable el diseño a medida de circuitos digitales LSI (integración a gran escala). Sin embargo, aunque éstos redujeran el tamaño, consumo y coste de los equipos, carecían de flexibilidad y su empleo añadía 12 meses o más a los plazos de desarrollo. La cuestión era si un microprocesador, con su flexibilidad inherente, podría superar estos problemas.

El primer módem con microprocesador se anunció en 1976; incorporaba un microprocesador bipolar de porciones de palabra (bit slice), con la flexibilidad necesaria pero relativamente grande y de alto consumo. En aquel tiempo los microprocesadores con tecnología NMOS ofrecían niveles de integración mucho mayores y menores consumos de energía, pero carecían de la potencia de cálculo requerida para el proceso digital de señales. Sin embargo la evolución de los semiconductores anunciaba una mejora rápida de dicha tecnología en velocidad y nivel de integración, revelándose como opción natural en la que basar el diseño de módems de ITT. Esto se hizo en dos frentes. Primero se investigaron los algoritmos necesarios para realizar las funciones de los módems de datos y se optimizó la estructura para microprograma-

Módem de datos ITT 2089 para 9600, 7200 y 4800 bit s^{-1}.

ción, mejorándose mucho la capacidad de los microprocesadores normales en operaciones de PDS (proceso digital de señales), gracias al avance de las técnicas de programación. En segundo lugar, se desarrolló un microprocesador especializado, con instrucciones y arquitectura optimizadas para PDS.

Módem FSK de coste reducido, con microprocesador

Se desarrolló este módem para un terminal de tarjetas de crédito de American Express, fabricado por Standard Telephones and Cables; se conecta a los circuitos del terminal y, bien a una línea simple a 2 hilos de la red pública del Reino Unido, o bien a una línea arrendada de 2 ó 4 hilos.

El terminal de tarjetas de crédito necesita un módem semidúplex asíncrono de coste reducido, que trabaje a 1200 bit s^{-1}, con velocidad de reserva de 600 bit s^{-1} para líneas de calidad deficientes. Para funcionar en la red pública se requiere llamada automática (marcación por aperturas de bucle) y respuesta automática, además de un control manual de la conexión del módem a línea. El módem cumple las recomendaciones V.23 y V.25 del CCITT y emplea modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK).

Como el módem y el terminal se diseñaron por separado, se adoptó un interfaz estándar bien definido. Para el control del módem y la transferencia de información entre éste y el terminal en la llamada automática, se utilizan los protocolos especificados en la Recomendación V.24 del CCITT. Aunque el módem pueda realizar varias funciones, sólo se requiere una en cada momento. El empleo de un microprocesador es ideal, no sólo para controlar el módem sino también para la modulación, demodulación, marcación por aperturas de bucle, y generación de tonos para llamada y respuesta automáticas.

El módem está diseñado en torno a un microprocesador Intel 8049 de una sola pastilla, que trabaja a 10,962 MHz y contiene una ROM (memoria de sólo lectura) de encargo, de 2048 octetos. El sistema procesador (microprocesador más periféricos) incluye expansores de entradas-salidas para el interfaz con los circuitos del terminal, los del resto del módem, y los controles y opciones preestablecidas que gobierna el usuario.

Se emplean circuitos análogicos para el resto de las funciones del módem: filtros de transmisión y recepción, interfaz de línea telefónica y detectores de señal de timbre, corriente continua de línea, tono de respuesta, señal de línea y cruces por cero de ésta. Para alcanzar la necesaria capacidad de proceso se utilizan ampliamente técnicas de tabulación.

Descripción

La figura 1 es un diagrama de bloques del módem. El procesador se interconecta con el terminal y con el resto de circuitos del módem. Hay opciones, seleccionables por puentes en las rutinas de transmisión y recepción (principalmente para prefijar la duración de los períodos de entrenamiento, en los que se transmiten señales de inicialización) y en el microprograma de marcación automática. Durante la ejecución de las rutinas de conexión a línea, el procesador también accede a dos controles de operador, a un pulsador para conexión del módem a línea y a un conmutador que selecciona respuesta manual o automática.

La señal del transmisor que genera el procesador (tanto la portadora modulada como los tonos de llamada y respuesta) se aplica al convertidor digital-analógico en forma de una serie de muestras de 5 bitios. La salida del convertidor se filtra luego en paso-bajo para reducir la energía fuera de banda, se amplifica y se envía a línea por el interfaz correspondiente.

Los detectores de señal de timbre y de corriente de línea incorporan optoacopladores para mantener el aislamiento de seguridad entre el módem y la línea telefónica.

La señal procedente de línea se filtra para reducir el ruido fuera de banda. El limitador y parte de la lógica de entrada al receptor forman el detector de cruces por cero. La referida lógica también genera el reloj para el contador de recepción, el cual se utiliza para determinar los intervalos entre instantes sucesivos de voltaje nulo (cruces por cero) de la señal recibida por la línea. El detector de señal de línea se excita con la salida del filtro paso-banda. El filtro de detección de tono de respuesta, que usa la primera etapa del filtro paso-banda, es capaz de reconocer dicho tono, de 2100 Hz, aun estando presente el tono de llamada de 1300 Hz.

Funcionamiento

Tras ejecutarse las rutinas de inicialización con el encendido, el funcionamiento del módem comprende tres partes: conexión a línea, transmisión y recepción. Una vez completada alguna de las rutinas de conexión a línea, el módem puede transmitir o recibir, según seleccionen las entradas de control desde el terminal.

Cuatro son las condiciones de entrada al procesador que pueden iniciar rutinas de conexión del módem a línea:

- Condición *CERRADO* aplicada por el terminal al interfaz *conectar equipo de datos a línea.* Esto conecta inmediatamente el módem a línea en líneas arrendadas.
- Detección de señal de timbre, que provoca la conexión del módem a línea si se ha seleccionado respuesta automática y el terminal está presto para transmitir o recibir datos. Si el modo de respuesta es manual, el módem se conecta a línea accionando el pulsador.
- Detección de corriente continua en línea, que indica que el aparato telefónico está descolgado. Si entonces se actúa el pulsador para conectar el módem a línea, no se envía tono de respuesta.
- Condición *CERRADO* aplicada por el terminal al interfaz *petición de llamada,* indicando que se necesitan las rutinas de marcación automática. La comunicación de datos puede efectuarse tras dicha marcación y la recepción del tono de respuesta.

En el caso de rutinas de transmisión de datos, el modulador sintetiza una sinusoide mediante 12 muestras de 5 bitios equiespaciadas por ciclo. El ritmo al que se sacan estas muestras determina la frecuencia de la señal transmitida. Para 1200 bit s^{-1}, las frecuencias son 1300 y 2100 Hz, que representan *1* y *0* lógicos, respectivamente. Para la velocidad de reserva de 600 bit s^{-1}, estas frecuencias son 1300 y 1700 Hz.

Durante las rutinas de recepción de datos, el demodulador del receptor trabaja sobre los cruces por cero de la señal de línea filtrada. Si el intervalo entre cruces sucesivos es igual a un semiperiodo de una de las frecuencias características, la polaridad de los datos será constante durante el mismo. Sin embargo, si el intervalo se encuentra entre los semiperiodos de las dos frecuencias características, es que la polaridad de los datos ha cambiado entre los dos instantes de cruce por cero. Conociendo el intervalo y el sentido del cambio de frecuencia, es posible calcular la posición del cambio de polaridad de los datos. La rutina de demodulación utiliza tres intervalos de cruce por cero sucesivos para calcular los datos recibidos. Esta detección de cruces no necesita control automático de ganancia.

Módem de 4800 bit s^{-1}

El módem de datos TH-4800 E funciona a 4800 bit s^{-1} sobre circuitos telefónicos y tiene una velocidad de reserva de 2400 bit s^{-1}. Cumple las recomendaciones del CCITT, en particular la V.27 *bis* para funcionamiento sobre circuitos alquilados y la V.27 *ter* para la red pública conmutada.

El método de modulación es DPSK (desplazamiento de fase diferencial) de 8 niveles, y DPSK de 4 niveles para la velocidad de reserva. Los bitios se empaquetan en grupos de tres, denominados tribitios (de dos, o dibitios, para la velocidad de reserva), los cuales determinan entre ocho (cuatro) posibles valores el cambio de fase que debe introducirse en la portadora de 1800 Hz. Dado que el cambio de fase ocurre cada tres (dos) bitios, la velocidad de modulación de la portadora es de hecho 1600 (1200) baudios.

El espectro está limitado a la banda entre 600 y 3000 Hz y es idénticamente conformado por el transmisor y el receptor según una ley de coseno alzado con el correspondiente coeficiente de caída. El receptor incorpora igualación automática autoadaptable, haciendo innecesario acondicionar la línea y permitiendo trabajar sobre la red pública conmutada. Los aleatorizadores y las secuencias de entrenamiento cumplen las recomendaciones del CCITT.

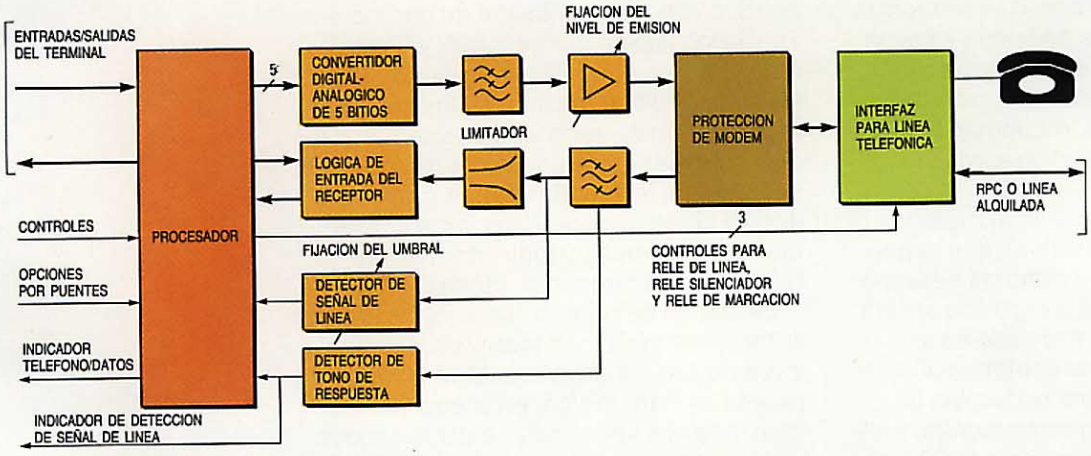


Figura 1
Diagrama de bloques de un módem FSK de coste reducido.
RPC - red pública conmutada.

Realización del equipo

El módem de datos TH-4800E está construido con tarjetas enchufables (unidades) que se hacen corresponder con estratos funcionales como indica la figura 2. Los estratos de proceso e interfaz (Fig. 2a) constituyen un módem V.27 *bis* completo, apto para trabajar con líneas telefónicas punto a punto o multipunto, sin acondicionar. Si se precisa un canal secundario, se añadirá a modo de tercer estrato (Fig. 2b). Para funcionar con la red pública se añade una unidad de control de red conmutada sobre los estratos de proceso e interfaz (Fig. 2c). Si una vez más se necesita un canal secundario, podrá éste introducirse entre las unidades de interfaz y de control de red conmutada (Fig. 2d).

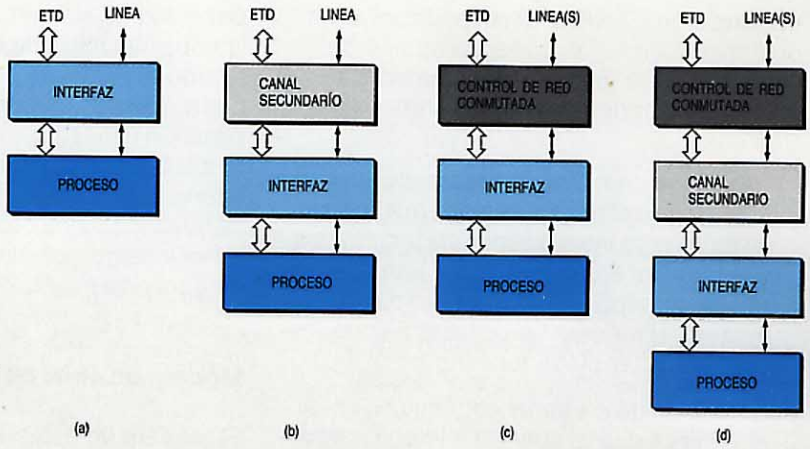


Figura 2
Estructura funcional estratificada del módem de datos TH-4800E.

Unidad de proceso

La unidad de proceso (Fig. 3) es el estrato más profundo del módem; como tal es responsable de la conversión de los datos-serie binarios en señales de banda vocal, y viceversa, bajo control del estrato superior. Así, pues, la tarjeta de proceso genera todas las señales de línea, incluidos mensajes de entrenamiento para el receptor distante, a partir de los datos de entrada y de las señales de control. En el sentido opuesto, la unidad de proceso se sincroniza con la señal procedente de línea y detecta los datos binarios empleando varias técnicas de proceso de señal, como control automático de ganancia, recuperación de portadora y reloj, e igualación autoadaptable.

Los datos de entrada se aleatorizan y agrupan en tribitios (o dibitios), que seguidamente se codifican en cambios de fase y se aplican a un sintetizador digital de señal a efectos de la modulación en fase de la portadora y del filtrado de conformación del espectro. La salida es una secuencia de valores codificados (correspondientes a la señal real de línea muestreada a 9600 Hz), que se aplican a un convertidor digital-analógico y después se envían al interfaz (estrato superior).

El receptor está construido en torno a dos circuitos LSI que, junto con memorias de acceso aleatorio y de sólo lectura, y algunos circuitos discretos, forman un eficiente microprocesador adecuado para el tratamiento de señales de banda vocal. La señal recibida de la línea a través del interfaz, pasa por un amplificador de ganancia variable, se muestrea a 9600 Hz, se codifica y se inyecta directamente en el microprocesador.

Todos los mecanismos de detección están instrumentados dentro del microprocesador mediante algoritmos que realizan las funciones indicadas en la figura 3. El detector de señal de línea indica al microprocesador si el nivel de dicha señal supera o no el umbral de detección. El amplificador de ganancia variable se ajusta automáticamente de modo que la amplitud de la señal muestreada y codificada se sitúe entre límites apropiados. Se filtran entonces las muestras de señal para completar la conformación de espectro, y se demodulan linealmente con dos portadoras desfasadas 90°. Las señales en banda base resultantes, *I* y *Q* (en fase y en cuadratura), se introducen en un igualador autoadaptable, que consta de una parte lineal previa seguida de una sección con realimentación de decisiones. Tras la igualación, las señales *I* y *Q* se detectan y se decodifican en cambios de fase y en tribitios (o dibitios), los cuales se pasan a formato serie y se desaleatorizan.

Durante la detección se calcula la relación señal/ruido, indicando cuando caiga por debajo de un nivel predeterminado. Los datos recuperados y toda información relevante se entregan al interfaz.

La unidad de proceso tiene capacidad de autocomprobación en local y de extremo a extremo. Un conmutador activa el modo de prueba en transmisión, en el cual se transmite una secuencia de datos seudoaleatoria; un segundo conmutador activa el modo de prueba en recepción, controlando todo error en la secuencia de datos recibida. Estos conmutadores, junto con los que en el interfaz controlan los bucles de prueba, permiten las pruebas funcionales sin necesidad de equipo adicional, haciendo bucles locales o remotos (2 ó 4 hilos).

Unidad de interfaz

La unidad de interfaz es responsable ante todo de adaptar las señales de la unidad de proceso al ETD (equipo terminal de datos) y a la línea. Da al operador medios de supervisión, prueba y control, presentando un interfaz definido con posibles estratos superiores.

La señal modulada que viene de la unidad de proceso (Fig. 3), pasa por un filtro

que suprime los armónicos de la conversión digital-analógico y limpia la banda inferior a 600 Hz para poder insertar un canal secundario en el sumador que sigue al atenuador. Recíprocamente, el filtro de ruido en el camino de recepción rechaza la banda inferior a 600 Hz para poder segregar un canal secundario a la entrada de este filtro.

Los bucles de prueba *1* y *2* en el adaptador de interfaz para el ETD, así como los bucles de prueba *3* y *4* en el circuito de línea de 2/4 hilos, cumplen la Recomendación V.54 del CCITT y pueden controlarse mediante conmutadores en el frontal de la unidad. El bucle *3* puede también controlarse a través del interfaz del ETD.

Unidades opcionales

El número y tipo de unidades opcionales que pueden añadirse dentro de la estructura estratificada no está, en principio, limitado. Ejemplos son las unidades de canal secundario, de voz/datos, de prueba remota y de control de red conmutada.

La unidad de canal secundario encaja en el estrato inmediato superior al módem básico (Fig. 2, b y d); incorpora un módem FSK de 75 baudios que utiliza la banda inferior a 600 Hz para proporcionar un canal auxiliar o de retorno simultáneo al canal principal.

Los circuitos para bucles de prueba *1* y *2* se activan automáticamente bajo control del módem básico. En funcionamiento a 2 hilos, el bucle *2* se sustituye de modo automático por el seudobucle *2*, definido en la Recomendación V.54 del CCITT.

Los operadores de circuitos arrendados de datos necesitan a veces hablar por la línea: ello es posible utilizando la unidad de voz/datos, la cual provee un sistema de señalización (para enviar y recibir llamadas de operador) así como circuitos de conexión con un teléfono normal. La unidad incorpora un pulsador de llamada y un conmutador para asignar la línea a voz o a datos. La recepción de llamada se indica visualmente en el frontal y acústicamente con un zumbador. Otra versión de esta unidad ofrece direccionamiento de órdenes para llamada y bucles de prueba remotos en circuitos multipunto. Cualquiera de estas unidades encaja en el estrato inmediato superior al canal secundario o, de no existir éste, directamente sobre el módem básico.

Cuando un módem va a funcionar en la red pública conmutada, tiene que seguir un protocolo de conexión (definido en la Recomendación V.25 del CCITT) antes de comenzar la transmisión de datos. Se ocupa de este protocolo la unidad de control de red conmutada, situada en el estrato más alto. De esta unidad, basada en microprocesador, existen dos versiones: una dotada de respuesta y desconexión automáticas, y otra que además puede hacer llamada automática. Ambas versiones tienen conmutadores en el frontal para controlar el

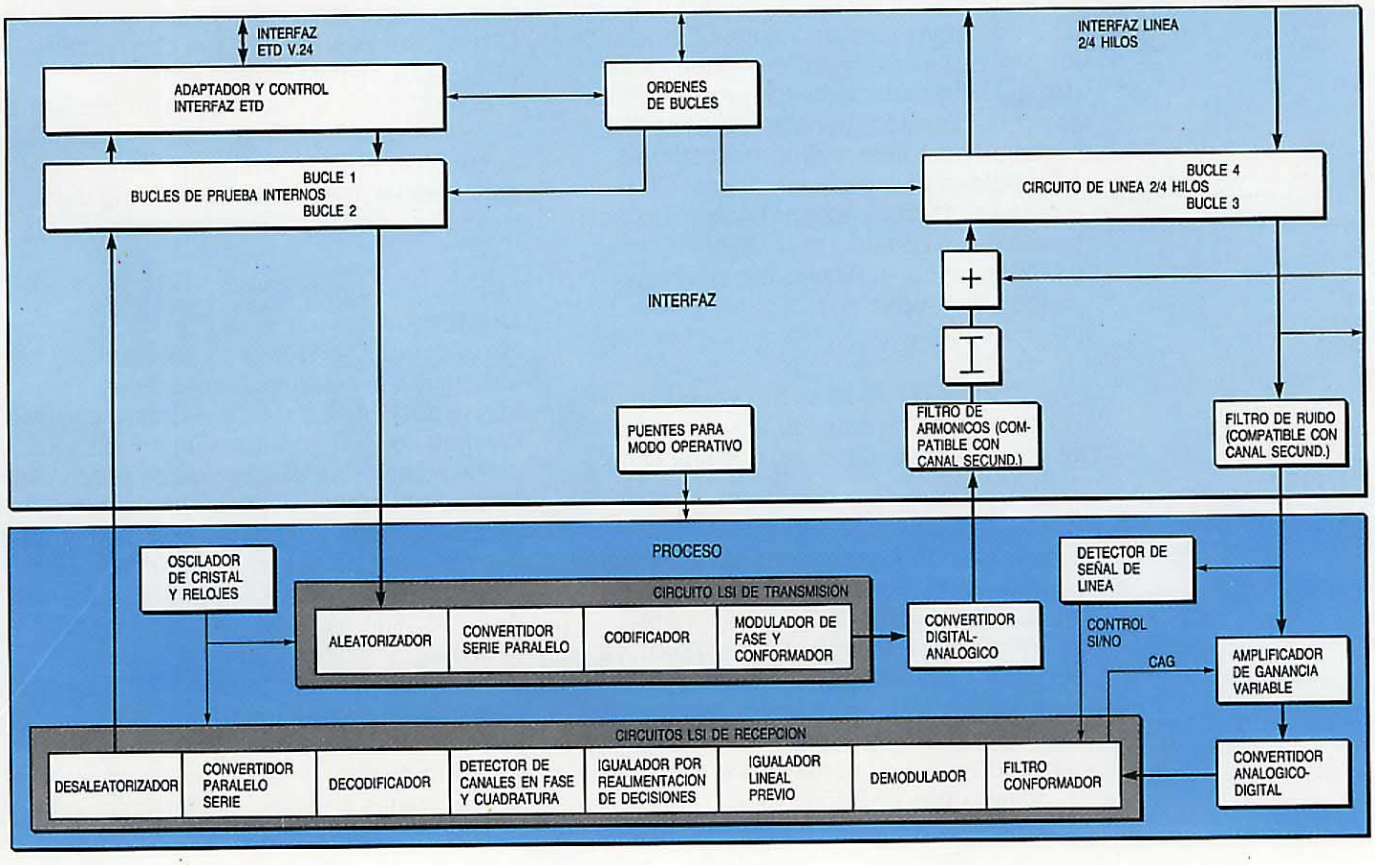


Figura 3
Diagrama de bloques del módem básico TH-4800E (unidades de proceso y de interfaz).

modo de conexión a la red telefónica conmutada, además de un conmutador para inhibir la unidad. En esta situación se prescinde de la unidad, el módem queda desconectado de la red pública y en su lugar se conecta a una línea arrendada. Esta facilidad permite utilizar la red pública conmutada como reserva en caso de fallo de la línea arrendada.

Módem de 9600 bit s^{-1}

En 1976, Standard Telecommunication Laboratories y SRT (Standard Radio & Telefon) estudiaron el empleo de QAM (modulación de amplitud en cuadratura) en módems de datos, evaluando diversas técnicas de igualación autoadaptable y de recuperación de reloj. Así, cuando el CCITT definió la Recomendación V.29 para módems de 9600 bit s^{-1} en líneas arrendadas, SRT estaba preparada para acometer el desarrollo.

Dado que las técnicas de igualación desarrolladas eran prometedoras, el objetivo se situó más allá de la operación con líneas arrendadas, en el contexto de la red conmutada que sirve como medio para restablecer el funcionamiento de la red de datos si aquellas líneas fallan. Se necesitaba una solución flexible a fin de poder adaptar fácilmente el módem a nuevas exigencias de los clientes. También hubo que incluir en el módem medios de diagnóstico versátiles.

La única solución satisfactoria fue el uso de un sistema microprocesador. Estudiando los procesadores de señal existentes se decidió desarrollar circuitos programables para el procesador principal de señal del receptor y emplear microprocesadores comerciales para otras funciones. Un estudio de factibilidad condujo a la especificación de un conjunto procesador diseñado a propósito, construido sobre cuatro circuitos LSI y capaz de realizar 1,5 millones por segundo de multiplicaciones complejas de 16 bitios.

El módem ITT 2089 se ha probado en varios países y ha demostrado unas prestaciones excelentes, incluso con líneas muy degradadas.

Especificación y características principales

El módem de datos 2089 cumple la Recomendación V.29 del CCITT para transmisión síncrona a 9600, 7200 y 4800 bit s^{-1} por líneas telefónicas arrendadas de 4 hilos. Puede añadírsele un multiplexor de 4 canales que simula el control de portadora para cada canal, soportando así todas las combinaciones de 2400, 4800, 7200 y 9600 bit s^{-1}.

Una facilidad de línea conmutada de reserva simple o doble permite restablecer un circuito por la red telefónica pública en caso de avería o degradación de la línea arrendada. La restauración tanto puede ser a 2 hilos como a 4 hilos, para funcionamiento en semidúplex o dúplex total, respectivamente. El módem 2089 también ofrece control manual por marcación o totalmente automático para lugares desatendidos.

Un potente igualador autoadaptable permite la transmisión de datos a alta velocidad por líneas sin acondicionar, reduciendo así los costes de alquiler y mejorando normalmente la disponibilidad.

Además del tiempo de entrenamiento normal CCITT de 253 ms, el módem 2089 tiene una opción por puente que da un tiempo de entrenamiento de sólo 27 ms, requisito previo para la eficacia de la transmisión de datos en redes multipunto con interrogación.

El cambio de velocidad en el módem maestro de una red ajusta automáticamente la velocidad de los módems esclavos remotos. Las instrucciones desde el controlador de comunicaciones por intermedio del selector de velocidad del interfaz provocan el cambio de todos los módems a la nueva velocidad sin intervención manual.

El módem 2089 puede trabajar en una gran variedad de configuraciones de red, incluyendo: líneas arrendadas (a 2 ó 4 hilos, semidúplex o dúplex total, punto a punto o multipunto), utilizando la red pública conmutada como reserva; líneas conmutadas (2 hilos, semidúplex); líneas conmutadas (2 × 2 hilos, dúplex total).

En el módem se integra una amplia gama de facilidades de diagnóstico; las pruebas pueden controlarse manualmente desde el panel frontal, o desde el terminal de datos asociado a través del interfaz de datos.

Desarrollo

Un desarrollo de tal complejidad exigió un importante esfuerzo en varias áreas. Hubo que especificar y definir la estructura y los códigos de operación para un sofisticado procesador de señal, diseñado a propósito. También hubo que producir emuladores para programas y circuitos, así como otras herramientas de desarrollo, y se fabricaron tres nuevos circuitos LSI programables distintos. Además se necesitaron medios para programación y depuración de tres microprocesadores comerciales. Durante el desarrollo se produjeron varios algoritmos innovadores para igualación y recuperación de portadora, lo cual es una razón de las buenas prestaciones en líneas que han sufrido deterioro.

Un problema fue definir qué medios de diagnóstico había que proveer, dado que el diseño ofrecía muchas posibilidades. Además, el equipo de desarrollo tenía que apoyar al área de fabricación en la implantación de una línea de producción nueva para esta clase de equipos basados en procesadores. Se exigía un elevado nivel de automatización y había que escribir muchos programas de soporte para los medios de producción.

Descripción funcional

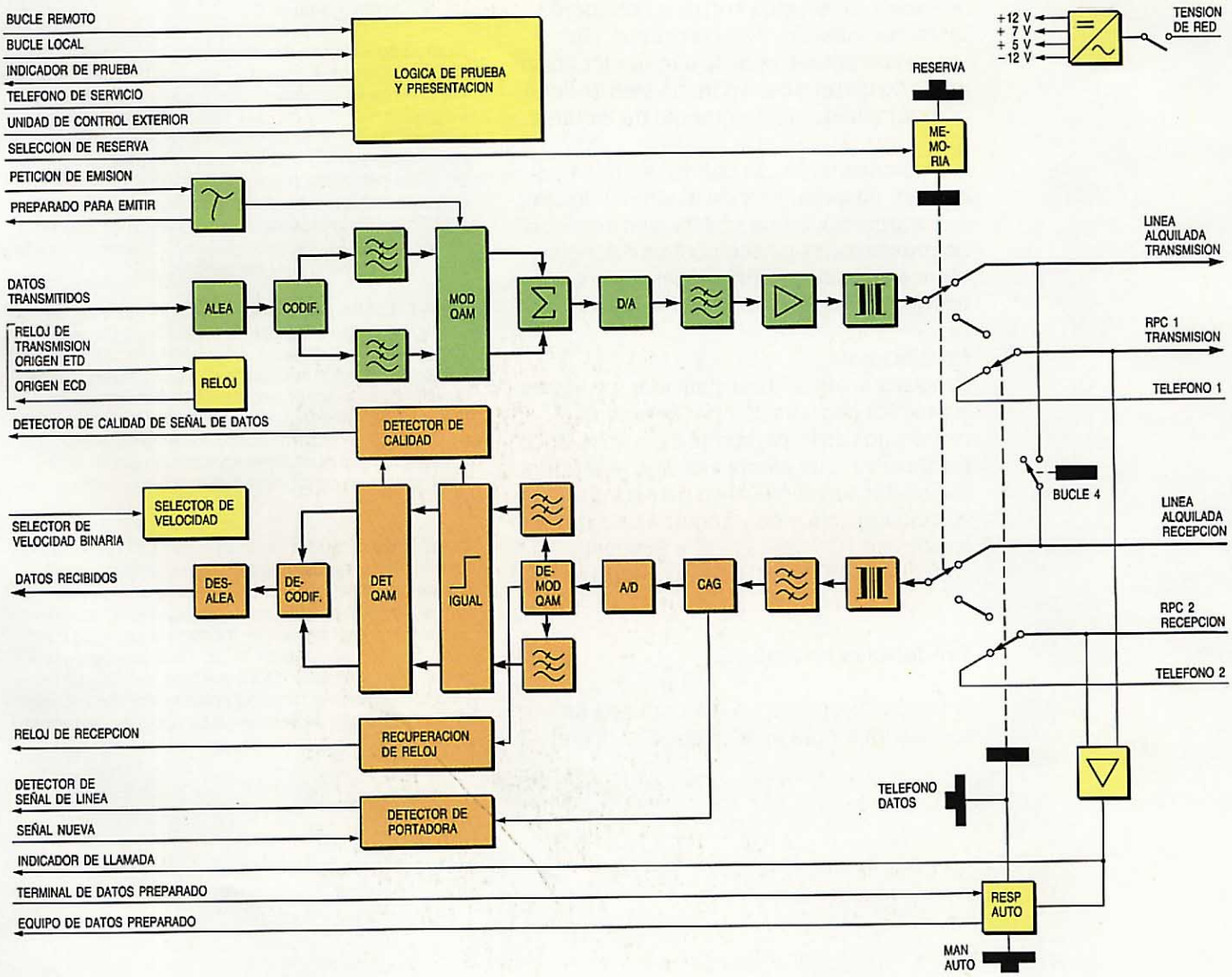
La figura 4 es un diagrama de bloques simplificado del módem de datos ITT 2089, mostrando el transmisor y el receptor. Las señales digitales entrantes por la línea de *datos transmitidos* se aleatorizan, codifican y después se conforman y modulan en QAM. Todo esto se hace digitalmente, y la representación digital de la señal transmitida se aplica a un convertidor digital-analógico. Un filtro paso bajo suprime los armónicos del espectro de señal, y luego una etapa amplificadora ajusta el nivel de salida del transmisor al requerido por el usuario (de 0 a −16 dBm en pasos de 1 dB). Finalmente, un transformador de línea acopla la señal a la línea.

La señal recibida por la línea telefónica se pasa al circuito de control automático de ganancia (CAG) a través de un transformador de línea y un filtro paso banda, que suprime señales y ruido fuera de banda. Tras la conversión analógico-digital, las muestras digitales de línea se aplican a un demodulador QAM. En este punto se separa la información para extracción de reloj. Tras los filtros paso-bajo de conformación, se extrae la información para el control del CAG y la lógica de detección de portadora.

A continuación se ecualizan las dos partes del receptor para compensar el deterioro de la señal ocasionado por la distorsión en línea. La señal ecualizada se pasa al detector QAM, que determina cuál de las tres constelaciones de señal (correspondientes a las tres velocidades binarias posibles) se está recibiendo. Tras decodificar y desaleatorizar, los datos se sacan por el circuito de *datos recibidos*.

Figura 4
Diagrama de bloques del módem de datos 2089, que funciona a 9600, 7200 y 4800 bit s^{-1}.

CAG	**- control automático de ganancia**
A/D	**- convertidor analógico-digital**
D/A	**- convertidor digital-analógico**
DET	**- detector**
IGUAL	**- igualador**
MOD	**- modulador**
DEMOD	**- demodulador**
ALEA	**- aleatorizador**
DESALEA	**- desaleatorizador**



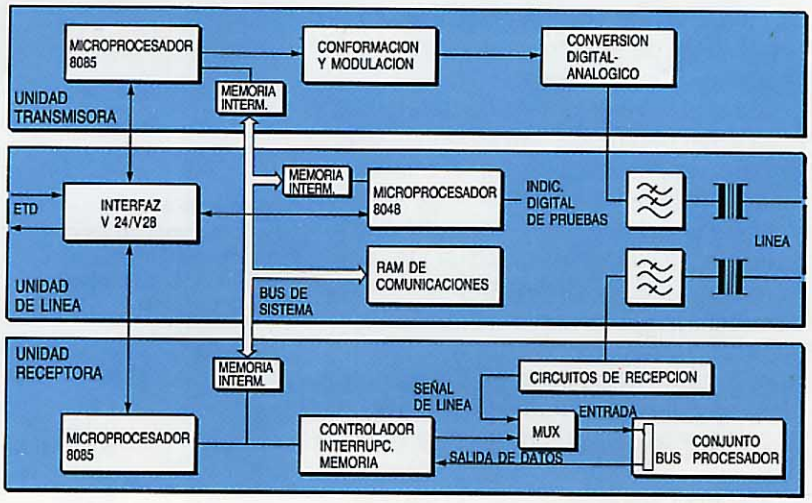


Figura 5
Flujo de datos en el módem ITT2089.
ETD - equipo terminal de datos
RAM - memoria de acceso aleatorio.

La figura 5 muestra el flujo de datos y la estructura del sistema multiprocesador.

Funciones de diagnóstico

El módem posee un método singular de escoger diferentes pruebas. Un indicador de 4 dígitos permite elegir, de acuerdo con un menú fijo, una prueba o combinación de pruebas (secuencia) particular. La selección se efectúa con dos pulsadores; un tercer pulsador inicia la prueba. Se visualizan entonces en la pantalla los resultados de las pruebas sobre niveles de línea, cómputo de errores, cómputo de bloques, etc.

Opcionalmente, se puede instalar en el módem un generador de diagrama de ojos, que proporciona una supervisión adicional de prestaciones y hace posible distinguir entre distorsión armónica, deterioro por ruido, oscilaciones de fase y saltos de fase.

Prestaciones

Gracias a la eficacia del igualador, no hay en la práctica degradación por deterioros moderados en línea, aparte del ruido blanco e impulsivo, que afecta a cualquier módem. Las relaciones señal/ruido para las distintas velocidades binarias y con una tasa de errores de 10^{-5} son: 22 dB a 9600 bit s^{-1}, 18,5 dB a 7200 bit s^{-1}, y 14 dB a 4800 bit s^{-1}.

Tendencias futuras

El notable progreso en la tecnología de semiconductores es el factor que mayor impacto ha tenido en los módems de datos durante los últimos 15 años. A medida que los tamaños característicos de los dispositivos desciendan hacia la región de 1 μm durante los proximos 4 ó 5 años, los niveles de integración y velocidad aumentarán, conduciendo a mejoras notables en la potencia de cálculo por pastilla.

Si esto se compagina con la tecnología de conversión analógico-digital en la propia pastilla, desarrollada para los codecs vocales, el concepto de familias de módems en una sola pastilla, trabajando hasta en 9600 bit s^{-1}, resulta una posibilidad concreta en los 3 ó 4 años venideros. Dada la viabilidad de los canceladores digitales de eco, estas predicciones también valen para los módems dúplex que actualmente especifica el CCITT.

Hans Nyman nació en 1940 en Estocolmo, Suecia. Obtuvo el grado MSc en ingeniería eléctrica en 1966 en el Royal Institute of Technology de Estocolmo. En 1964 ingresó en la división de transmisión de SRT, y durante muchos años ha sido el ingeniero senior responsable del desarrollo de módems de datos. También ha sido el jefe de proyecto del módem 2089 de 9600 bit s^{-1}. El Sr. Nyman es actualmente ingeniero jefe para transmisión de datos en SRT, y es miembro de la Asociación Sueca de Ingenieros y Arquitectos.

Francisco Salcedo Ibort nació en Zaragoza, España, en 1944. Obtuvo el titulo de Ingeniero de Telecomunicación en la Universidad Politécnica de Madrid en 1969. Seguidamente continuó sus estudios en la Escuela Nacional Superior de Aeronáutica de París, donde obtuvo el grado MSc. El Sr. Salcedo ingresó entonces en SESA para trabajar en módems y multiplexores de datos en el departamento de ingeniería de transmisión. En 1979 se hizo responsable de la división de ingeniería de desarrollo de sistemas digitales y actualmente es jefe adjunto de ingeniería de transmisión.

John T. L. Sharpe nació en Reading, Inglaterra. Se graduó en ingeniería eléctrica en el King's College, Universidad de Londres, tras lo cual ingresó en STL para trabajar en diseño de circuitos digitales. Durante unos quince años ha estado asociado con desarrollos de módems de datos. Actualmente es director de sistemas de datos y de acceso de abonados en STL, donde sus responsabilidades incluyen transmisión digital en área local y proceso digital de señales, además de módems de datos.

C. W. Tarry obtuvo el grado BSc en física (especialidad de ingeniería electrónica) en la Universidad de Manchester en 1964, e ingresó ese mismo año en STL. Recientemente ha trabajado en módems digitales de banda vocal para datos y en módems analógicos para comunicación por facsímil. El Sr. Tarry es investigador principal en la división de transmisión de STL, donde está coordinando el diseño y construcción de circuitos de proceso digital de señales en tiempo real. Es miembro del IEE.

El proceso digital de señales en terminales de transmisión

Las técnicas de proceso digital de señales se están usando cada vez más en aplicaciones de transmisión, incluyendo transmultiplexores, dispositivos de control de ecos y convertidores analógico-digital. Las mejoras previstas en la tecnología VLSI llevarán a un empleo aún mayor del proceso digital.

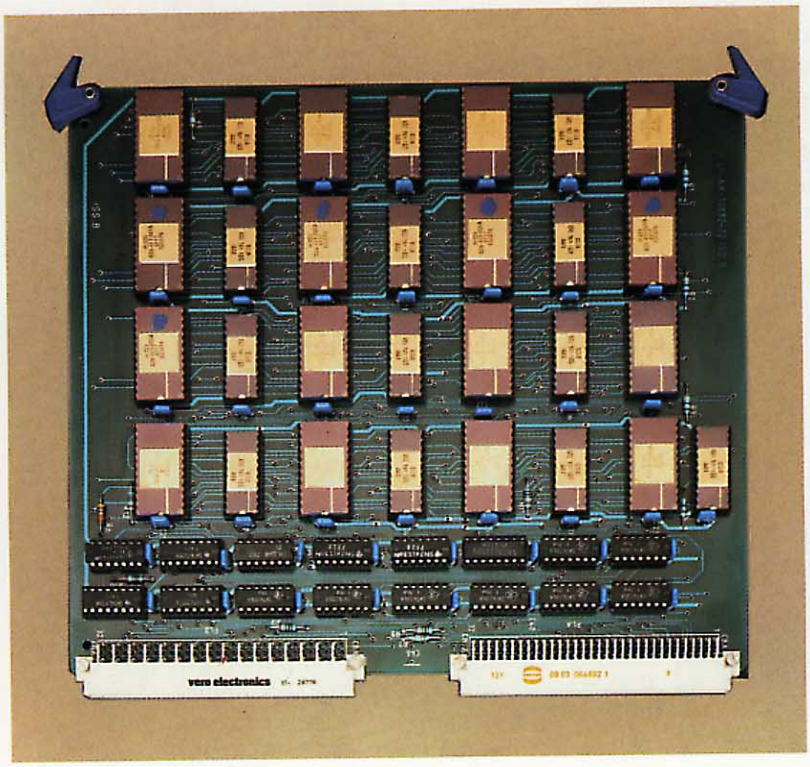
P. J. Elce
L. D. Humphrey
Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Inglaterra

Introducción

Los años 80 contemplarán el uso de técnicas de proceso digital de señales en muchos productos de transmisión, como resultado de la abundancia, bajo coste y altas prestaciones de los modernos circuitos LSI y VLSI (integración a gran escala y a muy gran escala). En la próxima década, nuevas mejoras en tecnología LSI permitirán velocidades aún mayores y circuitos más complejos, de modo que muchas funciones de proceso analógico se realizarán con técnicas digitales.

Las primeras aplicaciones del proceso digital de señales analógicas estarán dominadas por la necesidad de interconectar una red digital de transmisión en expansion con la planta analógica existente. Se necesitarán, pues, transmultiplexores y equipos de control de ecos. Los transmultiplexores traducen entre sí, en ambos sentidos, la transmisión analógica y la digital, permitiendo la conexión de ambos sistemas a bajo coste y con mínimo deterioro de calidad. Los dispositivos de control de ecos aminoran los efectos de fuertes señales de eco que degradan la calidad subjetiva de los circuitos de larga distancia. Tales efectos son inevitables en tanto la transmisión al teléfono del abonado sea analógica y a 2 hilos, y son particularmente molestos en circuitos vía satélite debido a los largos retardos.

Podría preverse que a largo plazo decline la necesidad de procesar señales analógicas al crecer la proporción de transmisión digital en la red. Sin embargo, aunque se necesite menos equipo especial de interfaz, siempre habrá que disponer de un equipo de conversión analógico-digital para el acceso analógico de señales de voz, música y telemetría a la red digital. El proceso digital de señales permite usar para estas aplicaciones circuitos VLSI digitales de bajo coste.



Núcleo (módulo de proceso digital de señal) de un transmultiplexor de 12 canales.

Antecedentes históricos

La primera vez que STL (Standard Telecommunication Laboratories) utilizó proceso digital de señales en terminales de transmisión fue en un banco experimental de canales MDF (múltiplex por división de frecuencia). A principios de los 70 se investigaba para encontrar nuevas técnicas de realización de terminales MDF de bajo coste, comprobándose que muchos esquemas de modulación y filtrado

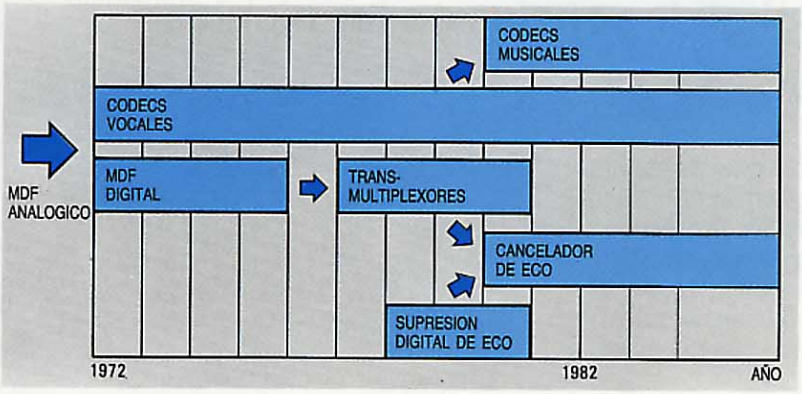


Figura 1
Aplicaciones de técnicas de proceso digital de señales.

elegantes, en teoría correctos y eficientes, resultaban difíciles de poner en práctica con componentes analógicos por exigir extremada precisión y estabilidad de los circuitos. Sin embargo, si se realizaban digitalmente, podían conseguirse prestaciones muy elevadas con circuitos no críticos y costes de prueba en la fabricación potencialmente bajos.

Para alcanzar estas altas prestaciones se han investigado a la vez varios aspectos, entre ellos las técnicas de circuitos digitales para integración[1], y los métodos para realizar módulos de conversión analógico-digital para unidades de voz[2] y de MDF. Este trabajo condujo a la demostración de un banco de canales digitales MDF y al diseño de módulos LSI específicos para instrumentar funciones de proceso digital de señales. Aunque este diseño fuera sólo marginalmente competitivo con los analógicos, auguraba que las tendencias de la tecnología LSI pronto darían una clara y creciente ventaja a este tipo de soluciones. Esta predicción se ha cumplido ahora, y el trabajo en MDF digital ha alcanzado su madurez en los transmultiplexores de ITT Telecommunications y de Standard Telephones and Cables, los cuales en muchos aspectos son descendientes directos del primer diseño MDF digital.

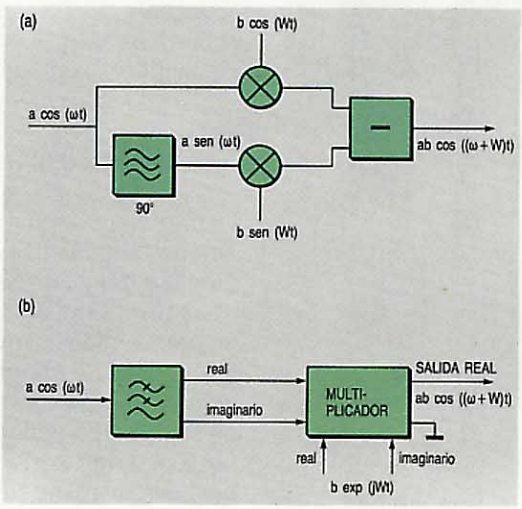


Figura 2
Método de cancelación para modulación con banda lateral única: a) circuito analógico, y b) el equivalente "complejo".

No es el transmultiplexor, sin embargo, la única aplicación; ha habido significativas aportaciones a otras áreas (Fig. 1). Desde un principio fue claro que se necesitaba un codec vocal económico, a ser posible con la misma tecnología utilizada para realizar las funciones principales de filtrado digital. Se desarrolló una solución basada en el empleo de codificación por densidad de impulsos y filtrado digital, lo cual condujo a una realización casi totalmente digital que se ha demostrado en el diseño de un banco de canales MIC (modulación por impulsos codificados); es adecuada para un margen de velocidades de muestreo donde se requiere alta resolución.

El programa del transmultiplexor justificó también el desarrollo de dos circuitos LSI de uso general, que tendrán muchas aplicaciones en otros productos de transmisión basados en proceso digital de señales.

Técnicas básicas

La principal ventaja del proceso digital de señales reside en la precisión operativa y estabilidad paramétrica que le son inherentes. La elevada precisión permite emplear métodos de modulación y filtrado que dependen de exactas coincidencias de ganancia y fase en redes multitrayecto. Tales técnicas se han empleado en sistemas analógicos, por ejemplo en el *método de cancelación* para modulación con banda lateral única (Fig. 2), pero el nivel de prestación ha estado siempre limitado por la precisión de los componentes disponibles. La instrumentación digital supera este problema y extiende el campo de opciones de circuito.

Un resultado interesante del empleo de redes de doble trayecto es la posibilidad de realizar álgebra "compleja", tomando uno de los caminos para representar una señal "real" y el otro una "imaginaria". Si todas las operaciones se realizan conforme a las reglas de la aritmética compleja, se puede entonces aplicar la teoría de señales complejas a las propiedades tanto de la señal doble compuesta como de la red por la que pasa. Sobre esta idea se basan los diseños del MDF digital y del transmultiplexor.

Filtros digitales

Los filtros digitales lineales se construyen con bloques conceptualmente sencillos: registros de almacenamiento (para proporcionar un número fijo de retardos de muestra), y circuitos de multiplicación, suma y resta. También se usan a menudo memorias de sólo lectura como fuente de

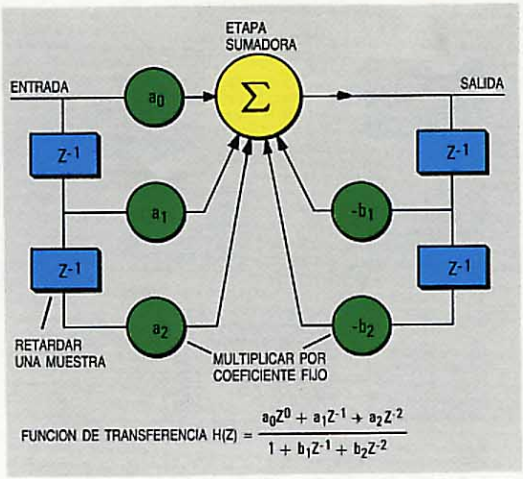


Figura 3
Clásica sección bicuadrática de filtro.

configuraciones binarias fijas, que representan sinusoides muestreadas u otras señales repetitivas. Dentro del filtro, las muestras de señal pueden representarse de muchas maneras, pero una sencilla y frecuente es el formato binario en coma fija y complemento a dos.

Todo filtro de datos muestreados puede describirse convenientemente con la transformada Z. La figura 3 muestra la relación entre retardos, multiplicaciones, sumas, etc. y un polinomio en el dominio Z, cuyos coeficientes se utilizan aquí directamente en la realización física, y normalmente serían números reales. Sin embargo, en filtros digitales, los coeficientes pueden ser complejos si las muestras de datos se representan por pares de números y se observan las reglas del álgebra compleja.

Modulación

Muchas técnicas de proceso de señal empleadas en realizaciones digitales de terminales MDF y transmultiplexores se pueden retrotraer a métodos analógicos. La figura 2a muestra un esquema de modulación con banda lateral única, realizable con circuitos analógicos. Denominando "real" e "imaginario" a los dos caminos de señal, el funcionamiento del circuito puede representarse por un filtro, un multiplicador y un generador de tono trabajando con números "complejos". La figura 2b muestra esta otra interpretación, más simple, del proceso de señal.

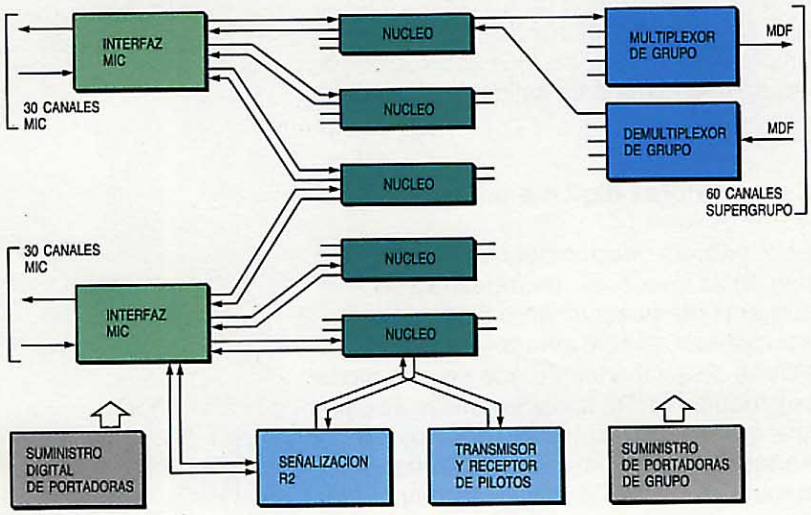


Figura 4
Esquema del transmultiplexor ITT de 60 canales, mostrando los cinco módulos de núcleo.

Transmultiplexor

Se necesitan dos tipos de transmultiplexores para la compatibilidad con las normas de transmisión MIC basadas en los 32 canales de la CEPT (Conferencia Europea de Correos y Telecomunicaciones), o bien en los 24 canales de uso en Norte América. Por el lado MDF, el módulo básico es el grupo de 12 canales, en ambos casos. Así, pues, pueden construirse transmultiplexores para conectar 24 canales a dos grupos MDF de 12 canales, y pueden realizarse equipos de 60 canales bien sea con cinco grupos de 12 canales o con un supergrupo de 60 canales.

El transmultiplexor adoptado posee un diseño modular basado en un módulo de proceso digital de señal, o "núcleo"[3], que provee la conversión bidireccional entre MIC lineal y MDF a nivel de grupo para 12 canales, y que puede emplearse para construir tanto un equipo de 24 canales como uno de 60. En configuraciones de 60 canales pueden añadirse circuitos de traslación de grupo para constituir el interfaz de supergrupo necesario en muchas aplicaciones. La figura 4 muestra un transmultiplexor completo de 60 canales, incluyendo los cinco núcleos y los circuitos asociados que proporcionan los interfaces oportunos y funciones auxiliares tales como señalización.

El núcleo realiza la conversión por un proceso que en gran medida se basa en el uso de filtros digitales[4]. Para disponer de elementos de cálculo y almacenamiento se desarrollaron circuitos LSI especiales. Adoptando para ellos diseños de utilidad general, todas las funciones de proceso en el núcleo pueden realizarse con sólo dos tipos de dispositivos LSI en varias configuraciones. Uno es el multiplicador programable, capaz de calcular una suma de productos de hasta seis términos, y el otro es el registro procesador, que realiza cálculos más sencillos y proporciona registros de almacenamiento.

Para reducir consumos y costes, estos dispositivos LSI se han diseñado en tecnología CMOS (semiconductor metal-óxido complementario) de aislamiento por óxido; todos los procesos de un núcleo de

12 canales se realizan en una sola tarjeta de circuito impreso. Los mismos dispositivos LSI sirven para realizar filtros y detectores para las funciones de señalización y regulación de pilotos.

El núcleo produce señales MDF moduladas a 112 kHz por impulsos codificados en números de 14 bitios. La conversión A/D (analógico-digital) y D/A (digital-analógico) de las señales MDF de grupo se lleva a cabo en dos tarjetas por grupo. Cada una contiene un filtro anti-solapamiento y un módulo A/D ó D/A.

El diseño del núcleo se ha empleado en la realización de los equipos, tanto de 24 como de 60 canales, que fabricarán ITT Telecommunications y Standard Telephones and Cables.

Codificadores y decodificadores MIC

El proceso digital de señales se puede aplicar a la codificación y decodificación MIC mediante una variedad de técnicas basadas en muestrear a velocidad muy por encima de la de Nyquist[5]. Con convertidores de baja resolución pueden obtenerse elevadas prestaciones en la banda de interés. Aunque ello requiera complicados procesos digitales, éstos pueden realizarse económicamente en tecnología VLSI.

Convertidores analógico-digital

El convertidor consta de dos bloques funcionales, como indica la figura 5: un MDI (modulador de densidad de impulsos), seguido de un procesador digital de señal. El MDI funciona a un ritmo elevado (por ejemplo, 256 veces el de las muestras a la salida final); su salida es un tren de bitios cuya densidad de "unos" indica el voltaje de entrada. El procesador digital de señal reduce la frecuencia de muestreo a la tasa de muestras que se desea a la salida, y filtra el ruido de alta frecuencia que de otra manera se replegaría sobre la señal de banda base.

Modulador de densidad de impulsos

El MDI pertenece a una clase de convertidores analógico-digital que explotan el principio de sobre-muestreo; se basa en un modulador sigma-delta incluido en la realimentación de un amplificador operacional de alta ganancia[6].

El modulador sigma-delta da una respuesta plana en frecuencia mucho mejor que la fluctuación de frecuencia requerida en la señal de entrada[7], pero la densidad de ruido aumenta con la frecuencia. Los

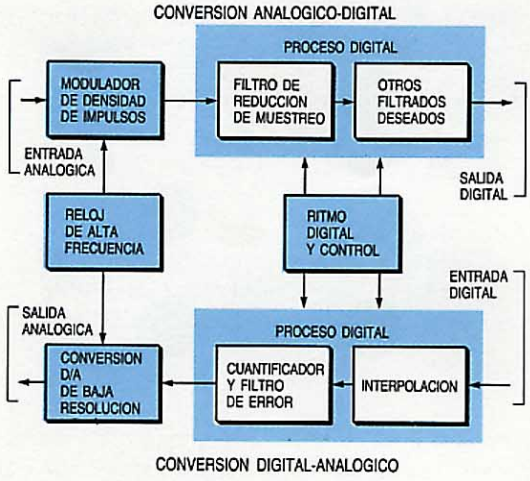


Figura 5
Esquema de un codec totalmente digital, mostrando los circuitos de conversión analógico-digital y digital-analógico.

efectos de cuantificación no son uniformes en el margen de voltajes de entrada, y hay zonas muertas apreciables, una de las cuales está en el punto medio del margen. La solución de STL para mejorar las prestaciones sigma-delta[6] ha sido realimentar negativamente a fin de reducir distorsiones no lineales, aumentar el margen dinámico y redistribuir el ruido hacia mayores frecuencias.

Filtrado digital

Existen muchas técnicas de filtrado digital para reducir la velocidad binaria procedente del MDI y filtrar el ruido a altas frecuencias[8]. Hay también técnicas especiales dado que la salida MDI es de un bitio; los circuitos para multiplicar y sumar son bien sencillos para este tipo de señales. Es, pues, sensato combinar ésta con otras funciones de filtrado, tales como anti-solapamiento, supresión de 50 Hz o conformación de banda de paso.

Margen dinámico

En este contexto, margen dinámico es equivalente a relación de señal de pico a ruido de cuantificación. Hasta ahora se han construido sistemas con el margen dinámico equivalente de un convertidor A/D lineal convencional de 14 bitios, empleando un reloj de MDI 256 veces más rápido que el ritmo de salida de muestras.

Convertidores digital-analógico

En la primera sección del convertidor (Fig. 5), la frecuencia de muestreo se aumenta mediante un filtro digital interpolador, el cual atenúa las componentes de solapamiento que de otro modo se producirían. Después se vuelve a cuantificar la señal con un número de bitios inferior. Aunque ello introduzca ruido por haberse aumentado la frecuencia de muestreo, este

nuevo ruido de cuantificación se distribuye en un espectro más ancho, con lo que sólo una parte cae en la banda de señal de interés. Además, como dicha banda está en frecuencias bajas con respecto a la frecuencia final de muestreo, se emplea una técnica especial en el cuantificador que tiende a confinar el ruido en las altas frecuencias.

Esta técnica[9] consiste en filtrar la señal de error del cuantificador y realimentarla al mismo. Los coeficientes del filtro son potencias de dos para simplificar la multiplicación.

La etapa de salida es un convertidor D/A rápido de baja resolución, cuya exactitud ha de estar en función de la resolución total requerida. Esto se puede conseguir con técnicas de multiplicación de velocidad binaria o de modulación de anchura de impulso. En teoría la mejor relación señal/ruido alcanzable es, aproximadamente:

$$6N + 50 \log (F_s/F_b) - 26 \text{ dB},$$

donde N es el número de bitios en el convertidor D/A de baja resolución, F_s la frecuencia de muestreo y F_b la banda de interés. Por ejemplo, si $N = 4$, $F_s = 256$ kHz y $F_b = 4$ kHz, entonces la relación señal/ruido teórica es 88 dB; en la práctica, se han obtenido relaciones señal/ruido mejores que 80 dB.

Cancelador de eco

El proceso digital de señales se ha aplicado por primera vez al control de ecos en los supresores de eco. Un equipo diseñado y construido por STL en 1980 es actualmente la base de un producto fabricado por FACE Finanziaria para la central digital ITT 1240.

La posibilidad de eliminar ecos por cancelación ha sido reconocida durante muchos años, y se han desarrollado canceladores de eco basados en procesos de señal analógicos. Sin embargo, no podían realizarse sin disponer de tecnología LSI digital de alta densidad y bajo coste, ni emplear técnicas digitales de proceso de señal[10,11].

Los canceladores se insertan en la red lo más cerca posible del origen del eco para minimizar el retardo de eco a tratar. Incluso así, la suma del retardo de eco en su caso más desfavorable y la dispersión ocasionada en su trayecto puede llegar a 40 ms[12] cuando el cancelador está situado en una central internacional.

La figura 6 muestra un cancelador digital de eco. En la dirección de transmisión, la señal de voz va acompañada de una señal de eco debida a reflexión de la señal recibida. El eco se elimina sustrayéndole una estimación del mismo, que se obtiene de la señal compuesta transmitida. El cancelador de eco construye un modelo de la respuesta impulsiva del trayecto del eco que ve, y predice la señal de eco procesando la señal de voz recibida mediante un filtro con la misma respuesta impulsiva.

El trayecto del eco se estima mediante un proceso iterativo. Un proceso de correlación extrae una estimación del error que existe entre el trayecto de eco real y el simulado, la cual sirve para actualizar la estimación presente. Esta estimación es, no obstante, una medida estadística que no tiene una relación lineal simple con el error real. Como era de esperar, la estimación también depende de la estadística de la señal recibida; por ello es necesario controlar el factor de ganancia del lazo para adaptarlo a la potencia y autocorrelación de la señal recibida. El lazo también se confunde si ambos interlocutores hablan a la vez; cuando se detecta esta situación se congela el lazo, utilizando la última estimación mientras esta condición persista.

Para que el cancelador consiga una reducción útil de potencia de eco, se necesita una elevada precisión en el cálculo de la señal de eco estimada. Lo más sencillo para ello es emplear técnicas digitales. Sin embargo, como el cancelador de eco ha de manejar respuestas impulsivas hasta de 40 ms, se necesitan filtros muy complicados. Convencionalmente, la simulación de trayectos de eco se realiza con filtros de respuesta impulsiva finita, que, muestreados a 8 kHz, han de realizar $2{,}5 \times 10^6$ multiplicaciones y sumas por segundo y almacenar 640 valores de muestra para admitir tal retardo. El proceso de correlación exige un volumen de cálculo similar, en tanto que los detectores de señal requieren un proceso más largo pero no tan primoroso.

Eligiendo con acierto el algoritmo puede utilizarse el multiplicador LSI del transmultiplexor para tal proceso, habiéndose construido un modelo monocanal de demostración.

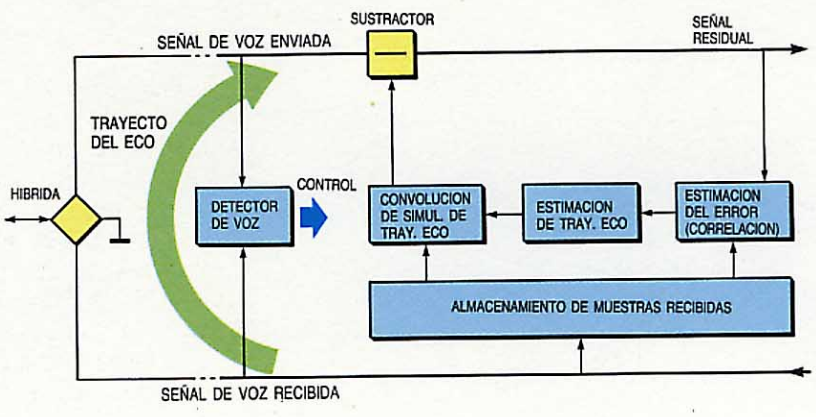


Figura 6
Esquema de un cancelador de eco.

Desarrollos futuros

Las aplicaciones futuras del proceso digital de señales a productos de transmisión estarán determinadas por dos factores: la velocidad y densidad en LSI y VLSI, y la decreciente necesidad de procesar señales analógicas en el trayecto de transmisión. Debido a esto último, la mayoría de las aplicaciones de proceso de señal estarán en el interfaz del usuario. Será necesario codificar y decodificar una gran variedad de señales analógicas para utilizar la red digital.

Se requerirán convertidores analógico-digital y digital-analógico para voz, música y señales de video con toda una gama de compromisos entre calidad y velocidad binaria, los cuales habrán de ofrecer elevadas prestaciones a bajo coste. Las técnicas basadas en procesos digitales se beneficiarán probablemente de los continuos avances en tecnología de memorias y microprocesadores.

Referencias

1 M. J. Gingell: Digital Multipliers: *UK Patent* nº 1 476 603, 27 agosto 1975, 11 págs.

2 M. J. Gingell y B. S. Jackson: Single Channel Codec (SCC) System, Functional Specification for Coder LSI Circuit, Standard Telecommunication Laboratories, marzo 1978.

3 L. D. Humphrey: A 60 Channel Digital Transmultiplexer: *Proceedings of the International Conference on Digital Signal Processing*, Florencia, 2–5 septiembre 1981, págs. 631–640.

4 T. J. M. Rossiter, S. Chitsaz, M. J. Gingell, L. D. Humphrey: A Modular Transmultiplexer System Using Custom LSI Devices: *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Communications*, julio 1982, volumen COM-30, nº 7, págs. 1540–1551.

5 H. Inose e Y. Yasuda: A Unity Bit Coding Method by Negative Feedback: *Proceedings of the Institute of Electrical and Electronics Engineers*, noviembre 1963, volumen 51, nº 11, págs. 1524–1535.

6 E. H. Lambourn: Analogue-to-Digital Converter: *UK Patent* nº 1 450 989, 5 marzo 1974, 6 págs.

7 R. Steele: Delta Modulation Systems: Londres, Pentech Press, 1975, 379 págs., página 17.

8 J. C. Candy, Y. C. Ching, y D. S. Alexander: Using Triangularly Weighted Interpolation to Get 13-Bit PCM from a Sigma-Delta Modulator: *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Communications*, noviembre 1976, volumen COM-24, nº 11, págs. 1268–1275.

9 M. J. Gingell: D/A Converter: *UK Patent* nº 1 444 216, 20 febrero 1975, 11 págs.

10 D. L. Duttweiler e Y. S. Chen: A Single-Chip VLSI Echo Canceler: *Bell System Technical Journal*, febrero 1980, volumen 59, nº 2, págs. 149–160.

11 O. A. Horna: Echo Canceller with Adaptive Transversal Filters Utilising Pseudo-Logarithmic Coding: *Comsat Technical Review*, 1977, volumen 7, nº 2, págs. 393–428.

12 Comité Consultivo Internacional Telegráfico y Telefónico (CCITT): 7a. Asamblea Plenaria, Ginebra, 10–21 noviembre 1980, Libro Amarillo, Vol. III.1, Características generales de las conexiones y circuitos telefónicos internacionales, Recomendacion G 165: Compensadores de eco.

Philip Joseph Elce nació en Manchester en 1944. Se graduó en la Universidad de Salford en 1966, y en 1968 obtuvo el MSc en electrónica aplicada en el Instituto de Ciencia y Tecnología de la Universidad de Manchester. Desde entonces ha trabajado en STL, donde se ha encargado de investigaciones en sistemas de línea y multiplexores MIC y MDF. Recientemente se ha especializado en el campo del proceso digital de señales y, en particular, en la conversión analógico-digital para canales vocales y señales de mayor ancho de banda.

Leslie D. Humphrey nació en 1948 en Inglaterra. Obtuvo el BSc en ingeniería eléctrica en el Imperial College, Universidad de Londres, en 1970, y el MSc en la Universidad de Aston, Birmingham, en 1976. Ingresó en STL en 1970 como investigador, y desde entonces ha trabajado en sistemas de transmisión de microondas y MIC de alta velocidad, y en sistemas de proceso digital de señales. Es investigador principal en la división de transmisión y responsable de investigación de terminales que emplean proceso digital de señales.

Sistema óptico multimodo de 140 Mbit s^{-1}

Las ventajas inmediatas de la transmisión óptica están relacionadas con la larga distancia y alta capacidad de los sistemas. En el Reino Unido se está instalando profusamente un nuevo sistema de 140 Mbit s^{-1}, que permite distancias entre repetidores hasta de 10 km utilizando fibra multimodo.

D. S. Thomas
Standard Telephones and Cables plc,
Londres, Inglaterra

Introducción

Desde que en 1966 se propusieron los principios básicos de la comunicación óptica, las características de los componentes ópticos – fibra óptica, fuentes y detectores luminosos, conectores y técnicas de empalme – han mejorado con sorprendente rapidez. Por ejemplo, mientras la atenuación en las primeras fibras ópticas era del orden de 1 dB m^{-1}, las fibras que se producen actualmente tienen atenuaciones inferiores a 3 dB km^{-1}, y en fibras de gran longitud de onda[1] se puede alcanzar una atenuación de 0,01 dB km^{-1}. Resulta evidente, siendo muy elevadas las frecuencias de funcionamiento, que la tecnología de comunicación óptica se aplicará en el futuro a muchos sectores de la telecomunicación, incluyendo el suministro a los abonados de servicios de banda ancha.

Actualmente, sin embargo, donde fundamentalmente se está implantando la transmisión óptica es en sistemas digitales de alta capacidad, sobre todo en sistemas de larga distancia. El progreso ha sido rápido: en 1977, sólo tres años después de que el CCITT adoptara las velocidades jerárquicas de 8, 34 y 140 Mbit s^{-1} para la transmisión de información digital, STC (Standard Telephones and Cables) y British Telecom produjeron conjuntamente el primer sistema operacional de transmisión óptica a 140 Mbit s^{-1} del mundo. En 1979 British Telecom inició ya su programa SOLP (sistemas ópticos de línea patentados), en el que STC y otros fabricantes del Reino Unido fueron invitados a diseñar y producir sistemas de 8, 34 y 140 Mbit s^{-1} para la red pública. Un objetivo del programa SOLP es adquirir experiencia en redes de enlaces ópticos antes de que British Telecom publique las especificaciones "estándar" para los sistemas a entregar en 1985. En ese año, 39 sistemas de 140 Mbit s^{-1} de STC cursarán tráfico en rutas que totalizan 530 km. El sistema se fabrica también para las redes española y sudafricana, y se mantienen negociaciones con Administraciones de otros diversos países.

El sistema de transmisión óptica a 140 Mbit s^{-1} puede utilizarse tanto para circuitos de larga distancia con enlaces que se extienden a varios centenares de kilómetros, como para sistemas de corto alcance que enlazan terminales separados por unos pocos kilómetros. Proporciona un enlace de transmisión para información codificada digitalmente según el formato del CCITT para 140 Mbit s^{-1}, cumpliendo así los requi-

Repetidor bidireccional del sistema óptico de 140 Mbit s^{-1}.

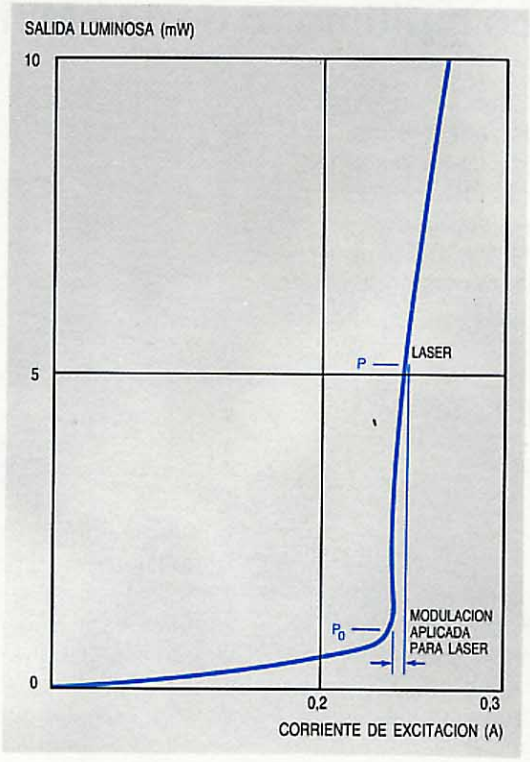


Figura 1
Características típicas de salida/excitación de un láser de onda continua; el láser presenta una corriente umbral por encima de la cual se produce la emisión estimulada.

sitos de la norma internacional para un sistema de banda ancha de alta calidad. La capacidad de tráfico es de 1920 canales telefónicos, o dos canales de televisión de gran calidad, o datos digitales a 140 Mbit s^{-1}.

El equipo múltiplex por división en el tiempo para el sistema óptico es el mismo que el utilizado en sistemas de cable coaxial, conforme a los requisitos de interconexión del CCITT. De este modo, la conversión de los sistemas coaxiales a ópticos afecta únicamente al equipo de línea.

Componentes electroópticos

La fuente de luz del sistema de 140 Mbit s^{-1} es un láser semiconductor, que trabaja a longitud de onda nominal de 0,85 μm. La transmisión se realiza sobre un par de fibras ópticas multimodo de índice gradual, aplicando una fibra para cada dirección de transmisión. Como detector de luz actúa un FDA (fotodiodo de avalancha). Los repetidores a lo largo de la ruta pueden espaciarse hasta en 9 km (según la pérdida y dispersión del cable). Tanto en terminales como en repetidores se utilizan los mismos componentes ópticos.

Fuente de luz

La fuente de luz es un láser de arseniuro de galio con geometría de franja, de onda continua, con salida mediante un tallo de fibra integrado; la potencia transmitida es de −3 a 0 dBm.

Todos los láseres tienen una curva característica de salida luminosa-corriente; en ella hay una corriente umbral por encima de la cual se produce el efecto láser. La acción láser se retrasa cuando la modulación comienza apreciablemente por debajo de este umbral. Por lo tanto, a la velocidad de 140 Mbit s^{-1} el láser tiene una pre-polarización próxima al umbral. Cuando se aplica una pequeña corriente de modulación con objeto de llevar la salida óptica hasta el máximo preestablecido (por ejemplo, de P_0 a P en la figura 1), dicha salida se incrementa de modo espectacular.

La corriente umbral varía con la temperatura ambiente, y con el láser. Así mismo aumenta al envejecer el láser: cuando llega al 150% del valor inicial (al cabo de 100.000 horas en los actuales láseres), se considera terminada la vida útil del láser y así lo indica un diodo electroluminiscente.

El láser emite cantidades iguales de luz por sus caras frontal y posterior, pero sólo se utiliza en la transmisión la salida de la cara frontal. Cerca de la cara posterior se monta un fotodetector que mantiene una salida constante, por medio de un bucle de realimentación que gobierna los niveles máximo y mínimo de potencia emitidos por la cara frontal. El circuito de excitación del láser compensa las variaciones de la temperatura ambiente, corriente umbral, y pendiente. El tallo de fibra integrado en el encapsulado del láser transporta las señales ópticas de salida al cable óptico a través de un conector desmontable. No hay riesgo de radiación, pues el sistema cumple la especificación BS 4803 del British Standards Institution sobre sistemas con seguridad inherente (Clase 1).

Cable óptico

El sistema funciona sobre fibra óptica multimodo de baja pérdida e índice gradual, en cable óptico multifibra STC Optran* (Fig. 2), capaz de transportar cuatro sistemas de transmisión. El núcleo del cable óptico consta de 10 fibras (ocho utilizadas para transmisión y dos de relleno) arrolladas en hélice en torno de un elemento resistente

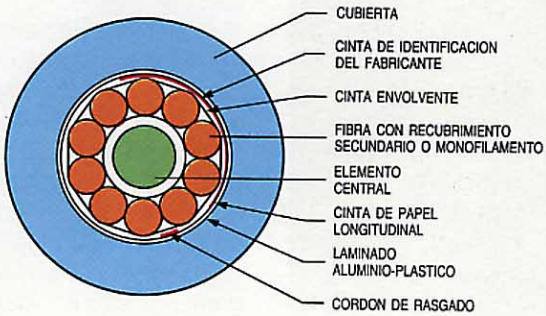


Figura 2
Sección transversal de un cable óptico Optran.

* Marca registrada de STC plc

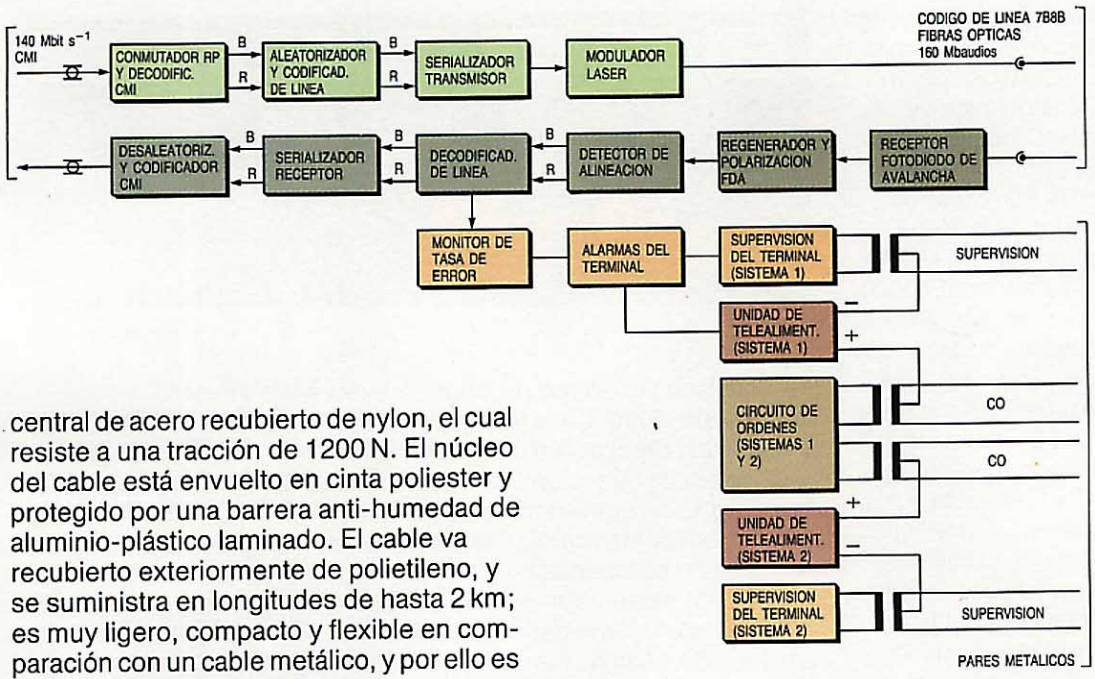


Figura 3
Diagrama de bloques del equipo terminal de línea del sistema de transmisión óptico de 140 Mbit s^{-1}.
B - señal binaria
R - reloj
CO - circuito de órdenes
RP - red de protección
CMI - inversión codificada de marcas
FDA - fotodiodo de avalancha

central de acero recubierto de nylon, el cual resiste a una tracción de 1200 N. El núcleo del cable está envuelto en cinta poliester y protegido por una barrera anti-humedad de aluminio-plástico laminado. El cable va recubierto exteriormente de polietileno, y se suministra en longitudes de hasta 2 km; es muy ligero, compacto y flexible en comparación con un cable metálico, y por ello es fácil de transportar e instalar.

El medio de transmisión también incluye un cable metálico con ocho pares de conductores de 0,63 mm, aislados para soportar 500 V entre hilos. Cada cable metálico puede llevar un sistema de supervisión y telemetría, el par de órdenes y la alimentación de repetidores para dos sistemas de transmisión óptica.

Detector de luz

Se eligió el FDA como detector luminoso porque contiene un mecanismo interno de ganancia o efecto de multiplicación que incrementa la señal antes de ser amplificada. El factor de multiplicación está gobernado por la tensión inversa de polarización; la elección del valor implica un compromiso entre la ganancia deseada y el ruido de multiplicación que se produce por las caóticas colisiones de ionización. 100 es un valor típico máximo utilizable.

Los FDA tienen una respuesta extremadamente rápida y proporcionan el elevado producto ganancia-anchura de banda necesario en este tipo de aplicación, en la cual la anchura de banda del receptor es de 140 MHz y la ganancia total es 50 dB nominales.

Terminal de línea

La figura 3 es un diagrama de bloques del equipo terminal de línea, mostrando sus componentes más importantes. Contiene puertas dobles de entrada y salida para facilitar el uso de la conmutación de protección. Las puertas de entrada se conmutan entre sí, mientras que las de salida están permanentemente en paralelo. La puerta de entrada acepta señales digitales de 139.264 kbit s^{-1} en CMI (inversión codificada de marcas), de acuerdo con la Recomendación G.703 del CCITT. Se extrae la señal de reloj entrante y las señales CMI se convierten a binario simple. En ausencia de señal entrante, se introduce una señal de alarma, aplicando un reloj de 140 Mbit s^{-1} generado localmente.

Transmisión

Se utiliza un aleatorizador de 11 etapas para garantizar una transmisión satisfactoria de toda clase de configuraciones de señal digital, en particular las de secuencias repetitivas (p.ej., grupos de "unos" o "ceros"). Después de la aleatorización la señal se convierte a un código de línea redundante binario 7B8B, que incluye control de paridad de marcas. Esto permite descubrir errores de transmisión en el terminal receptor detectando violaciones de la suma digital, y en los repetidores intermedios por las violaciones de la paridad de las marcas. El codificador de línea 7B8B eleva la velocidad de transmisión a 160 Mbaudios. La señal de línea codificada excita al modulador láser a suministrar una secuencia correspondiente de impulsos luminosos de anchura mitad, para transmisión por el cable óptico.

Recepción

En repetidores y terminales (Fig. 4), las señales ópticas entrantes pasan a través de un conector desmontable a un detector que comprende un FDA fuertemente acoplado a un preamplificador de transimpedancia de bajo ruido, seguido de un amplificador con CAG (control automático de ganancia). Esta

disposición ofrece una alta sensibilidad con el mínimo ruido. Las variaciones en el nivel de la señal recibida son absorbidas por el control automático de la tensión de polarización del FDA y por el CAG. Cerca de 10 dB se consiguen en el CAG mediante reducción de la polarización en el FDA, y otros 15 dB más en el amplificador de la etapa siguiente. Para niveles muy altos de recepción, se puede insertar un atenuador óptico de 10 ó 20 dB en la entrada del receptor. Aunque la tensión de polarización típica sea de 170 V, la corriente que necesita el FDA es tan pequeña (alrededor de 1 μA mínimo) que un sencillo convertidor CC/CC puede suministrar dicha polarización.

La señal del amplificador CAG está ecualizada para compensar la característica de dispersión de la fibra óptica: un ecualizador variable de control manual produce una señal en coseno alzado que se amplifica y se lleva a un regenerador, después de lo cual, se alinea al codificador receptor para volver a ser trasladada al formato binario original de 140 Mbit s^{-1}. Se examina la señal dentro de la matriz de codificación buscando los errores de línea, que se contabilizan y representan como tasas de error binario equivalentes.

Un circuito de enganche de fase cambia la velocidad de línea desde 160 Mbaudios a la velocidad de tráfico de 139.264 kbit s^{-1}; este circuito también actúa como reductor de fluctuaciones de fase, con anchura de banda de 50 Hz y ganancia máxima de fluctuación de 0,5 dB. El reductor de fluctuación tiene un almacenamiento intermedio para un intervalo de 7 unidades en 140 Mbit s^{-1}. La señal binaria restablecida pasa luego por un desaleatorizador autosincronizado, y finalmente se convierte en una señal CMI para aplicarla a las puertas paralelas de salida de tráfico. La señal de salida satisface las recomendaciones del CCITT para interfaces de 140 Mbit s^{-1}. Las pérdidas de entrada o las excesivas tasas de error en el terminal receptor originan una señal de alarma que se inyecta en el aparato receptor.

El suministro de potencia para el sistema óptico *1* se realiza por el circuito fantasma de los dos primeros pares de cobre, y para el sistema *2* por el fantasma de los dos restantes pares de cobre (Fig. 3). Las alimentaciones para cada sistema óptico son completamente independientes; ni el equipo ni los pares del cable están compartidos.

Repetidores

La señal se regenera para su transmisión hacia adelante en repetidores bidireccionales instalados a lo largo de la ruta, a intervalos hasta de 9 km. Cada instalación comprende dos repetidores unidireccionales, uno para cada dirección de transmisión. La energía puede suministrarse localmente o desde una fuente remota. Los repetidores situados en estaciones intermedias atendidas (Fig. 5) suelen alimentarse de la batería de la estación; los repetidores auxiliares, alojados en cajas de hierro fundido en cámaras registro, o instalados en bastidores en edificios no atendidos, se alimentan desde un terminal, una estación intermedia, o desde una estación de telealimentación cuando el alcance del sistema lo requiere.

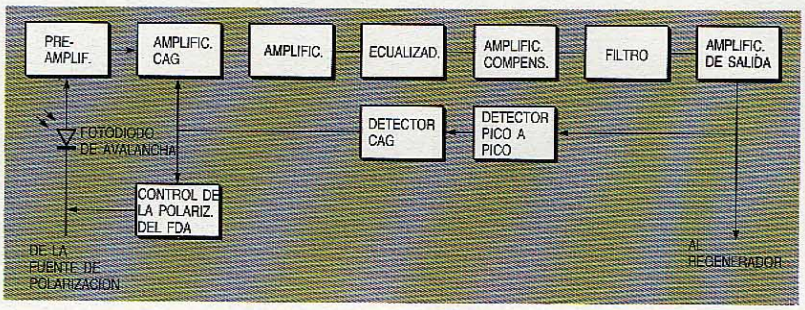


Figura 4
Diagrama de bloques del receptor.

La tensión de telealimentación está limitada a 250-0-250 V CC, a corriente constante de 50 mA. Cada equipo de telealimentación atiende a uno o dos repetidores bidireccionales. Se obtiene así un tramo telealimentado de 40 km, considerando una distancia media entre repetidores de unos 8 km, con dos bucles independientes de telealimentación, uno en cada extremo del tramo. Dicho tramo puede ampliarse por adición de conductores al cable metálico.

El funcionamiento del equipo repetidor en la vía principal de transmisión es el mismo que en los terminales, con el transmisor láser excitado por la señal regenerada, pero no se necesita el equipo de codificación y aleatorización utilizado en los terminales. Se puede incluir equipo auxiliar tal como un circuito de órdenes, que es del mismo tipo que el empleado en los terminales.

Características del sistema

La amplitud del impulso óptico sufre reducción por la atenuación de la fibra, mientras que la dispersión de dicha fibra lo extiende en el tiempo. Son valores típicos en el estado actual de los cables de fibra óptica, 3,5 dB km^{-1} de atenuación y 1 ns km^{-1} de dispersión en 0,85 μm. Para prolongar la vida del láser la potencia óptica media acoplada en la fibra es -3 dBm.

La sensibilidad del detector es de -48 dBm, dando una tasa de error binario equivalente no superior a 1 en 10^9. Las

variaciones del nivel de señal recibido se absorben, tanto en el control automático de la tensión de polarización del FDA, como en el control automático de ganancia del amplificador siguiente. La pérdida máxima permisible en el recorrido óptico desde el transmisor al receptor es de 31,5 dB (basada en atribuir 2,5 dB a dos conectores ópticos, 5 dB a pérdida por dispersión, y 6 dB al margen de diseño del sistema). Con una atenuación de la fibra óptica de 3,5 dB km^{-1} y una pérdida por empalmes de 0,2 dB km^{-1}, se puede conseguir una separación entre repetidores de 8,5 km, que llega a 10 km con fibra de 3 dB km^{-1}.

Supervisión del sistema

Desde los terminales, un equipo de supervisión controla el funcionamiento del sistema completo de transmisión óptica en cualquier longitud de ruta, comprendiendo hasta 256 estaciones terminales, intermedias, y repetidores dependientes. Las alarmas se activan al detectarse condiciones tales como fallo de la señal (en la entrada de tráfico, salida a línea, o entrada de la línea), excesiva tasa de error en la señal recibida, fallo de conducción del láser, excesiva potencia en el láser, y láser fuera de límites. En uno o en ambos terminales se puede localizar, cursando tráfico, cualquier degradación o pérdida de señal en la ruta, transfiriendo desde cada repetidor la posición del detector de error.

El sistema de supervisión que atiende a las dos direcciones de transmisión trabaja sobre un par de hilos de cobre de 0,63 mm del cable metálico (Fig. 3). Cada dirección está controlada por un microprocesador; uno de ellos actúa como maestro y el otro como esclavo, con objeto de iniciar un ciclo de interrogación controlado. Los dos son intercambiables, ya que están preparados con la misma programación de funcionamiento.

El equipo supervisor del terminal comprende el microprocesador, la memoria EPROM del programa operativo (memoria de sólo lectura electrónicamente programable), la memoria RAM (de acceso aleatorio), elementos de interconexión, y una EPROM programada con información de la ruta y mensajes de error para una unidad periférica de pantalla o impresora. La presencia de datos de identificación de la ruta elimina la necesidad de una guía de sus estaciones y permite visualización directa, en la posición del fallo, del número de la caja del repetidor o la dirección de la estación de superficie. Los mensajes de error pueden programarse en el lenguaje del cliente.

Cada 6 s se interroga secuencialmente (se explora) a todas las estaciones terminales, intermedias y repetidores dependientes; así cada unidad de una ruta acumula errores en un periodo fijo, y la unidad terminal computa directamente la tasa de error binario equivalente. La exploración de las dos mitades de la ruta (un ciclo de interrogación) se encadena de tal forma que la información recogida de una dirección después de su procesado esté disponible para la otra dirección cuando se interrogue a la unidad terminal. La vigilancia es continua, y la información de error se almacena en estaciones intermedias y repetidores dependientes para facilitar información inmediata de fallos intermitentes.

Se ejecutan varias rutinas de comprobación de error, y se registra el fallo en cualquier comprobación, junto con la posición del mismo como error detectado por telemetría. Un equipo de auto-comprobación evita fallos dentro del propio sistema de vigilancia: a intervalos regulares (programables por el cliente desde 15 minutos a dos días) se asigna un ciclo de interrogación a exploración de autocomprobación. Se inyecta y se recuenta una tasa de seudo error conocida en cada unidad de la ruta,

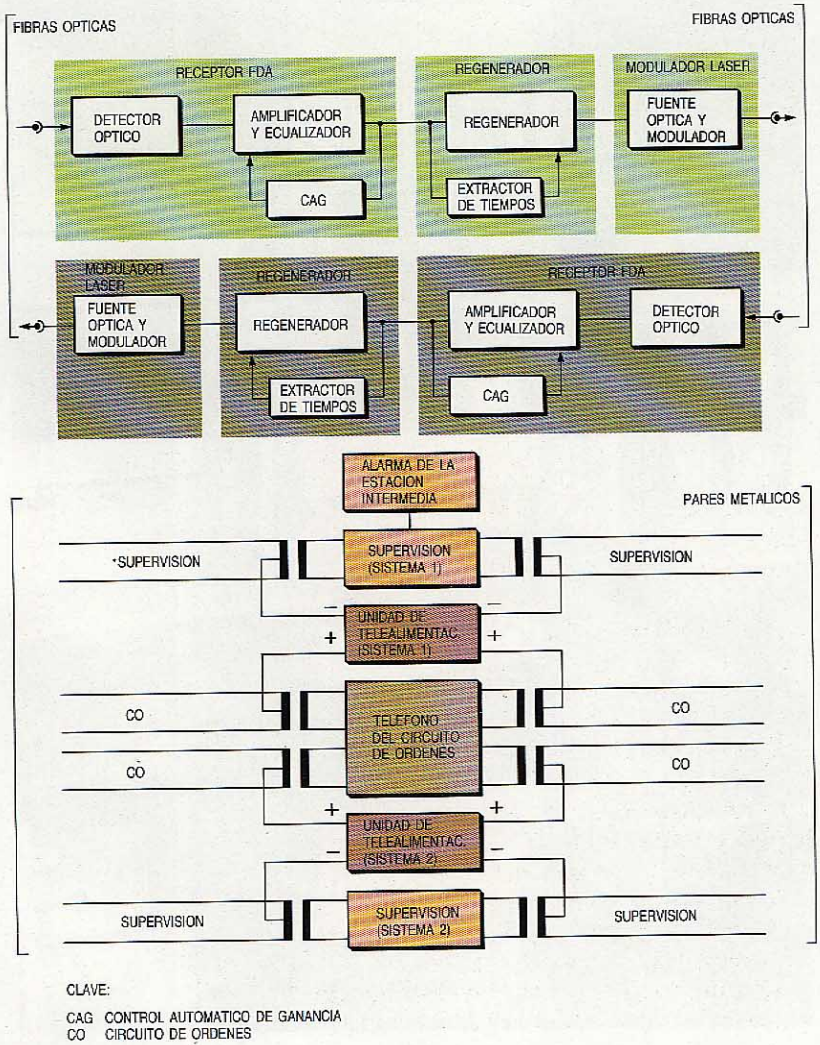


Figura 5
Diagrama de bloques del equipo de la estación intermedia.

CLAVE:
CAG CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA
CO CIRCUITO DE ORDENES

comprobando las respuestas para ver si todas las unidades indican la tasa de error esperada.

La decodificación y el procesamiento de la información de supervisión pueden ocupar a cada microprocesador hasta en el 50% de los 6 s del ciclo de interrogación. El tiempo restante lo emplea la visualización o impresión remota del mensaje de fallo. Cada unidad terminal se puede conectar a una impresora de alta velocidad o a un visualizador, bien directamente o a través de un módem; se guarda un registro permanente de cada fallo y su posición. Equipos a prueba de fallos garantizan que en el caso de un corte de la alimentación de la unidad visualizadora periférica, el panel frontal del terminal retenga su imagen. Así se mantiene una información mínima de emergencia hasta que la energía se reponga, asegurando que no se pierde ningún dato. En el equipo de transmisión y auxiliar se han previsto puntos de prueba y observación para facilitar la vigilancia de características y la localización de fallos.

Circuito de órdenes

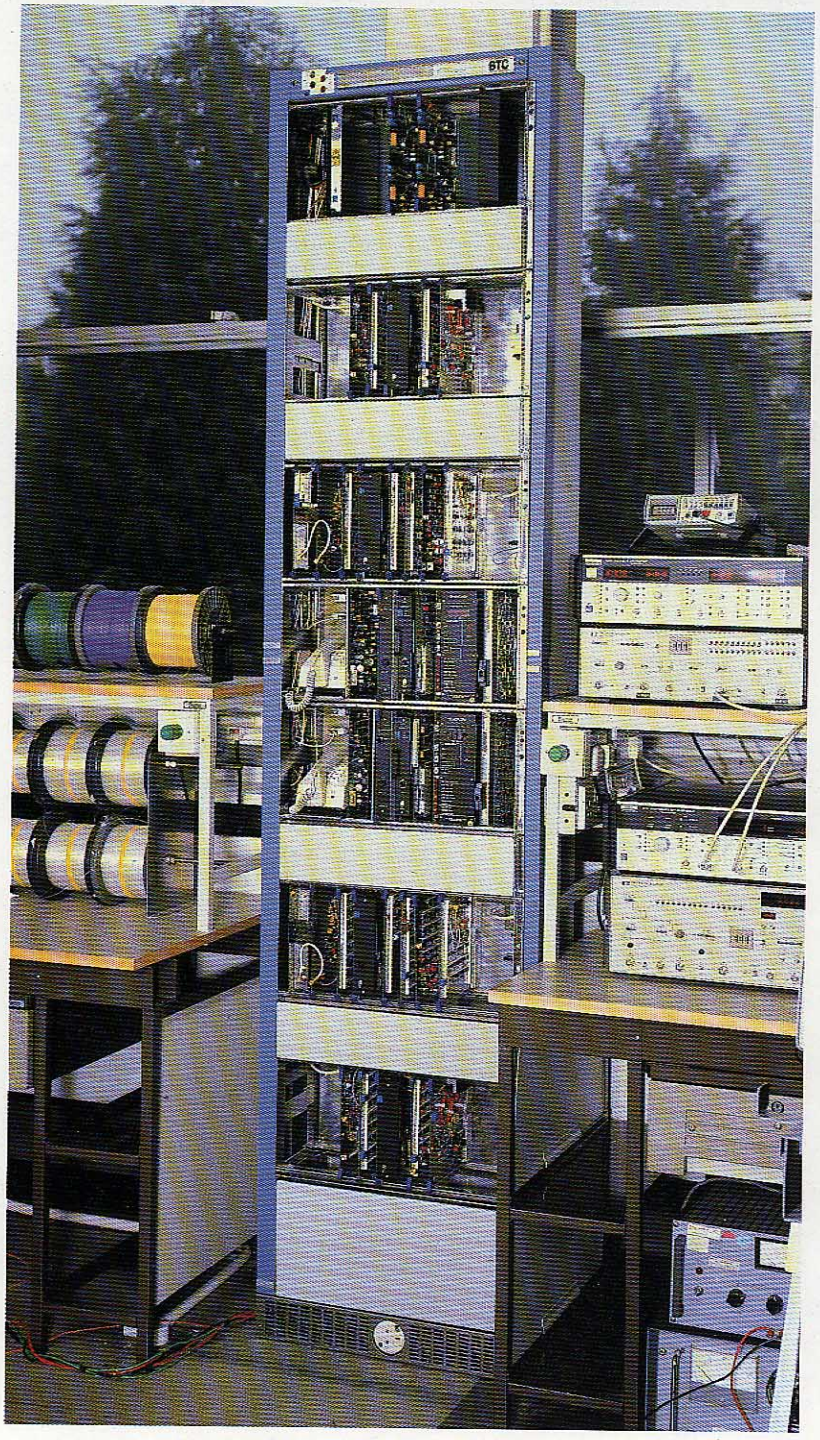
Se puede utilizar como par de órdenes un circuito a cuatro hilos del cable metálico, según se observa en la figura 3. El circuito lo comparten dos sistemas de transmisión, mediante combinación y separación híbrida. Es preferible un circuito a 4 hilos compartido a circuitos a 2 hilos separados, debido a que su amplificador es de diseño más sencillo, es mayor la estabilidad del sistema, y admite una distribución variable de estaciones móviles.

En cada uno de los dos sistemas se incluye un aparato telefónico y de señalización, puesto que sus terminales pueden no estar en la misma ubicación. Cada uno de los conductores metálicos de 0,63 mm se carga con bobinas de 44 mH a intervalos de aproximadamente 1 km, para conseguir la impedancia, atenuación, y características de frecuencia de corte necesarias para el circuito de conversación. Se obtiene así una impedancia característica de 1200 ohmios, una atenuación del orden de 0,5 dB km^{-1} a frecuencia vocal, y una frecuencia de corte en torno a 7,5 kHz.

Los equipos de conversación utilizan señalización por teclado con multifrecuencia de doble tono, que tiene tres ventajas:

- Los circuitos de señalización y decodificación son sencillos y bien experimentados.
- Los tonos están en la banda de audio y no necesitan frecuencia de modulación.
- No se requiere tono piloto, puesto que la telealimentación da una comprobación permanente de los pares. Esto elimina la necesidad de un filtro de corte complejo.

Se equipa un teléfono de frecuencia vocal de diseño propio en cada estación intermedia, y un receptor acústico portátil permite la llamada selectiva desde cualquier posición de repetidor dependiente. El receptor portátil también puede ser llamado desde cualquier posición intermedia.



Equipo terminal de línea para dos sistemas de transmisión óptica de 140 Mbits^{-1}.

Práctica de equipo

En terminales y estaciones intermedias se adopta la práctica de equipo STC Mark 8, que corresponde al Tep-1 (E) diseñado para British Telecom.

La construcción modular se adapta con facilidad a otras prácticas de equipo internacionalmente aceptadas; sus dimensiones (2600 mm de altura × 600 mm de anchura × 260 mm de profundidad) cumplen las recomendaciones del CCITT y las propuestas de la CEPT para armonización europea. Dado que el acceso a las unidades y conexiones es por la cara anterior, los bastidores se pueden instalar espalda con espalda o contra la pared, lo cual aprovecha mejor el suelo disponible. La ventilación es por convección natural, entrando el aire en el bastidor a través de una rejilla en la unidad inferior. Las piezas de estructura se fabrican de acero acabado al cromo. Las cubiertas desmontables de los armazones y de las canalizaciones de cables son de aluminio anodizado recubierto de plástico.

Los fusibles de distribución de potencia y una unidad de indicación de alarmas van montados en la parte alta del bastidor. El cableado a los armazones, y el cableado entre armazones van por canalizaciones de cables de 30 mm de anchura y 200 mm de profundidad, que discurren a cada lado del bastidor. Se emplean conectores enchufables para terminar los cables en la parte posterior del bastidor.

Los componentes se montan en circuitos impresos enchufables de 222 mm × 195 mm. El equipo auxiliar, circuito de órdenes, supervisión y unidades de alimentación ocupan un armazón de 244 mm de altura. El armazón del equipo de transmisión sobresale 122 mm por encima de las placas enchufables, con objeto de almacenar los extremos de las fibras ópticas y de equipar verticalmente los conectores ópticos entre la fuente luminosa, el receptor, y los extremos de fibra del sistema. Esta configuración hace imposible examinar el conector de la fuente luminosa a menos de 120 mm cuando se desconecta el extremo de la fibra. La especificación BS 4803 del British Standards Institution prescribe que la distancia de seguridad en visión continua para la salida de 0,5 mW utilizada, es de 50 mm; el sistema cumple, pues, las normas sobre sistemas con seguridad inherente (Clase *1*).

Cada repetidor unidireccional se aloja en una caja de aleación de aluminio fundido que proporciona una protección excelente, con un embalaje robusto e inalterable. Las conexiones de entrada y salida de la fibra óptica se hacen a través de conectores ópticos desmontables; para las de alimentación y supervisión se utiliza un conector multivía.

Para conseguir transmisión bidireccional se combinan dos repetidores unidireccionales con una unidad auxiliar, compuesta de un convertidor CC/CC y una placa de supervisión, alojada también en una caja de aleación de aluminio. Esta unidad repetidora bidireccional tiene una dimensión total de 280 × 200 × 165 mm, por lo cual puede montarse en los modelos de caja enterrada normalizados para cable coaxial.

Conclusiones

Los sistemas de transmisión óptica constituyen el avance más importante en telecomunicación desde la invención del transistor, presentando muchas ventajas prácticas y económicas sobre las técnicas de cable metálico para comunicación en banda ancha. Si bien los sistemas de fibra óptica jugarán un papel importante en muchas áreas de comunicación en el futuro, la aplicación que actualmente ofrece las más claras e inmediatas ventajas económicas son los sistemas de alta capacidad para larga distancia. El sistema de transmisión óptica de 140 Mbit s^{-1} de STC ha sido experimentado en este tipo de aplicación. En 1985, estarán en funcionamiento 39 sistemas en la red del Reino Unido. Además, se está entregando ya equipo en España y Sudáfrica, al tiempo que se sostienen negociaciones con Administraciones de otros varios países.

Referencia

1 F. Akers, P. W. Black, y J. Irven: Tecnología de la fibra óptica: Investigación en los años 80: *Comunicaciones Eléctricas*, 1981, volumen 56, nº 4, págs. 331–337.

Este artículo tiene carácter póstumo por el fallecimiento repentino de *Mr. D. S. Thomas* en octubre de 1982. Se han recibido numerosos testimonios reconociendo la contribución del Sr. Thomas a la ingeniería de telecomunicación, y en particular su labor en la introducción de sistemas ópticos. El Sr. Thomas recibió su graduación en ingeniería en 1949, en cuyo año se incorporó a Standard Telephones and Cables. Trabajó durante muchos años en el diseño de sistemas de banda base y conmutación de FI para enlaces de microondas. En 1970 pasó al departamento de sistemas de línea digital. Hasta el momento de su muerte, el Sr. Thomas era jefe de sección y director del proyecto de sistemas ópticos en la división de productos de transmisión de STC.

Sistema de radioenlace digital de mediana capacidad

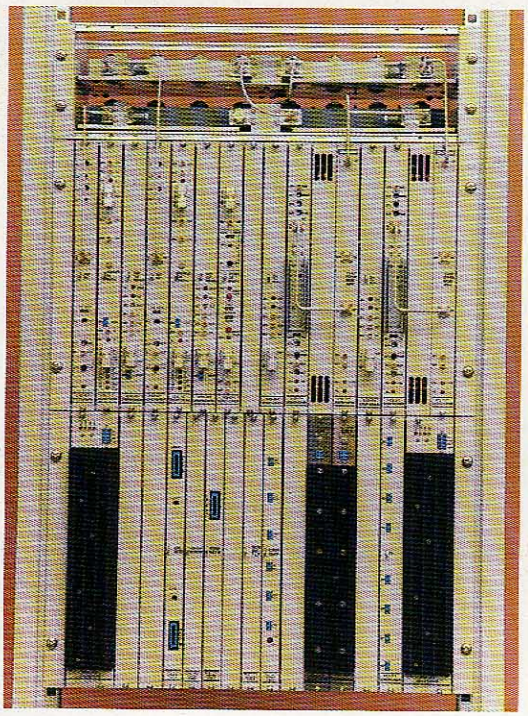
Se ha desarrollado una nueva familia de radioenlaces digitales por microondas que utilizan canales de servicio analógicos y técnicas de medida de tasa de seudo-errores, eliminando la necesidad de una trama especial de radio. La versión de 34 Mbit s^{-1}, en la banda de 2 GHz, proporciona 480 circuitos telefónicos MIC o una señal de televisión codificada digitalmente por canal.

P. G. Debois
Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes, Bélgica

Introducción

Bell Telephone Manufacturing Company ha desarrollado una familia de radioenlaces digitales de mediana capacidad para la banda de 1,7 a 2,3 GHz, con ampliaciones a otras bandas de frecuencia previstas en el futuro.

Las velocidades de transmisión disponibles son 2, 8 y 34 Mbit s^{-1}, con uno, dos y cuatro canales de servicio analógicos en una sub-banda base, respectivamente. Esta familia se destina a rutas secundarias y a aplicaciones de larga distancia, donde la señal se regenera en cada estación. En la fotografía se muestra un equipo típico en la configuración de 1+1.



Configuración del terminal (1+1) en la práctica de equipo normalizada de 19 pulgadas (34 Mbit s^{-1} sobre 2 GHz).

Consideraciones sobre el sistema

Disposición de canales radioeléctricos
Uno de los objetivos fue utilizar la disposición especificada en la Recomendación 283-3 del CCIR (Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicaciones)[1], que proporciona seis canales de RF (radiofrecuencia) de ida y seis de vuelta, cada uno con capacidad hasta de 34 Mbit s^{-1}. El sistema cumple también con lo prescrito en el Informe 608-1 del CCIR sobre disposición de canales de RF para radioenlaces digitales, en particular sobre la relación de la separación de canales adyacentes con la misma polarización a la velocidad de símbolos digitales transmitidos.

El método elegido fue utilizar modulación por desplazamiento de fase de cuatro niveles (QPSK) con polarizaciones alternadas. Esta técnica de modulación tiene las ventajas de su sencillez y baja susceptibilidad a interferencias (CCIR, Informe 378-3)[1].

Objetivos de calidad de transmisión
Aunque todavía el CCIR tenga en estudio los niveles de prestación exigibles a los enlaces digitales, se ha utilizado un borrador de la Recomendación AA/9 (MODF) para definir los objetivos en cuanto a calidad de transmisión del sistema. Se partió de los siguientes supuestos para los cálculos dados en la tabla 1: el circuito hipotético de referencia de 2500 km se divide en 54 vanos (seis por sección homogénea), cada uno de 46,3 km de longitud. Todos los vanos se suponen idénticos y sobre un terreno de tipo común en Europa Occidental. La longitud del alimentador se supone de 45 m en ambos extremos de cada vano.

El nivel de 1×10^{-3} en la tasa de errores (medida con una constante de tiempo de integración de 1 s) no debe superarse durante más del 0,05% de un mes cualquiera. Para el circuito hipotético de referencia de la Recomendación 556 del CCIR[1], esta probabilidad es de $P_4 \times 54$ ó 0,038%, si el enlace tiene 2500 km.

De acuerdo con la Recomendación 557 del CCIR[1], el objetivo de disponibilidad de un sistema de radioenlace digital sobre un trayecto hipotético de referencia de 2500 km debe ser 99,7%, debiendo este porcentaje aplicarse a un periodo lo bastante prolongado para ser estadísticamente válido. Dentro de la indisponibilidad de 0,3% tomada como objetivo para el citado enlace de referencia, hay una parte que depende de la propagación, estimada en $P_5 \times 54$ ó 0,056%.

No inserción de bitios

Los requisitos de operación imponen la existencia de canales de servicio y exigen realizar medidas de la calidad de transmisión mientras se cursa tráfico. Puesto que también se requiere acceso al tráfico principal en casi todas las estaciones de un radioenlace de mediana capacidad, hay que dotar de estas facilidades a todas las estaciones de una ruta.

Si los canales de servicio son digitales, habrá que sumar sus bitios a los del tráfico principal, y añadir bitios de paridad para la medida de errores, de lo que resultará una trama especial para radio, con efectos adversos sobre la fiabilidad y el consumo debidos a los circuitos adicionales necesarios para la inserción de bitios. Por el contrario, el uso de canales de servicio analógicos no afecta a la trama digital, ya que no se insertan bitios y las técnicas de medición de seudoerrores permiten obtener estimaciones rápidas y precisas de tasa de errores utilizando solamente los bitios de tráfico.

Tabla 1 — Cálculo de las características de calidad en el circuito hipotético de referencia del CCIR

Nivel de recepción nominal			
Potencia del transmisor 1 W			+30 dBm
Pérdidas en el espacio libre a 2000 MHz		131,8 dBi	
Pérdidas en alimentadores (coaxial de espuma de 22,2 mm)		6,3 dB	
Pérdida de las redes de derivación (camino duplicado 1+1)		3,3 dB	
Conectores		0,4 dB	
Ganancia de la antena (2 parábolas de rejilla de 3 m)		66,8 dB	
Pérdida neta total		75,0 dB	
Nivel de recepción nominal			−45 dBm
Margen de desvanecimiento disponible			
Umbral del equipo para una tasa de errores de 10^{-3} (versión 34 Mbit s^{-1})		−82,6 dBm	
Degradación asignada para interferencia de RF		1 dB	
Margen plano de desvanecimiento a nivel de recepción nominal			36,6 dB
Degradación estimada debida al desvanecimiento selectivo		5 dB	
Margen de desvanecimiento disponible			31,6 dB
Probabilidades de desvanecimiento			
Probabilidad del desvanecimiento tipo Rayleigh	P_1	189×10^{-4}	
Probabilidad de alcanzar el umbral durante el desvanecimiento de Rayleigh W/W_0	P_2	692×10^{-6}	
Duración del desvanecimiento (Informe 338-3 del CCIR)[1], valor medio para 31,6 dB	$<t>$	7,16 s	
Probabilidades de duración	$t<1$ s	0,06	
	$t>10$ s	0,40	
	$t<10$ s	0,60	
	$P_3 = P(1\text{ s} < t < 10\text{ s})$	0,54	

Características de calidad

Probabilidad de que la tasa de errores binarios exceda 10^{-3} más de 1 s y menos de 10 s por vano $P_4 = P_1 \times P_2 \times P_3 = 7 \times 10^{-6}$

Indisponibilidad

Probabilidad de que la tasa de errores exceda 10^{-3} más de 10 segundos consecutivos en ambas direcciones, por vano $P_5 = P_1 \times P_2 \times 0{,}4 \times 2 = 10{,}4 \times 10^{-6}$

Solución técnica

Modulación QPSK

La modulación puede realizarse en FI (frecuencia intermedia) o en RF. La primera tiene la ventaja de una frecuencia fija pero necesita circuitos adicionales para la conversión elevadora, seguida de amplificación en RF. Y como en los radioenlaces de mediana capacidad es un requisito normalizado el acceso a la señal de tráfico en casi todas las estaciones, se prefirió la modulación en RF a fin de reducir al mínimo los circuitos. Existe también una versión de modulación en FI.

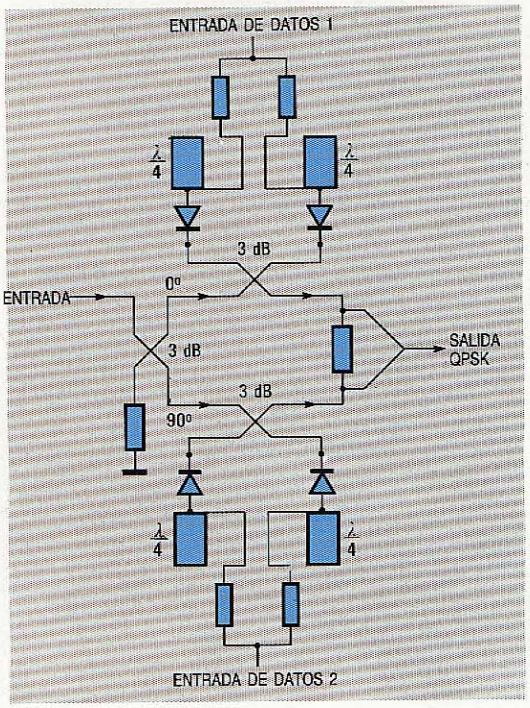


Figura 1
Diagrama de bloques del modulador QPSK de RF.

Se eligió modulación en paralelo (Fig. 1) frente a la modulación en serie, debido a que en tal disposición se divide la potencia entre los diodos PIN utilizados para conmutar la longitud del trayecto. Utilizando un acoplador de 3 dB en las dos ramas, la potencia de RF que debe conmutar cada diodo es sólo la cuarta parte de la potencia de entrada. La señal de RF modulada en QPSK puede pasar por un amplificador de potencia clase C saturado, ya que el espectro de modulación no se ha truncado.

Tres operaciones se realizan en la señal de datos antes de aplicarse al modulador QPSK:

- Aleatorización para obtener un carácter seudo-aleatorio que uniformice la densidad del espectro de modulación sea cual fuere la señal (datos o indicación de alarma), permitiendo la recuperación de reloj en el extremo receptor.
- Codificación diferencial, que evite la necesidad de determinar la fase absoluta en el extremo de recepción.
- Desplazamiento de una de las dos señales digitales en el periodo de un bitio para evitar la modulación de amplitud 100% inherente a la QPSK. La QPSK desplazada permite una mayor anchura de banda en el bucle de extracción de portadora para la misma tasa de errores y tolera un mayor ruido de fase en la portadora regenerada.

Demodulación QPSK

Se realiza demodulación coherente, utilizando para ello un oscilador local de 280 MHz, el cual se sincroniza mediante un bucle de enganche de fase con el cuádruplo de la frecuencia portadora de FI del receptor.

Selectividad

Para evitar interferencias dentro del sistema, se utiliza un filtro de RF después del amplificador no lineal, en la red de derivación del transmisor. Se trata de un filtro de Chebyshev de seis cavidades (rizado de 0,004 dB), con pérdidas de retorno de 30 dB.

En el receptor se utilizan dos filtros: uno en RF y otro en FI. El primero es de cuatro cavidades y tiene las mismas características que el filtro de RF de transmisión. El filtro de FI es del tipo Chebyshev de cuatro polos, con un rizado de 0,01 dB. La anchura de banda total a 3 dB de cada filtro es de 25 MHz, mientras que la anchura correspondiente del canal de radio es de 20 MHz ó 1,16 veces la anchura de banda teórica de Nyquist.

Tasa de seudoerrores

Los requisitos operacionales de los equipos de radioenlace digitales de mediana capacidad exigen medidas en servicio de la tasa de errores binarios (TEB) en condiciones de carga normal, de acuerdo con el Informe 613-1 del CCIR[1].

Los canales de comunicación normalmente trabajan con un margen de tasas de error de 10^{-3} a 10^{-7}, o incluso menores. Por consiguiente, la estimación precisa de dicha tasa mediante el cómputo de errores en una secuencia conocida supone un tiempo prohibitivamente largo. Así, pues, para medir una TEB de 10^{-6} con una cierta precisión (10 errores), insertando un bitio de paridad por cada 100 bitios, se requieren $100 \times 10^6 \times 10 \times T_b$ (T_b es la duración del bitio). A 34 Mbit s^{-1}, T_b es 30 ns, lo que da un tiempo total de medida de 30 s. En las mismas condiciones, la medición de la tasa de seudoerrores (TSE)[2,3] requiere un tiempo total de 300 ms solamente.

Por tanto, la medida de TSE disminuye el tiempo necesario para estimar la tasa de errores en un canal digital; no compromete la capacidad de tráfico del sistema y sólo utiliza la señal de datos en línea.

Los detectores de seudoerror se constituyen utilizando un segundo detector, en paralelo con el detector de bitios de datos de tráfico aunque más sensible a las perturbaciones. Por razones prácticas se prefirió medir la desviación en el umbral de detección. La medida de TSE debe hacerse antes de cualquier regeneración, sin que esto sea una limitación en el caso de remodulación en cada vano.

Los estudios han demostrado que la detección de seudoerrores es una técnica fiable para la medida de TEB y para controlar la conmutación de canales, tanto para perturbaciones gaussianas como para las no gaussianas[4].

Canales de servicio analógicos

Se adoptó la modulación de frecuencia de la portadora de transmisión con preferencia a la inserción de bitios en el flujo principal de tráfico digital, debido a la relativa facilidad de implantación y porque la separación de los caminos auxiliar y de tráfico favorece la fiabilidad. Además, la transmisión del canal de servicio se mantiene por debajo del umbral digital y apenas es afectada por la propagación de trayectos múltiples.

El funcionamiento satisfactorio de esta técnica de modulación adicional depende de su efecto en el proceso de demodulación de 4 fases. La desviación por canal debe limitarse con objeto de no degradar la TEB del sistema. La perturbación del tráfico principal aumenta con la frecuencia perturbadora, de manera que los efectos se

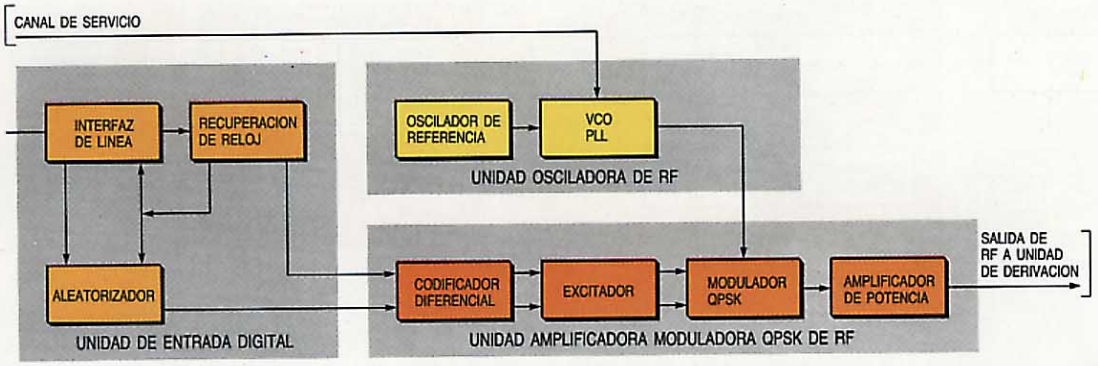


Figura 2
Diagrama de bloques del transmisor.
VCO - oscillador controlado por tensión
PLL - bucle de enganche de fase.

reducen al mínimo situando los canales de servicio en la banda de frecuencia más baja posible.

Es necesario considerar también los componentes perturbadores en la banda de servicio ocasionados por el espectro de tráfico principal, cuya magnitud depende de la configuración, y cuya importancia debe valorarse en relación con el ruido básico en la banda de servicio y con la probabilidad estadística de que se presenten tales configuraciones. Dichos componentes determinan el límite inferior de desviación producida por cada canal de audio, con objeto de mantener una adecuada relación señal/ruido en ese canal.

La señal de la banda de servicio consta de cuatro canales de audio, multiplexados por división de frecuencia entre 300 Hz y 16 KHz. Estos canales se utilizan para llevar las señales de supervisión y los circuitos de órdenes ómnibus y expreso. La señal de la banda de servicio se transmite por duplicado sobre dos canales de radio.

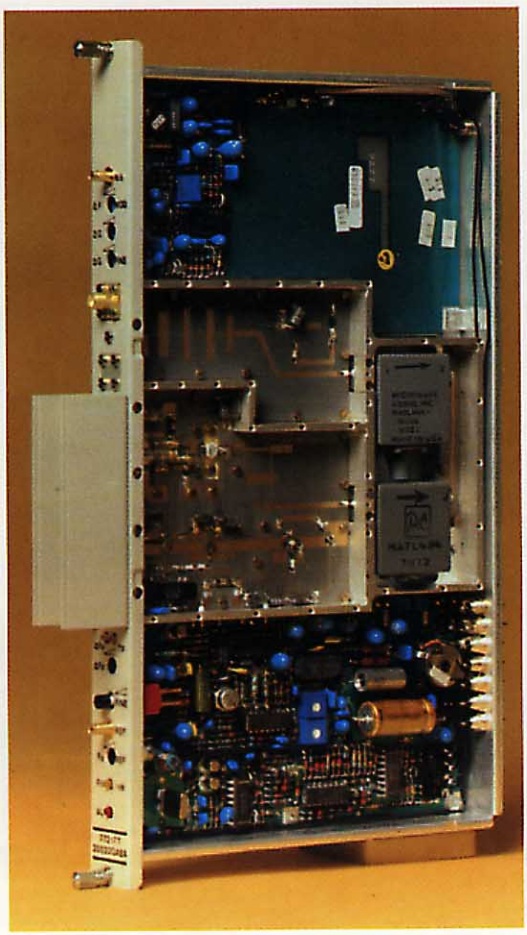
Alimentación
Las fuentes de alimentación son independientes del voltaje primario de batería de 24, 48 ó 60 V nominales. No se necesitan puentes ni modificaciones para aceptar una tensión de entrada comprendida entre −21 y −73 V. El diseño está basado en un convertidor directo con un modulador de anchura de impulsos para cada voltaje secundario requerido.

Diseño mecánico

Tecnología de microcintas
Las ventajas de los circuitos de microcintas son bien conocidas: adecuación para banda ancha, reproducibilidad, poco peso y alta fiabilidad. El diseño ayudado por ordenador permitió optimizar los circuitos con dispositivos semiconductores de microondas. Se han combinado de manera óptima diferentes tecnologías:

- tecnología de película gruesa para el amplificador de RF de bajo ruido
- tecnología de película delgada para el mezclador de recepción y el modulador QPSK de RF, donde se requieren tolerancias más estrictas en la anchura y en la separación de las pistas
- fibra de vidrio impregnada en teflón para los circuitos de potencia de banda ancha utilizados en osciladores y amplificadores.

Caja apantallada de RF
Los circuitos de RF, FI, digitales y lógicos se hallan alojados en cajas apantalladas idénticas, que proporcionan una construcción modular.



Unidad osciladora de RF del transmisor.

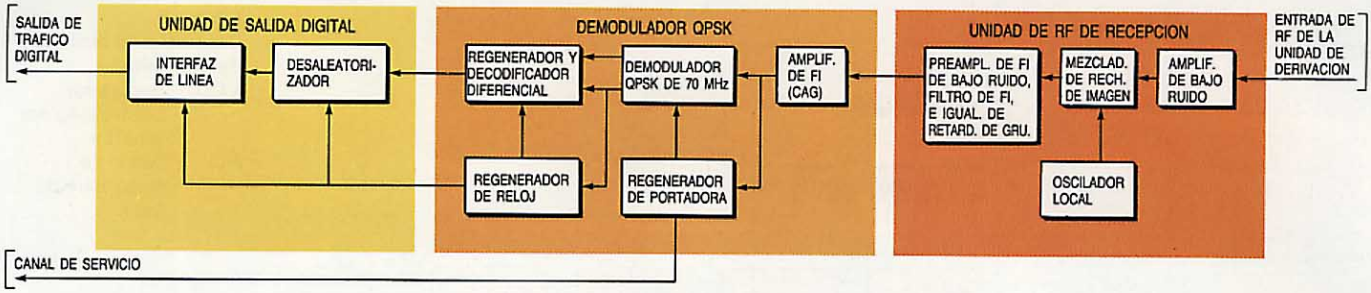


Figura 3
Diagrama de bloques del receptor.
CAG - control automático de ganancia.

Configuración mecánica

La columna vertical cumple las recomendaciones del CEPT de 2600 mm de altura, 120 mm de anchura y 260 mm de profundidad. Dicha columna se subdivide en ocho estantes de igual altura, excluyendo los plintos superior e inferior. Se ha escogido un espaciamiento de 311 mm a fin de poder utilizar grandes tarjetas que también se acomoden a la práctica de equipo mecánica de 19 pulgadas y a la práctica de equipo V-SEP* de ITT.

Transmisor

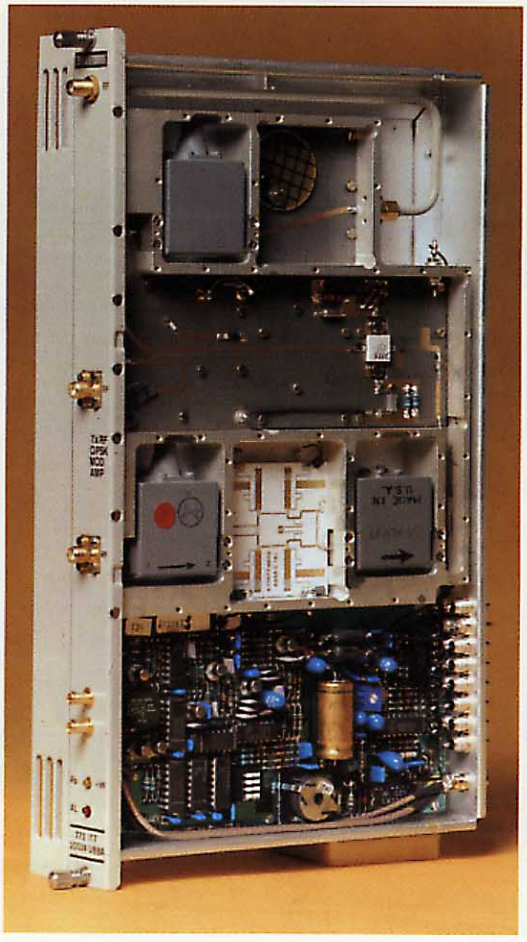
El transmisor (Fig. 2) consta de tres unidades: unidad digital, oscilador de RF y amplificador-modulador QPSK de RF. La unidad de entrada digital acepta señales codificadas en línea – HDB3 o bipolares (AMI) – o bien señales sin retorno a cero (NRZ) y la señal de reloj correspondiente. Un amplificador con CAG compensa las pérdidas en los cables entre equipos múltiplex MIC. La frecuencia de reloj se extrae en el convertidor código-de-línea a NRZ. Los datos NRZ constituyen la entrada al aleatorizador asíncrono de seis etapas.

En el oscilador de RF del transmisor, un oscilador controlado por tensión entrega la potencia de RF, modulada en frecuencia por las señales de sub-banda base del canal de servicio. La frecuencia de dicho oscilador se divide sucesivamente por 3 y por 256 y se compara con la cuarta parte de la frecuencia de referencia de un oscilador de cristal de 10 MHz. El elevado factor de división reduce a un valor despreciable la excursión de frecuencia en la modulación, de manera que la señal pueda utilizarse en un comparador de fase para sincronizar la frecuencia de salida. Se utilizan dos aisladores para evitar el arrastre de frecuencia resultante de las bruscas variaciones de reflexión del modulador de RF subsiguiente.

En la unidad amplificadora moduladora QPSK de RF del transmisor, la señal digital procedente de la unidad de entrada digital se divide en dos trenes de bitios, codificados en forma diferencial, que se utilizan para conmutar la fase de dos componentes en cuadratura de la portadora de RF. La división se hace bajo el control de la señal de reloj de frecuencia mitad de 17 MHz. La señal de RF se aplica a través de otro aislador más al modulador QPSK, el cual va seguido de un aislador y de un amplificador de potencia opcional de una o dos etapas que utiliza transistores de potencia bipolares, de silicio, adaptados para microondas de RF.

Receptor

El receptor (Fig. 3) consta de tres unidades: el receptor de RF, el demodulador QPSK y la unidad de salida digital.



Unidad amplificadora-moduladora QPSK de RF del transmisor.

* Marca registrada del Sistema ITT

El receptor de RF cubre la banda de frecuencias de 1,7 a 2,3 GHz. El amplificador de bajo ruido, con sus dos transistores de silicio bipolares, tiene una ganancia mínima de 15 dB y un factor de ruido típico de 3,5 dB. El mezclador de rechazo de imagen, en su configuración doblemente equilibrada, utiliza diodos Schottky de baja barrera con terminales-soporte sobre los bordes, que requieren una potencia de oscilador local de 10 mW. Se ha conseguido que la pérdida de conversión se reduzca a 8 dB o menos. La supresión del oscilador local y de la banda lateral no deseada es, al menos, de 20 dB. El preamplificador de FI tiene tres etapas de amplificación, consiguiendo una ganancia de 20 dB con un factor de ruido típico de 2 dB. Se ha preferido igualación en FI de los filtros de RF, ya que reduce la pérdida de derivación de los filtros y mejora la igualación individual de los vanos. La respuesta en amplitud se compensa eficazmente cuando se iguala el retardo de grupo. El rizado del retardo de grupo se ajusta a un máximo de 3 ns sobre ± 8 MHz, y es inferior a 5 ns sobre ± 9 MHz.

La unidad demoduladora QPSK incluye un amplificador de FI con un margen de CAG de 60 dB. Para la extracción de portadora y la demodulación del canal de servicio se utiliza un bucle de enganche de fase en 280 MHz. La extracción de reloj se realiza también por medio de un bucle de enganche de fase. La regeneración de la señal binaria se lleva a cabo en cuatro etapas: detección de amplitud, resincronización, decodificación diferencial y recombinación.

La unidad de salida digital incorpora un desaleatorizador para convertir la señal a la configuración de bitios original. El interfaz de línea convierte, a continuación, la señal binaria en código de línea HDB3 (o a código AMI). En el caso de pérdida de la señal, una señal de indicación de alarma sustituye al tren normal de bitios de datos. También se incluyen detectores de seudoerror en esta unidad.

Configuraciones del sistema

La finalidad básica de proveer un sistema de protección (1 + 1) es mejorar la disponibilidad del canal. Se utiliza una unidad adicional denominada de control y alarma (1 + 1), para convertir el sistema en una configuración (1 + 1). En el lado de transmisión, la bifurcación de la señal digital se realiza sobre la señal codificada en línea. En el lado de recepción, hay conmutación automática del canal de trabajo al de reserva cuando el nivel de RF recibido cae por debajo del valor del umbral, o cuando la TEB excede del umbral, o si se pierde la señal digital.

Pueden adoptarse otras configuraciones basadas en diversidad de frecuencia, reserva activa, diversidad de espacio y combinación de RF, o bien en todas estas técnicas.

Comportamiento del sistema

Resultados de las pruebas

La figura 4 muestra la relación entre la tasa de errores y la relación portadora a ruido, o el nivel de entrada al receptor, para un factor de ruido garantizado de 5 dB y filtro de predetección de 25 MHz para transmisión a 34 Mbit s^{-1}.

La curva *1* es la probabilidad de error teórica para BPSK o QPSK con demodulación coherente. La curva *2* tiene en cuenta la corrección del filtro de 1,38 dB. La curva *3* incluye el factor de multiplicación de error por tres debido a la aleatorización, y un factor de dos resultante de la codificación diferencial; esta curva representa el límite teórico del sistema. Las curvas *4* y *5* indican los valores extremos de las medidas del sistema en producción a temperatura ambiente. Los dos puntos angulares son los valores garantizados sobre temperatura sin interferencia.

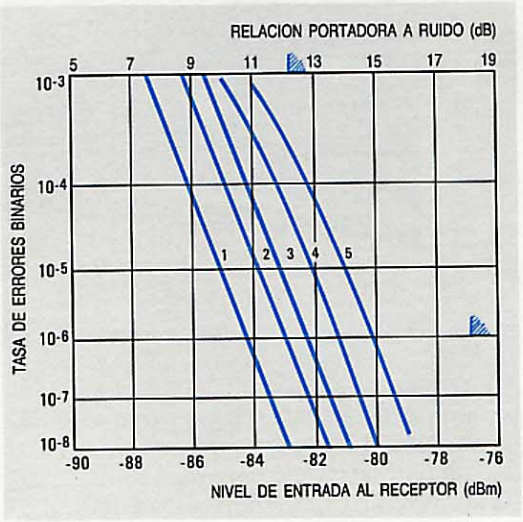
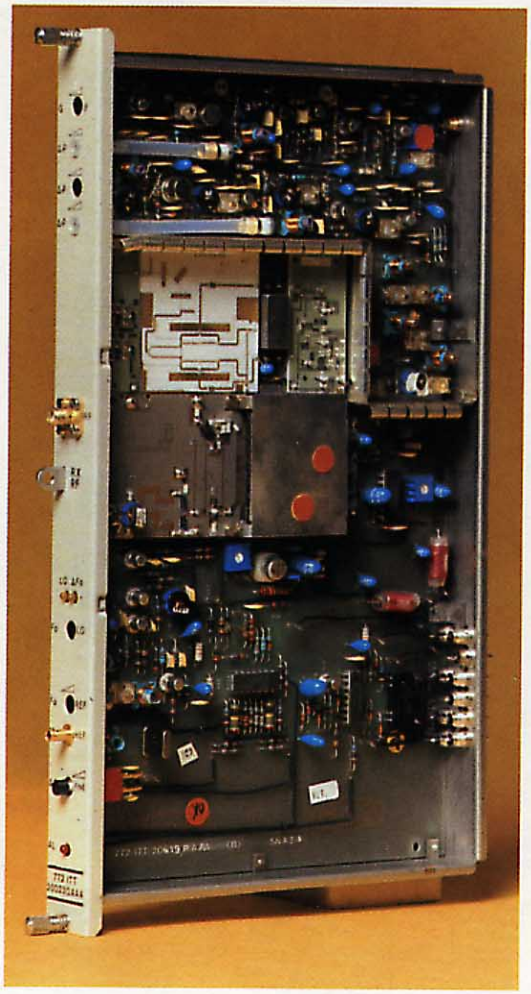


Figura 4
Comportamiento del sistema para la versión de 34 Mbit s^{-1} (factor de ruido del receptor, 5 dB; anchura de banda del filtro de FI, 25 MHz).

Fiabilidad y disponibilidad

El equipo está totalmente transistorizado y utiliza componentes de alta calidad. Basándose en tasas de fallos de componentes comprobadas, se obtiene un tiempo medio entre fallos superior a ocho años para una versión (1 + 0) que comprende un transmisor de 2 W, receptor, red de derivación y fuente de alimentación.



Unidad de RF del receptor.

La disponibilidad de un equipo (1 + 0) con un tiempo medio para reparar de seis horas, es del 99,9918%. Una configuración (1 + 1) con un tiempo medio para reparar de 24 horas tiene una disponibilidad del 99,999%. Estos tiempos de reparación incluyen transporte, logística y disponibilidad de repuestos y de medios de transporte.

Teniendo en cuenta las interrupciones debidas a la propagación en el trayecto, calculadas con anterioridad, la no disponibilidad del sistema para el circuito hipotético de referencia de 2500 km (en ambas direcciones) es del 0,941% para un equipo (1 + 0) y del 0,154% para un equipo (1 + 1). El último valor está muy por debajo del objetivo del CCIR de 0,3% (Recomendaciones 556 y 557).

Conclusiones

Bell Telephone Manufacturing Company ha desarrollado un nuevo sistema de radioenlace digital de mediana capacidad para la banda de 1,7 a 2,3 GHz. El equipo, alojado en columnas V-SEP, es muy compacto, y su funcionamiento y conservación son sencillos a consecuencia de la facilidad de acceso a los circuitos. El sistema, caracterizado por su amplificación de potencia de banda ancha, es fiable y cumple fácilmente los requisitos de transmisión especificados en las recomendaciones del CCIR.

Referencias

1 Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicaciones (CCIR): XIV Asamblea Plenaria, Kyoto, 1978, *Recomendaciones e Informes*, volumen IX, y XV Asamblea Plenaria, Ginebra, 1982, *Recomendaciones e Informes*, volumen IX: Servicio fijo: Sistemas de relevadores radioeléctricos. Compartición de frecuencias y coordinación entre sistemas del servicio fijo por satélite y de relevadores radioeléctricos.

2 J. M. Keelty y K. Feher: On-line Pseudo-Error Monitors for Digital Transmission Systems: *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Communications*, agosto 1978, volumen COM-26, n° 8, págs. 1275–1282.

3 K. Feher: Digital Communications: *en* K. Feher: Microwave Applications, Englewood Cliffs, Prentice Hall, 1981, págs. 238–242.

4 E. A. Newcombe y S. Pasupathy: Error Rate Monitoring for Digital Communications: *Proceedings of the Institute of Electrical and Electronics Engineers*, agosto 1982, volumen 70, n° 8, págs. 805–828.

P. G. Debois se graduó en ingeniería eléctrica en 1959 por la Universidad de Lovaina (Bélgica), y en 1961 por la Escuela Superior de Electricidad de Paris en ingeniería electrónica y de radio. Entonces ingresó en BTM, en la ingeniería de desarrollo, siendo jefe de un grupo de desarrollo en 1963. Tres años más tarde fue nombrado ingeniero jefe del laboratorio de sistemas de microondas. Es miembro del IEEE.

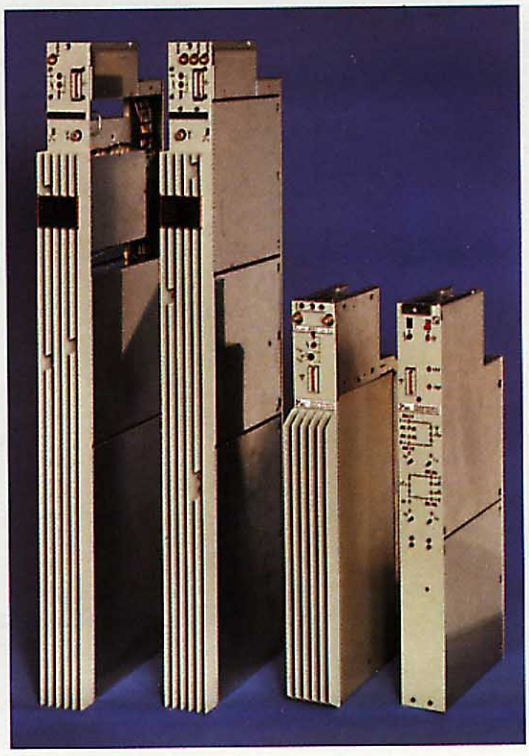
Sistemas de radioenlaces digitales para transmisión a 34 Mbit s^{-1}

Se han desarrollado dos nuevos sistemas de radioenlaces digitales para funcionamiento en las redes de enlaces locales e interurbanos del Bundespost alemán. Ambos utilizan modulación QPSK desplazada para la señal digital y modulación de frecuencia para el canal de servicio analógico.

F. Frey
Standard Elektrik Lorenz AG, Pforzheim,
República Federal de Alemania

Introducción

SEL (Standard Elektrik Lorenz) ha desarrollado dos sistemas de radioenlaces digitales para transmisión a 34 Mbit s^{-1}. Uno de ellos, denominado DRS34/1900, trabaja en la banda de 1,9 GHz con una separación de 14 (14,5) MHz entre canales y polarización cruzada, o con separación de 28 (29) MHz y la misma polarización. Este sistema lo tiene en funcionamiento el Bundespost alemán en su red interurbana sobre vanos hasta de 50 km. El otro sistema, el DRS34/13000, trabaja en la banda de 13 GHz y está concebido para la red de enlaces local, por encima del nivel de conmutación tándem con vanos comprendidos entre 20 y 35 km.



Armazones para el sistema de 1,9 GHz. De izquierda a derecha: transmisor, receptor, armazón de conmutación y armazón de control.

Ambos equipos pueden trabajar sobre todo el margen de frecuencias de la banda correspondiente, utilizando modulación QPSK (modulación por desplazamiento de fase en cuadratura) desplazada.

Se utiliza una trama de señal del radiosistema para transmitir los canales de servicio digitales y las señales de supervisión. Un equipo de conmutación protector permite la entrada en operación del equipo de reserva y el funcionamiento en diversidad con conmutación síncrona de bitios.

Construcción mecánica

En ambos sistemas se utiliza la práctica de equipo 7R6, de línea delgada. El transmisor, receptor, armazón del equipo de conmutación protector y unidad de control, constituyen respectivos conjuntos mecánicos separados. Como los armazones tienen sólo 54 mm de anchura, dos de ellos yuxtapuestos ocupan la misma anchura que un solo armazón de la antigua práctica de equipo 7R.

El transmisor y el receptor tienen cada uno 800 mm de altura, y el equipo de conmutación protector 500 mm de altura. Todas las unidades pueden sacarse fácilmente del bastidor para su mantenimiento o reparación.

Características del sistema

El sistema de 1,9 GHz es adecuado para trabajar con las asignaciones de canales de RF (radiofrecuencia) dadas en las Recomendaciones 283-3 y 382-2 (Fig. 1a) del CCIR. Puede, pues, trabajar también dentro del plan de frecuencias de sistemas analógicos de 2 GHz. El sistema de 13 GHz trabaja de acuerdo con el plan de frecuencias especificado en la Recomendation 497-1

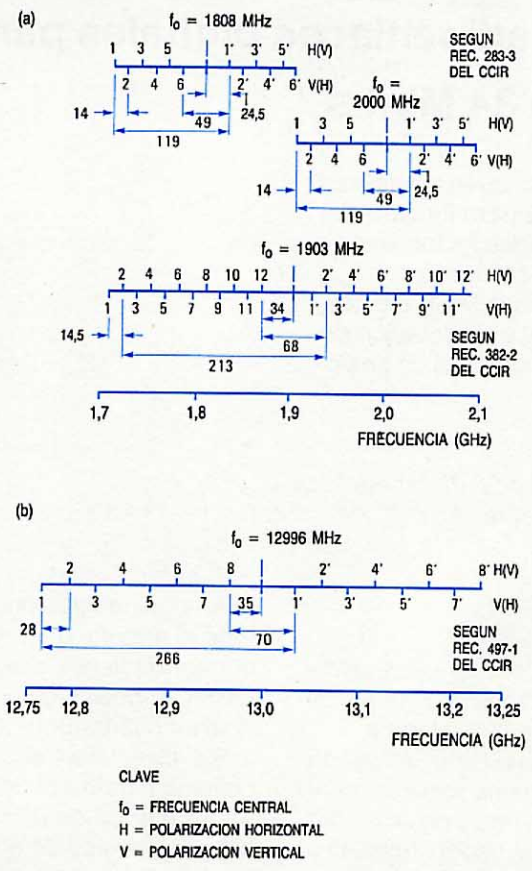


Figura 1
Separación entre canales para:
a) sistema DRS34/1900,
b) sistema DRS34/13000.

del CCIR (Fig. 1b). Hasta tres transmisores y tres receptores de 1,9 GHz, y hasta cuatro transmisores y cuatro receptores de 13 GHz pueden conectarse alternadamente a una red de derivación de RF, de tal manera que, en unión de un diplexor de polarización, pueden trabajar a la vez con una misma antena hasta seis canales de RF (1,9 GHz) u ocho canales de RF (13 GHz).

Se utilizan señales digitales diferentes en las estaciones terminales y repetidores. En las estaciones terminales las señales son de 34,368 Mbit s^{-1}, codificadas en HDB3; esta señal está presente también en la salida del receptor con codificación NRZ (sin retorno a cero), además de una señal de reloj para conexión al equipo de conmutación protector. En el terminal transmisor se añaden bitios de información para formar una trama de radio-sistema, que contiene ocho bitios para la sincronización de trama, tres bitios para la identificación de canal, seis bitios para el canal de servicio, dos bitios de paridad y un bitio más para señalización interna. Esto eleva ligeramente la velocidad hasta 35,008 Mbit s^{-1}. En las estaciones repetidoras, las señales se transfieren al tramo siguiente a esta velocidad binaria, sin proceso alguno de la señal. Sin embargo, esta información adicional se evalúa en el receptor y se procesa en la medida necesaria. La salida de 35 Mbit s^{-1} está codificada en AMI (señal bipolar alternada). Existe también una salida adicional con señal NRZ más reloj, para conectarse al equipo de conmutación protector.

En el sistema de 1,9 GHz, la modulación tiene lugar a la FI (frecuencia intermedia) de 70 MHz, mientras que en el de 13 GHz se modula directamente la portadora. En ambos sistemas se usa modulación QPSK desplazada, codificada diferencialmente: la información no está contenida en el valor absoluto de la fase de la portadora, sino en el cambio de fase entre dos instantes determinados.

La modulación QPSK puede considerarse como dos ondas portadoras de la misma frecuencia pero con una diferencia de fase de 90°, que está cada una modulada en amplitud con una de dos señales digitales paralelas conocidas como señales *I* (en fase) y *Q* (en cuadratura de fase).

Modulación desplazada significa que las señales *I* y *Q* están desplazadas entre sí en el tiempo la mitad de la longitud de un elemento, de manera que en ciertos instantes tienen lugar saltos de fase de 90° pero nunca hay saltos de 180°. De esta manera, la señal modulada recibe una profundidad de modulación de amplitud mucho más pequeña que utilizando modulación convencional QPSK; la profundidad de modulación es solamente 30% en lugar de 100% (Fig. 2) y, por tanto, la señal modulada sufre menos distorsión de amplitud y de fase cuando atraviesa los siguientes elementos no lineales del circuito.

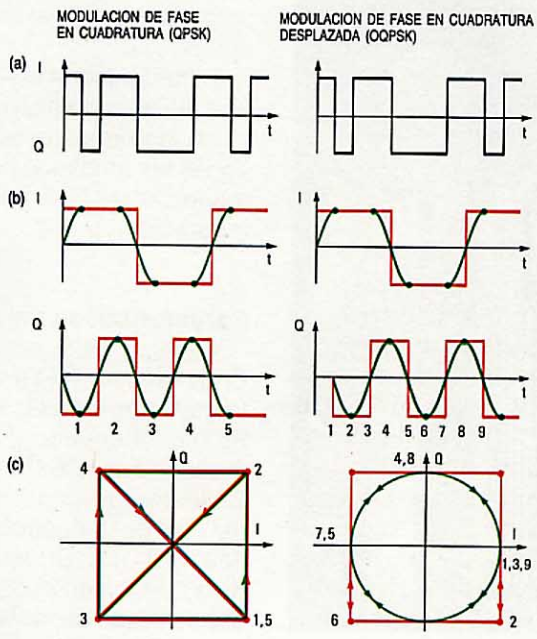


Figura 2
Principio de la modulación de fase en cuadratura:
a) tren de datos en serie,
b) generación de señales *I* y *Q*,
c) lugar geométrico del vector portadora.

Equipo de radioenlace

Transmisor

El transmisor (Fig. 3) consta de las siguientes unidades funcionales:

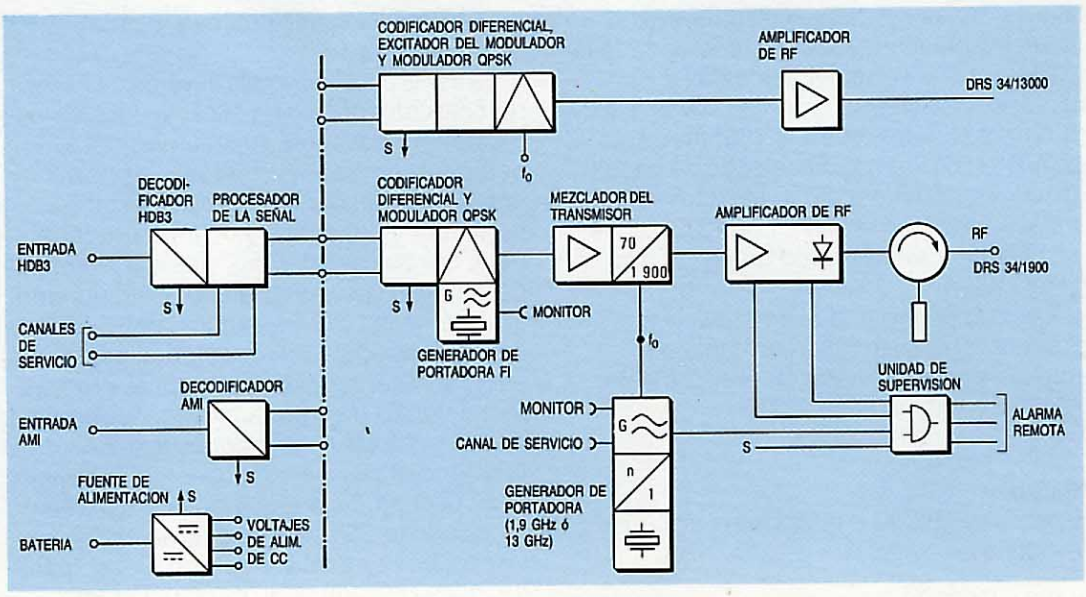


Figura 3
Diagrama de bloques del transmisor de 34 Mbit s^{-1}.

- sección digital
- codificador diferencial y modulador de 70 MHZ (o de 13 GHz)
- mezclador transmisor (sistema de 1,9 GHz solamente)
- oscilador
- amplificador de RF
- unidad supervisora
- fuente de alimentación.

La igualación automática de atenuación conforme a la Recomendación G 703 del CCIR, se realiza primero en la sección digital de la estación terminal, compensando hasta 12 dB de la atenuación básica del cable a 17 MHz y la asociada atenuación dependiente de la frecuencia (según $\sqrt{f}$).

La señal codificada en HDB3 se convierte a continuación en señal binaria y se recupera la señal de reloj asociada. Después de la generación de la trama del radio-sistema, se aleatoriza la señal en un aleatorizador con reposición, para evitar largas secuencias de elementos idénticos y obtener así un espectro continuo. La señal NRZ aleatorizada y la de reloj asociada se llevan luego a 35,008 Mbit s^{-1} al codificador diferencial.

La entrada al transmisor en las estaciones repetidoras se hace con una señal de 35,008 Mbit s^{-1}, codificada en AMI en el receptor precedente. No se precisan, por tanto, igualación de entrada, decodificación HDB3, ni generación de la trama del sistema.

Mediante el codificador diferencial la señal de 35 Mbit s^{-1} se divide en dos señales binarias digitales a velocidad mitad, que se codifican diferencialmente y luego, en el sistema de 1,9 GHz, se utilizan para gobernar un circuito multiplexor integrado. La portadora de 70 MHz se conecta a las cuatro entradas de este circuito multiplexor, cada una desfasada en 90° respecto a la anterior, de forma que en la salida aparezca una señal de 70 MHz modulada por desplazamiento de fase. Después de amplificación en FI, esta señal se divide, mediante un acoplador de 90°, y las dos salidas (desfasadas en 90°) se llevan a un mezclador de banda lateral única[1]. El suministro de portadora para realizar esta conversión se toma de un oscilador directo de transistores de 1,9 GHz, sintonizable en toda la banda RF, el cual está controlado por un oscilador de cristal de 4 MHz que emplea técnicas de síntesis y un PLL (bucle de enganche de fase) con frecuencia de comparación de unos 30 kHz. La frecuencia del oscilador se ajusta en pasos de 0,5 MHz mediante un conmutador de codificación de tres etapas.

Después del mezclador viene un amplificador PLL y una etapa transistorizada bipolar que amplifica la señal de 1,9 GHz, primero a 0,5 W y después a 2,5 W. La etapa PLL consta esencialmente de un oscilador de 1,9 GHz controlado por tensión que se sincroniza en banda ancha con la señal de entrada[2].

En el sistema de 13 GHz, el codificador diferencial excita a un modulador que trabaja directamente en 13 GHz. Este va seguido de un amplificador FET (transistor de efecto de campo) de dos etapas, que da una señal de salida de 0,5 W para transmisión. El modulador se basa en el principio de reflexión. Sus dos etapas, cada una consistente en un conmutador de fase y un circulador para separar las señales directa y reflejada, producen diferencias de fase discretas de 90° y 180°; se utilizan diodos PIN como elementos de conmutación. El principio operativo de la conmutación de

fase se deriva del de los guiaondas de modo evanescente. Las diferencias de fase reales entre el corte del diodo PIN y las condiciones de conducción se llevan a los valores deseados de 90° y 180° mediante las adecuadas transformaciones de impedancia. La portadora del modulador se obtiene de un oscilador FET de 13 GHz que está también sincronizado en un circuito sintetizador.

Existe la posibilidad de modular la frecuencia del oscilador con un canal de servicio analógico, tanto en el sistema de 1,9 GHz como en el de 13 GHz.

Receptor

El receptor (Fig. 4) consta de las siguientes unidades funcionales:

- mezclador de recepción
- oscilador
- unidad de FI
- demodulador de 70 MHz y decodificador diferencial
- sección digital
- unidad de supervisión
- fuente de alimentación.

En ambos sistemas la señal de RF recibida se convierte, en primer lugar, a la FI de 70 MHz en el mezclador de recepción. En el sistema de 1,9 GHz esta conversión reductora se realiza con ayuda del mismo tipo de oscilador que en la conversión elevadora del transmisor. Sin embargo, en el sistema de 13 GHz, se utiliza un oscilador FET que, después de una sintonía mecánica aproximada, se regula mediante un circuito de control automático de frecuencia a través del circuito de recuperación de la portadora de 70 MHz, que funciona como discriminador de frecuencia para obtener una frecuencia intermedia constante para la señal recibida.

La señal pasa luego a la sección de FI del receptor, donde se amplifica, se iguala y se controla en ganancia. A continuación, se demodula en dos mezcladores-demoduladores de anillo por multiplicación con la portadora recuperada, y después se regenera. Las dos señales digitales procedentes de los mezcladores de anillo corresponden a las señales *I* y *Q* excitadoras del modulador. La demodulación coherente, utilizada para asegurar la calidad de la señal, requiere recuperación de la portadora que fue previamente suprimida en el modulador. Esto se consigue multiplicando por cuatro la señal de FI para producir una fuerte componente espectral de 280 MHz, la cual se utiliza con un circuito PLL para sincronizar un oscilador de 280 MHz controlado por tensión; el voltaje de bloqueo también proporciona el voltaje del control automático de frecuencia y el canal de servicio analógico demodulado. Las componentes ortogonales de la portadora de FI de 70 MHz necesarias para excitar los mezcladores en anillo, se obtienen de la salida del oscilador referido después de división por cuatro.

La señal de reloj necesaria para regeneración y decodificación se obtiene también de un circuito PLL, utilizando una señal de referencia derivada de las salidas rectificadas combinadas de los mezcladores en anillo tras suprimir la componente de CC[3]. Después de la demodulación, los impulsos se conforman en filtros paso bajo, se regeneran en circuitos de decisión y se decodifican diferencialmente para reproducir la señal digital en serie de 35,008 Mbit s^{-1}. Esta señal se pasa luego, junto con la señal de reloj asociado, a la sección digital donde se suprime la información adicional. En las estaciones terminales se entrega la señal de 34 Mbit s^{-1} en HDB3 o en codificación binaria; en las estaciones repetidoras, por

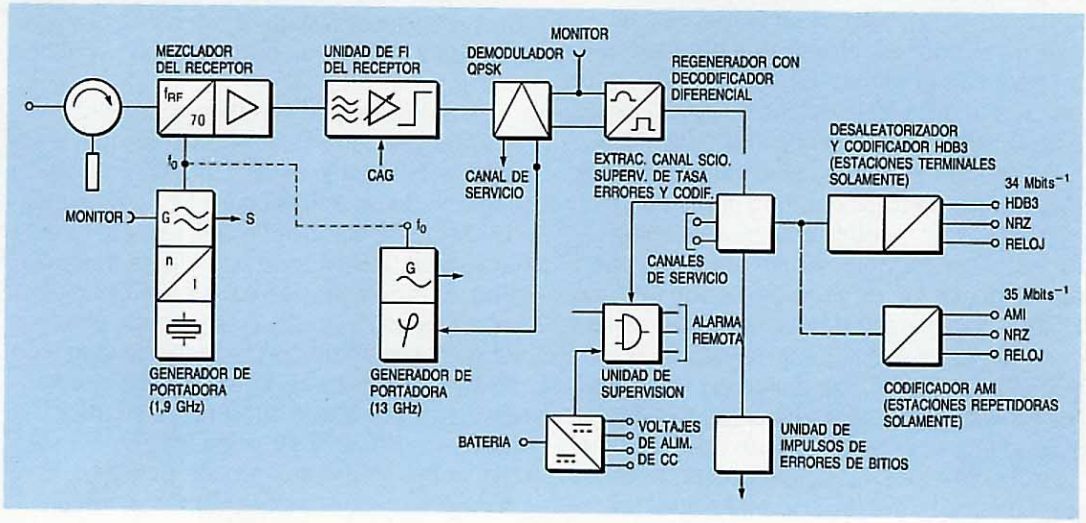


Figura 4
Diagrama de bloques del receptor de 34 Mbit s^{-1}.

otra parte, la señal se reemite a 35,008 Mbit s^{-1} y en codificación AMI o binaria.

En ambos casos, la información adicional se deriva a la unidad múltiplex; de esta forma, se dispone de la información digital del canal de servicio en todas las estaciones de la ruta. Los demás bitios añadidos se evalúan para controlar y supervisar el sistema.

Red de derivación de canales de RF

La red de derivación de canales está constituida por filtros de guiaondas de tipo Cauer que se conectan a una cadena de circuladores.

Equipo de conmutación protector

El equipo de conmutación protector permite escoger entre varias configuraciones sustitutivas del radioenlace a 34 ó 35 Mbit s^{-1}. La sustitución es generalmente automática en caso de pérdida de la señal, de exceso en la tasa de errores binarios o de que se detecte un mal funcionamiento del transmisor o del receptor. Puede, además, iniciarse el cambio manualmente, bien de modo local o por control remoto.

El receptor envía también una señal de error binario al equipo de conmutación protector cuando el análisis de los bitios de paridad detecte un error. Esta señal se utiliza para activar la sustitución síncrona de bitios en el funcionamiento en diversidad de espacio o de frecuencia (Figs. 5a–5d).

La conmutación al transmisor de reserva activa se realiza mediante conmutadores de diodos PIN conectados entre los zócalos de salida del transmisor y la entrada a la red de derivación asociada. La señal de recepción se divide y se lleva a dos receptores que utilizan un acoplador de 3 dB en la posición correspondiente del lado de recepción. Estas dos unidades de RF están situadas fuera de los armazones de conmutación protectores.

El equipo de conmutación comprende un armazón de control y un armazón de conmutación. En la figura 6 se muestra la versión con interfaz binario (NRZ y reloj) en el lado de recepción; su empleo es adecuado cuando sólo hay una corta distancia al equipo de radio.

El armazón de conmutación consta esencialmente de los siguientes bloques funcionales:

- red divisora del lado de transmisión
- circuito de entrada del lado de recepción
- conmutador de cambio
- unidad de supervisión
- fuente de alimentación.

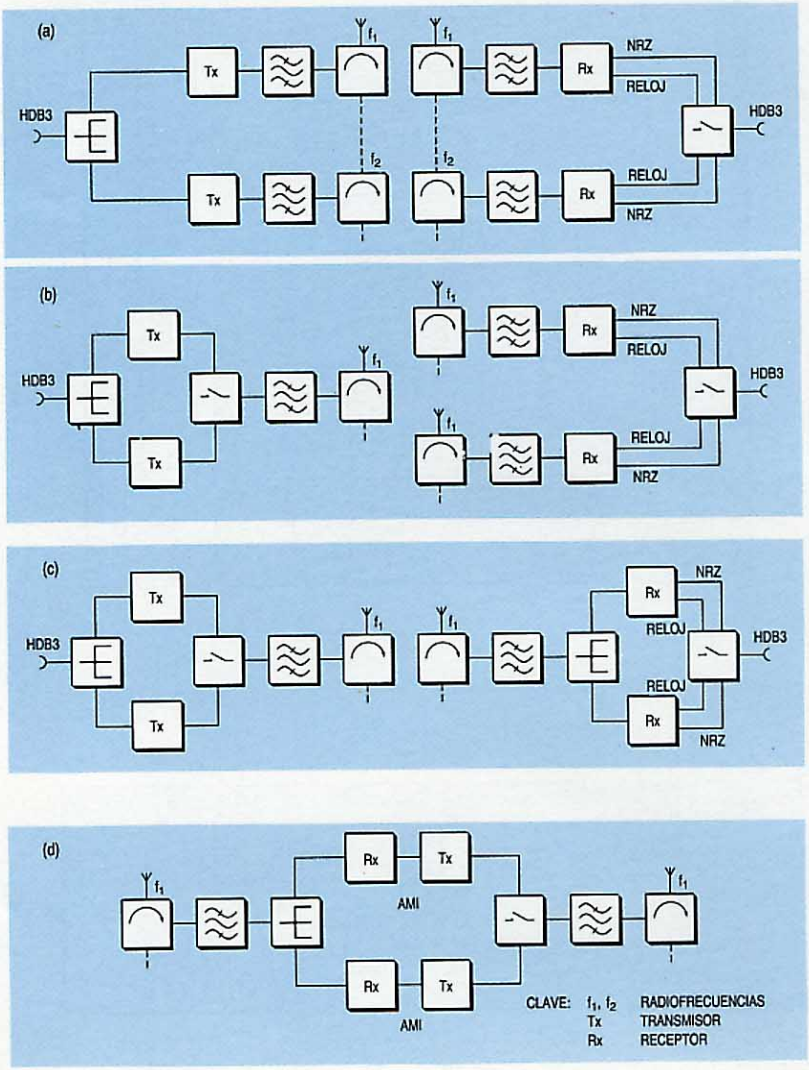


Figura 5
Equipo de conmutación protector para: a) diversidad de frecuencia o protección de línea, b) diversidad de espacio con transmisor de reserva activa, c) reserva activa para estaciones terminales, d) reserva activa para estaciones repetidoras.

El divisor de transmisión deriva en dos caminos iguales la señal de entrada, que es o bien una señal HDB3 de 34 Mbit s^{-1}, o una señal AMI de 35 Mbit s^{-1}, dependiendo de la aplicación.

En el circuito de entrada del lado de recepción se realiza, bien una conversión de HDB3 a código binario con recuperación de reloj, o bien se transfiere sin variación la señal binaria de entrada, según sea el tipo de señal conectada. En el primer caso, la atenuación del cable se iguala de la misma manera que en la entrada del transmisor de radio. Tras regenerar las señales procedentes de los dos receptores de radio y adaptar sus instantes de cronometración, se pasan al conmutador de cambio donde se lee cada una en una memoria "elástica", y luego vuelven a leerse con un impulso de reloj común. Un circuito subsiguiente hace una comparación bitio a bitio y controla la memoria del camino que no está en línea, de forma que la secuencia digital se desplace hacia adelante o hacia atrás en pasos de un bitio hasta que se obtenga el sincronismo. Otras etapas de la memoria se utilizan para compensar las fluctuaciones de fase y las

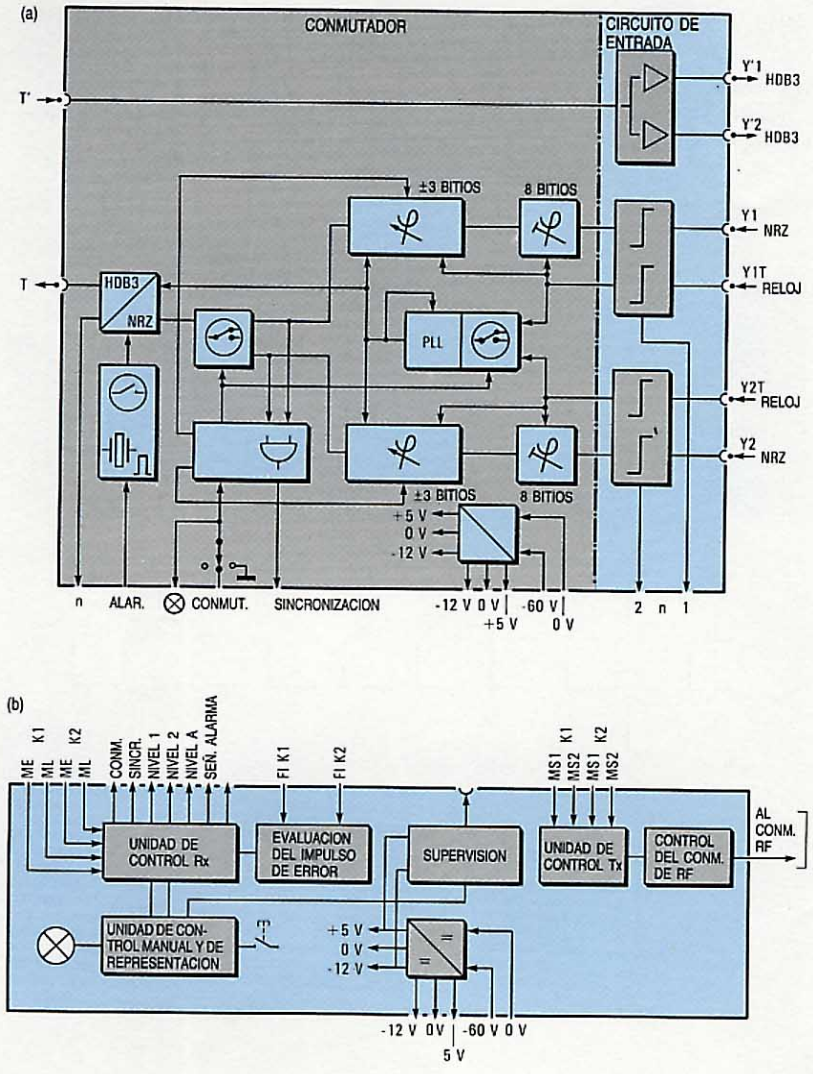


Figura 6
Diagrama de bloques de la unidad conmutadora de protección:
a) unidad de conmutación,
b) unidad de control.

tolerancias de los circuitos. La sección de conmutación incluye registradores de desplazamiento con tomas para compensar las diferencias fijas de retardo de propagación entre los dos caminos. El conmutador de cambio, configurado como semiconductor digital y gobernado por el armazón de control, está conectado a los extremos de los dos caminos de señal que se han igualado con respecto al retardo de fase, y verifica la conmutación sobre el camino requerido. Si en ninguna de las dos vías existe señal, se da una indicación de alarma después de realizada la conmutación.

El armazón de control consta de las siguientes parte funcionales:

- unidades de control
- unidad de control manual y de presentación
- unidad de supervisión
- fuente de alimentación.

La unidad de control del lado de recepción acopla lógicamente las señales de anomalía procedentes del receptor y del armazón de conmutación a través de elementos OR y da una orden de conmutación cuando se detecta una de tales señales. Si no se da la condición de mal funcionamiento en ninguno de los dos caminos, y no se ha recibido previamente ningún impulso de señal de error binario de ninguno de los dos receptores, entonces el armazón de control inicia una conmutación al otro camino digital, al recibir la primera señal de error. Si, además, se origina un impulso de error binario en el camino que está en servicio, empezará una cuenta de impulsos en ambos caminos. Si se cuenta un número dado de impulsos de error por tres veces consecutivas en el camino que está en servicio, y ese mismo número contado idénticamente resulta menor en el camino de reserva, se iniciará el cambio a este último camino.

La unidad de control del lado transmisor evalúa las señales de funcionamiento defectuoso procedentes de los transmisores de radio e inicia la conmutación del transmisor.

La unidad de control manual y presentación permite introducir localmente o por control remoto órdenes de conmutación o de bloqueo, y muestra mediante diodos fotoemisores la situación de la orden y de la conmutación.

La sección de alimentación se conecta en paralelo con la del armazón de conmutación para proveer redundancia.

Además de la versión (1 + 1) descrita anteriormente, se dispone de un equipo de conmutación protector para (7 + 1) controlado por microprocesador, con posibilidad de ampliarse a (14 + 1).

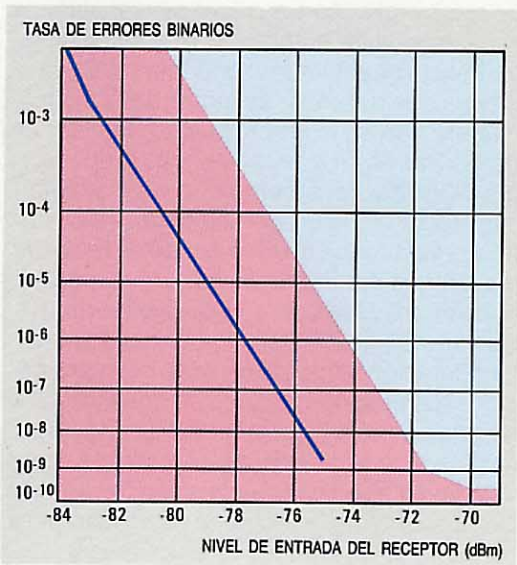


Figura 7
Tasa de errores en función del nivel de entrada al receptor a 25°C.

Datos operativos del sistema

En la tabla 1 se resumen las características más importantes del sistema.

Resultados de la prueba

La figura 7 muestra la tasa de errores binarios medida en función del nivel de entrada. También se representa en ella la curva objetivo del desarrollo; hay un margen de unos 3,5 dB. El margen a partir de la curva teórica cuando la única causa de error es el ruido térmico, es de unos 2,5 dB. Desde los 4 a los 40 °C se ha experimentado un desplazamiento inferior a 1 dB de la curva de tasa de errores hacia valores superiores, lo cual todavía cae muy dentro del objetivo.

Tabla 1 — Características principales del sistema

Sistema	DRS34/1900	DRS34/13000
Banda de RF	1,7 a 2,1 GHz	12,75 a 13,25 GHz
Plan de frecuencia (CCIR)	283-3 (382-2)	497-1
Separación de canales – igual polarización – polarización cruzada	 28 MHz (29 MHz) 14 MHz (14,5 MHz)	 56 MHz 28 MHz
Pares de canales de RF	6	8
Velocidad binaria	34,368 Mbit s^{-1}	34,368 Mbit s^{-1}
Canales de voz MIC	480	480
Canal analógico de servicio	300 a 3400 Hz	300 a 3400 Hz
Canales de servicio digitales (32 kbit s^{-1})	6	6
Potencia del transmisor	2,5 W	0,5 W
Nivel de recepción de RF	– 30 a – 79 dBm	– 30 a – 79 dBm
Factor de ruido	6 dB	7,5 dB
Nivel de recepción para una tasa de errores de 10^{-3}	< – 81 dBm	< – 81 dBm
Modulación	QPSK desplazada con codif. diferencial	

Referencias

1 P. Brand y G. Walter: Eine modular aufgebaute Breitband-Richtfunkgerätefamilie für die Frequenzbereiche 2 GHz, 4 GHz, 6 GHz, und 8 GHz: *NTG-Fachberichte,* 1980, volumen 70, págs. 183–189.

2 B. von Kameke: Synchronisierte Mikrowellenoszillatoren als Leistungsverstärker und Frequenzteiler in Breitband-Richtfunksystemen: *NTG-Fachberichte,* 1980, volumen 70, págs. 243–249.

3 S. Schmoll: Spezielle Probleme der Träger- und Taktableitungen bei 4-PSK-Übertragung bei Digitalem Richtfunk: *NTG-Fachberichte,* 1980, volumen 70, págs. 89–91.

F. Frey nació en 1931 y estudió telecomunicación en la Universidad de Stuttgart. Obtuvo el grado de Ingeniero Diplomado en 1957 e ingresó luego en SEL, donde se dedicó a estudios de componentes semiconductores. Después actuó como coordinador en materia de componentes en la división de telecomunicaciones, y participó en varios comités nacionales e internacionales para estandarización de semiconductores y fiabilidad. En 1970 fue nombrado jefe de un laboratorio para el desarrollo de unidades de circuitos de FI en el departamento de sistemas de microondas de SEL; desde 1980 ha sido jefe de los laboratorios que desarrollan unidades de FI y BF y equipos de conmutación protectores.

Sistema de radioenlace digital para transmisión a 140 Mbit s^{-1}

Para hacer frente con flexibilidad a las variables necesidades de la planificación de redes, se ha concebido la nueva familia DRS 140, que se desarrolló para resolver la transmisión en vanos grandes a altas velocidades.

A. Berndt
H.-G. Gerst
Standard Elektrik Lorenz AG, Pforzheim, República Federal de Alemania

Introducción

La demanda de sistemas de transmisión digital que trabajen a altas velocidades en grandes distancias, crece según se introducen sistemas de conmutación digital y sistemas MIC (modulación por impulsos codificados) en los niveles más bajos de la red.

Las únicas frecuencias de radio disponibles para este fin son las bandas ya ocupadas por los sistemas FM (modulación de frecuencia) analógicos, además de las bandas superiores a los 12 GHz que, aun siendo especialmente adecuadas para redes regionales, no han sido hasta ahora utilizadas para señales analógicas.

Los nuevos sistemas de transmisión digital deben de ser compatibles con los sistemas existentes en cuanto a utilización del espectro, longitud del trayecto de radio, calidad de transmisión y disponibilidad, puesto que los servicios actuales solamente se pueden transferir a otras bandas en casos excepcionales. Además, tampoco debe de haber interferencia mutua.

Puesto que las últimas recomendaciones del CCIR permiten que las bandas de 3,9, 6,7 y 11 GHz se exploten con planes de frecuencia similares, se ha diseñado una familia de equipos de radioenlaces digitales para transmisión a 140 Mbit s^{-1}, correspondientes a 1920 canales telefónicos.

Se ha seleccionado un proceso de modulación de amplitud en cuadratura de 16 estados (16-QAM), que teóricamente admite la utilización de 4 bits Hz^{-1} como compromiso conveniente entre aprovechamiento del espectro, sensibilidad a interferencia, y complejidad. En la práctica, se han conseguido 2,6 bits Hz^{-1} con respecto a la anchura de banda de ruido del receptor y 3,5 bits Hz^{-1} con respecto a la separación de canales de 40 MHz.

Los valores de disponibilidad y calidad de transmisión necesarios para satisfacer la Recomendación 557 y el Informe 378-3 del CCIR, se pueden conseguir con la longitud media habitual del trayecto radioeléctrico de 47 km. Se ha previsto recepción por diversidad espacial, con un combinador FI y un igualador adaptable, ya que el desvanecimiento selectivo de la señal, causado por la propagación en trayecto múltiple, es la principal fuente de distorsión, y por consiguiente de errores binarios, en la transmisión sobre las bandas de frecuencia consideradas. El desvanecimiento de la señal en banda ancha debido a precipitación no se puede superar con este procedimiento. Sin embargo, en esos casos se consigue un aprovechamiento adecuado, sobre todo en la banda de 11 GHz, escogiendo la ganancia del sistema y planificando convenientemente la ruta.

La tabla 1 resume las características técnicas conseguidas. La transmisión se realiza a una velocidad ligeramente superior a la de la cuarta jerarquía del CCITT (139,264 Mbit s^{-1}). Este incremento se debe a la introducción de una trama especial para transmitir información propia del sistema de radio. Así, pues, hay 544 kbit s^{-1} disponibles para canales digitales de servi-

Tabla 1 — Principales características del sistema DRS 140/3900

Banda de frecuencias	3,9 GHz	6,77 GHz	11,2 GHz
Separación de canales	40 MHz	40 MHz	40 MHz
Intervalo entre centros	80 MHz	60 MHz	90 MHz
Pares de canales	7 (9)	8	11
Nivel de transmisión	+30 dBm	+30 dBm	+37 dBm
Factor de ruido (receptor)	4 dB	4 dB	8 dB (5 dB)*
Nivel mínimo de recepción para tasa de error binario de 10^{-3}	−72 dBm	−72 dBm	−68 dBm (−71 dBm)*
Ganancia del sistema	102 dB	102 dB	105 dB (108 dB)*
Longitud del vano	47 km	47 km	35 km (47 km)*
Atenuación en el espacio libre	137,7 dB	142,5 dB	144,3 dB (146,9 dB)*
Bitios adicionales	544 kbit s^{-1}	544 kbit s^{-1}	544 kbit s^{-1}

* Con preamplificador de RF

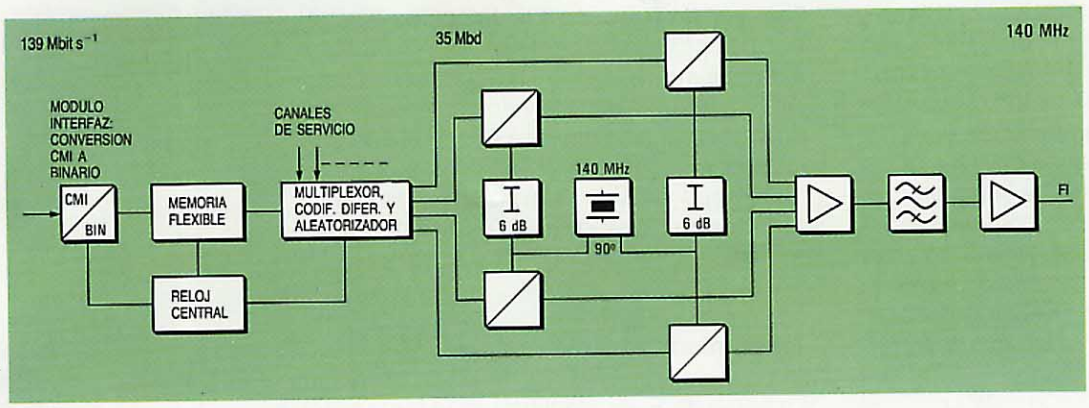


Figura 1
Diagrama esquemático del modulador 16-QAM.

cio, y se puede incluir también un código de identificación del canal en RF (radiofrecuencia). La calidad de la transmisión se verifica mediante comprobaciones de paridad de los bitios de datos dentro de la trama del sistema.

Construcción mecánica

Modulador, transmisor, receptor, demodulador, fuente de alimentación, y unidad de conmutación se alojan en unidades recambiables de 54 × 700 mm (máximo), dentro de bastidores de práctica de construcción 7R. Las unidades para cada canal de RF se distribuyen en columna y media del bastidor para lograr una temperatura de funcionamiento más baja y con ello mayor tiempo medio entre fallos. Se tiene así una distribución en imagen especular para cada par de canales de RF. Se pueden conectar más canales de RF utilizando un conjunto de derivación RF en el armazón sin interrumpir el servicio.

Conformación de impulsos y selección de frecuencia

La limitación del espectro de x^{-1} sen x debe realizarse de acuerdo con el criterio de Nyquist a fin de poder transmitir 140 Mbit s^{-1}, en 16-QAM, con 40 MHz de separación entre canales sin interferencia. El espectro exacto del impulso cosenoidal asegura un canal de transmisión libre de interferencia entre símbolos. Se eligió un valor de 0,5 para el factor reductor coseno, que determina la pendiente de las características del filtro. Este valor resulta económico de conseguir.

Filtrando en el módem se elimina la interferencia de otros equipos de radio que trabajen en las distintas bandas de frecuencias. Los filtros de derivación RF y los filtros FI sólo serían eficaces a frecuencias en las que el espectro se hubiera reducido fuertemente. El filtraje se divide por igual entre el modular y el demodulador, como compromiso óptimo entre la limitación del espectro transmisor y la supresión del ruido receptor en el demodulador.

Módem

En el trayecto de modulación se sitúan los elementos funcionales determinantes de la calidad, el modulador y el demodulador. En su construcción predominan los semiconductores discretos y componentes especiales para obtener la necesaria precisión y estabilidad del circuito.

Son parte del módem los componentes que procesan la señal en el trayecto digital. Estos complejos y rápidos elementos del circuito se construyen con grupos de puertas para reducir el tamaño y la disipación de calor, y para incrementar la fiabilidad.

Modulador

La figura 1 muestra un diagrama de bloques del modulador. La señal de inversión codificada de marcas (CMI) se iguala en el módulo de interconexión y se convierte en una señal binaria regenerada. Se supervisa la señal de entrada y, cuando falla, se produce una señal de indicación de alarma. La memoria flexible prevé espacio para los bitios adicionales de canal digital de servicio, bitios de identificación de canal de RF, y bitios de paridad, utilizando una frecuencia de reloj incrementada.

El módulo siguiente incorpora el multiplexor para inserción de la información adicional, un aleatorizador sincronizado y el codificador diferencial. Del reloj central se toman las señales para sincronismo de la entrada y sincronismo de la transmisión de frecuencias más elevadas.

Las cuatro señales binarias de salida del codificador diferencial a 35 Mbaudios se pueden conectar al punto correspondiente en el demodulador para una prueba del circuito. La modulación se produce en dos moduladores QPSK (modulación por desplazamiento de fase en cuadratura), que operan con una diferencia de nivel de 6 dB.

Sus cuatro niveles de salida se combinan y conforman el impulso en FI por medio de un filtro de onda acústica superficial igualado en retardo de grupo. La función de transferencia consta de una combinación de la parte transmisora de la forma de Nyquist y la predistorsión del espectro de la amplitud modulada en cuadratura en comparación con un espectro de impulso constante, para lo que se han de aplicar las condiciones de Nyquist. El nivel de salida del modulador es de 150 mV para una señal seudoaleatoria.

Demodulador

En la figura 2 se observa el diagrama de bloques del demodulador. La señal de FI pasa también a través de un filtro de onda acústica superficial para conformación del impulso y supresión de ruido. La demodulación se realiza según la técnica de multiplicación por componentes ortogonales de la señal portadora en dos moduladores excitados en fase. Esta señal se deriva de un circuito de enganche de fase mediante la sincronización de un oscilador de 140 MHz controlado por tensión, que aplica el criterio de control extraído de la señal FI en el módulo de recuperación de portadora. Este procedimiento equivale a un "circuito Costas" modificado, en el que la mitad de los vectores 16 QAM no se evalúan. El circuito funciona solamente después de haber conseguido la sincronización de reloj. Por tanto, de la envolvente de la señal FI se extrae inicialmente una temporización de menor calidad con objeto de comenzar la recuperación de la portadora.

Unos sencillos filtros paso bajo eliminan los productos de interferencia de las señales demoduladas de 4 estados, las cuales pasan entonces por el módulo de recuperación de portadora para reconstruir portadora y temporización y convertirse a cuatro señales de 35 Mbaudios, que posteriormente se procesan en cuatro módulos de grupos de puertas. Las funciones principales de los módulos siguientes son: decodificación diferencial y conversión paralelo-serie de los trenes de bitios a 140 Mbaudios. Esta señal se reduce a la velocidad binaria de línea por eliminación de los bitios adicionales de información, y luego se desaleatoriza. La reducción de la velocidad se efectúa en la memoria flexible y a continuación se convierte la señal a código de línea CMI. Las frecuencias de reloj se obtienen del reloj central, igual que en la parte de transmisión.

Transmisor

La señal de FI se amplifica en el transmisor y se convierte a RF, la cual pasa por una nueva amplificación. En comparación con una transmisión analógica o QPSK, se necesita alta linealidad en la transferencia y baja conversión de modulación amplitud/fase. Este requisito no sólo afecta al amplificador de potencia de RF, que se excita a un nivel adecuadamente bajo, sino también al amplificador FI y al mezclador, donde se obtiene la linealidad mediante un diseño apropiado y un alto nivel de excitación del oscilador. Las exigencias sobre ruido de fase de los osciladores de conversión en banda base son menores que para el equipo analógico equivalente. Sin embargo, es importante conservar la pureza espectral en las proximidades inmediatas de la portadora con objeto de no influir en la recuperación de la portadora en el demodulador.

La figura 3 muestra un diagrama de bloques simplificado del transmisor de 4 GHz. El amplificador de FI entrega dos señales desfasadas 90° a través de un híbrido de 3 dB para excitar al mezclador de banda lateral única, equipado con circuitos compensadores en la versión de banda completa. La frecuencia del mezclador se genera por medio de un oscilador de 2 GHz en el que se combinan dos etapas de oscilación con transistores bipolares, de forma que se obtenga la máxima potencia en el segundo armónico. Para sincronizar a la frecuencia del cristal, cercana a 180 MHz, que corresponda a la frecuencia de canal, se emplea un circuito de enganche de fase

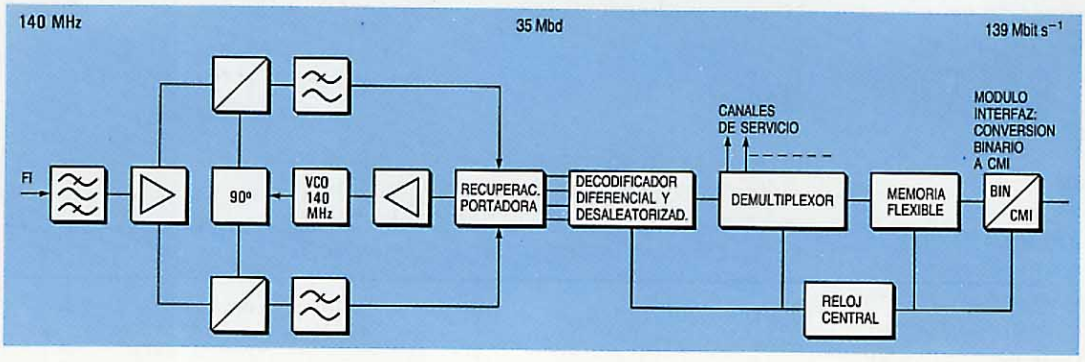


Figura 2
Diagrama esquemático del demodulador 16-QAM.
VCO - oscilador controlado por tensión.

con comparación de fase a 2 GHz. Se desarrollará una versión del oscilador local del tipo sintetizador para uso en un equipo de reserva de frecuencia variable.

En un amplificador FET lineal con 5 W en el punto de compresión de 1 dB se amplifica la potencia de transmisión hasta 1 W. La etapa final es un circuito paralelo. Se regula la potencia en todo el recorrido de la señal para estabilizar el punto de funcionamiento y la potencia de salida.

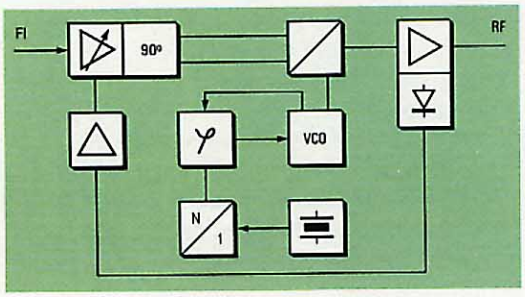


Figura 3
Diagrama esquemático del transmisor.

Receptor

El receptor se ha diseñado para trabajar con combinación de FI y diversidad espacial que garantice una elevada calidad de transmisión, incluso en trayectos de radio con características de propagación adversas. Pueden omitirse el receptor adicional y el combinador en trayectos que no sean críticos.

La figura 4 representa el diagrama de bloques de la versión de 4 GHz con dos secciones de entrada idénticas, que constan de preamplificadores FET monoetapa con mezcladores de rechazo de frecuencia imagen y preamplificadores de FI. La señal portadora se obtiene del receptor principal, donde se produce en forma similar a la del transmisor.

La señal principal se lleva a través del combinador, o bien, cuando se conmuta en tránsito, de los restantes módulos del receptor. Sin embargo, en el recorrido de la señal por el segundo receptor se incluye un cambiador de fase "continuo", el cual se alimenta de un circuito de control con una señal de verificación procedente de un discriminador de fase a través de un convertidor analógico-digital temporizado, e iguala, por pasos, la diferencia de fase entre las dos señales recibidas, creada por efectos de la trayectoria de radio. Las señales recibidas se pueden en este caso sumar coherentemente en un combinador de ganancia constante. El discriminador de fase se mantiene a nivel constante mediante amplificadores regulados de FI, conectados en paralelo con el trayecto principal de la señal. La salida de estos amplificadores da criterios de nivel con características logarítmicas a la unidad lógica para eliminar la más débil de las dos señales cuando se produzca una gran diferencia de nivel.

Además de la igualación dinámica de fase descrita anteriormente, también se realiza en el recorrido de FI una igualación estática de los alimentadores de antena de longitud desigual, insertando una sección de cable en el camino más corto.

Las señales residuales procedentes de los canales adyacentes se separan de la señal combinada en el filtro de FI del receptor principal; entonces se amplifica la señal a un nivel constante en el amplificador principal de FI, que tiene control automático de ganancia. La distorsión de retardo de grupo se iguala en un circuito activo de toda la banda de 3 etapas, ajustable desde el panel frontal.

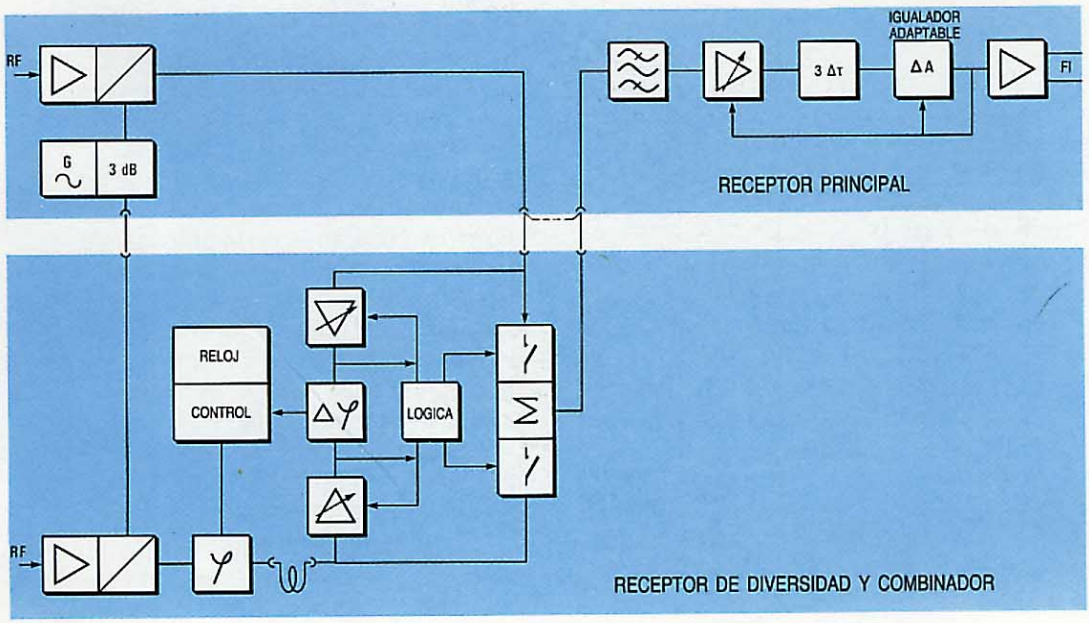


Figura 4
Diagrama esquemático del receptor con combinación de FI.

El igualador adaptable siguiente compensa el desvanecimiento selectivo; está construido como una red mínima de fase de modo que los cambios de fase producidos durante la compensación de amplitud actúen en sentido opuesto a los de la señal, y funciona normalmente siempre que la perturbación de la señal se deba a una señal indirecta con mayor tiempo de tránsito que la principal.

La figura 5 muestra el principio del igualador con dos filtros en F_1 y F_2 que comprueban la asimetría y curvatura del espectro y lo corrigen mediante variación de la impedancia terminal de redes dependientes de la frecuencia en el camino de la señal. Un tercer filtro en el centro de la banda (F_0) permite controlar la ganancia del amplificador de FI, con independencia de la posición del igualador adaptable. El nivel de las dos salidas desacopladas es de 150 mV.

Sistema de conmutación protector

Para conseguir la alta disponibilidad exigida por el CCIR se necesita una conmutación de los trayectos de radio o del equipo de transmisión.

Se pueden utilizar las convencionales técnicas de conmutación de protección de línea de los sistemas analógicos si se dispone de las frecuencias necesarias. Esta técnica permite conmutación del trayecto sin ninguna pérdida de información, bien automáticamente al degradarse la transmisión por desvanecimiento selectivo, o bien manualmente.

Para la plena utilización de la banda de frecuencias disponible es beneficiosa la conmutación del equipo de reserva con redundancia parcial (reserva activa). Por este motivo, se asigna un equipo de reserva a un grupo de unidades activas similares (p. ej., transmisor o receptor), y cuando es preciso se le conmuta para que trabaje en sustitución de una unidad que funciona mal. No se necesita una frecuencia adicional de funcionamiento, pero el transmisor o receptor de reserva debe de ser sintonizable a cualquiera de las frecuencias de operación por orden de la unidad central de control. Para trayectos críticos de radio se provee recepción en diversidad, pudiendo así prescindirse de una conmutación que responda a la calidad de la transmisión, y evaluándose sólo las indicaciones de situación obtenidas en el detector de continuidad de transmisión.

La unidad de control tiene un microprocesador con el programa necesario almacenado en una memoria programable de sólo lectura (PROM), que la hace muy adaptable (p. ej., para conmutación de protección multi-línea). Solamente es necesaria para hacer corresponder los módulos periféricos a la aplicación en curso. El teclado de manipulación y los indicadores de situación están a prueba de falsas maniobras, aun con personal no capacitado. Se revisan automáticamente todas las etapas de operación para evitar contradicciones, a fin de eliminar interrupciones y canales cruzados debidos a operaciones incorrectas. Los controles e indicadores de situación son accesibles, tanto localmente en el equipo como a distancia.

Gracias a esta flexibilidad se puede obtener una gran variedad de configuraciones de equipo. En la figura 6 se observa una estación repetidora con recepción en diversidad espacial y conmutación a equipo de reserva. La conmutación se realiza en RF, utilizando circuladores electromagnéticamente reversibles, y en puntos de la señal digital.

Para minimizar los costes, se puede evitar la conmutación de la señal digital en las estaciones repetidoras, conmutando entonces en bloque el equipo completo de una dirección de transmisión. Se utiliza el mismo equipo de control y toda la conmutación se efectúa en RF, no siendo así necesarios los módulos de conmutación digital. No obstante, en la práctica, es preciso comprobar que esta reducción de la redundancia no disminuya la disponibilidad por debajo del límite admisible. En las estaciones terminales siempre se dispone de conmutación, tanto en RF como en puntos de la banda base, de manera que la protección del equipo sea completamente independiente de las diferentes rutas y direcciones de transmisión.

Pueden también omitirse los conmutadores de RF en el lado de recepción y manipular los receptores con un dispositivo de

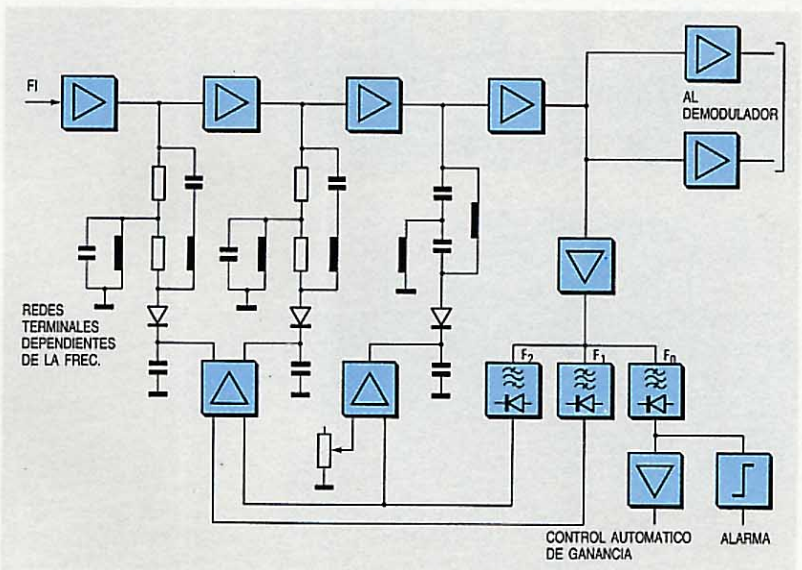


Figura 5
Diagrama esquemático del igualador de FI adaptable.

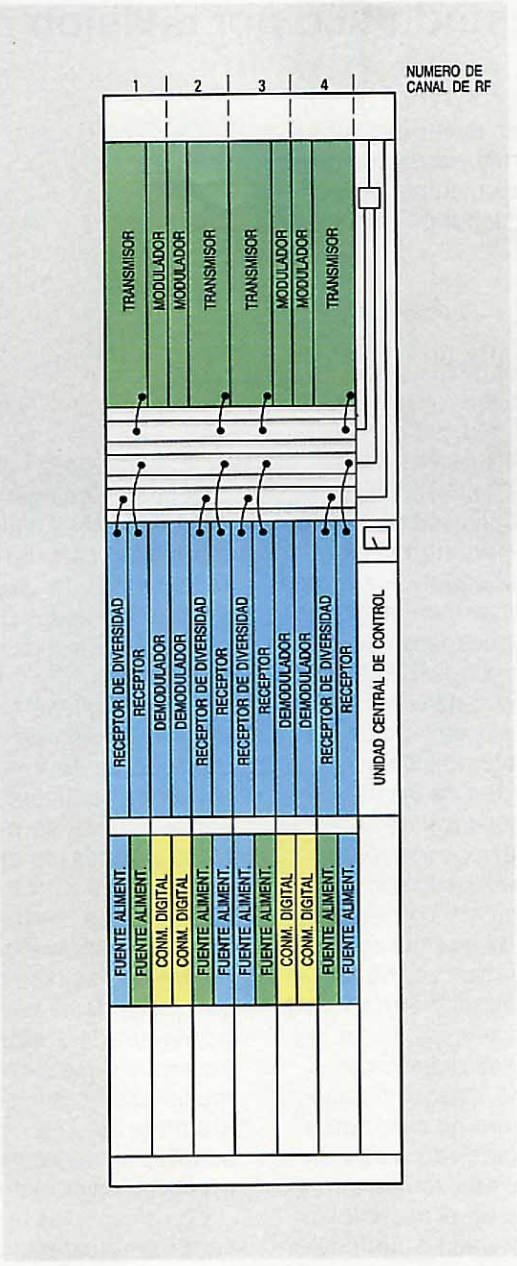


Figura 6
Estación repetidora DRS140 con reserva activa (N+1).

conmutación en diversidad (1 + 1). Esto reduce considerablemente el gasto, pero no hay funcionamiento en diversidad cuando uno de los receptores se avería. Si el tiempo medio de reparación es lo bastante corto (p. ej., en estaciones atendidas), la disponibilidad no disminuye significativamente, si bien hay que aceptar una reducción de la calidad de la transmisión durante la reparación. Ambos caminos de recepción en un canal de RF, se igualan automáticamente en el tiempo de transmisión (sincronización de bitios), de modo que la conmutación se produzca después de un deterioro en la calidad de la transmisión, sin pérdida de bitios de señal ni pérdida de sincronismo en el equipo de la línea degradada.

Conclusiones

El sistema de radioenlace digital DRS140/3900 satisface, en su concepción, a las asignaciones de frecuencias y los requisitos de disponibilidad de la red alemana. Está en desarrollo, y se completará en un futuro próximo, su extensión a una familia de sistemas que trabajen además en gamas de 6,7 y 11 GHz. La normalización de los módulos del equipo y de las características de transmisión permite elegir la gama óptima de frecuencias para cada vano de acuerdo con las necesidades de planificación de la red, simplificando así los problemas de acoplamiento dentro de una red de transmisión.

Andreas Berndt nació en 1936 en Liegnitz, Silesia. Estudió en la Universidad de Greifswald, donde obtuvo el grado de Dipl. Fis. Ingresó en Standard Elektrik Lorenz, Pforzheim, en 1960, como ingeniero de diseño eléctrico. Desde 1965 a 1979 fue jefe del laboratorio para equipo auxiliar de enlaces de microondas. Desde 1980 es responsable de planificación de equipos y sistemas de microondas. También desde 1980 participa en el CMTT, grupo de estudio mixto CCIR/CCITT para transmisión de televisión y sonido.

Hans-Georg Gerst nació en 1934 en Anderbeck, Alemania. Estudió tecnología de comunicación en la Universidad Técnica de Darmstadt, graduándose como Dipl. Ing. en 1961. Ingresó en Standard Elektrik Lorenz, Pforzheim, de ingeniero de diseño eléctrico en el campo de desarrollos de microondas. Más tarde fue nombrado jefe de grupo y trabajó en módems analógicos de banda ancha. Siguió varios años planificando y diseñando equipos de difusión troposférica. Desde 1980, el Sr. Gerst es ingeniero jefe de sistemas de transmisión por microondas.

Multiplexor estadístico por división de tiempo

El multiplexor estadístico FS4000 asigna dinámicamente a los terminales de datos el ancho de banda de transmisión durante el tiempo que sea necesario, aumentando así la eficacia del multiplexor en más de un 200%.

A. Barbetta
S. R. Treves
Industrie FACE Standard, Milán, Italia

Introducción

La técnica múltiplex por división de tiempo (TDM) ofrece sencillez y economía para hacer compartir entre varios terminales una vía única de comunicaciones en modo de transmisión totalmente transparente. En los multiplexores convencionales TDM con asignación de tiempos, *n* canales afluentes con velocidades binarias b_j se multiplexan sobre un canal compuesto de salida a una velocidad *B*, que es función de las velocidades b_j de aquellos canales *j* y de su número (*n*), así como de la alineación de trama y velocidad de servicio en dicho canal compuesto de salida (Δ).

Entre dos multiplexores que utilizan estructura de trama fija, encabezada por un carácter de alineación, circula normalmente un flujo constante de caracteres. Entre los caracteres de alineación se dispone una cantidad fija de intervalos, cada uno de los cuales contiene un número de caracteres prefijado para su canal asociado. Los intervalos que siguen al de alineación de trama se tratan separadamente en el multiplexor según su momento de llegada a partir de dicha alineación, con el fin de encaminar los caracteres entrantes por sus canales correspondientes (Fig. 1a).

Los multiplexores TDM convencionales no se aprovechan de que muy raras veces se transmite a la velocidad máxima, produciéndose a menudo periodos de *silencio.* Cuando no hay datos significativos se transmiten caracteres de reposo para rellenar los intervalos vacíos. Cuanto mayores sean los periodos de reposo, menor será la eficacia del sistema de comunicaciones.

Los *multiplexores estadísticos por división de tiempo* (STDM), o multiplexores inteligentes, representan la nueva generación de multiplexores, que en contraste con la anterior aprovecha la estadística de utilización real de una línea para mejorar en varias veces la capacidad del canal compartido. De este modo, puede aumentarse considerablemente la eficacia de un enlace de datos si sólo se transmiten los que corresponden a terminales activos, aplicando una asignación dinámica del ancho de banda de la capacidad de línea. Estos multiplexores disponen también de memoria de datos, corrección de errores, adaptación de terminales, y dispositivos de recopilación de datos estadísticos.

Los protocolos típicos del STDM (Fig. 1b) tienen más caracteres auxiliares que el protocolo convencional TDM; sin embargo, la transmisión de bloques de datos de longitud variable y la reducción de sobrecargas de tráfico de datos, conseguidas mediante la memoria intermedia, hacen que

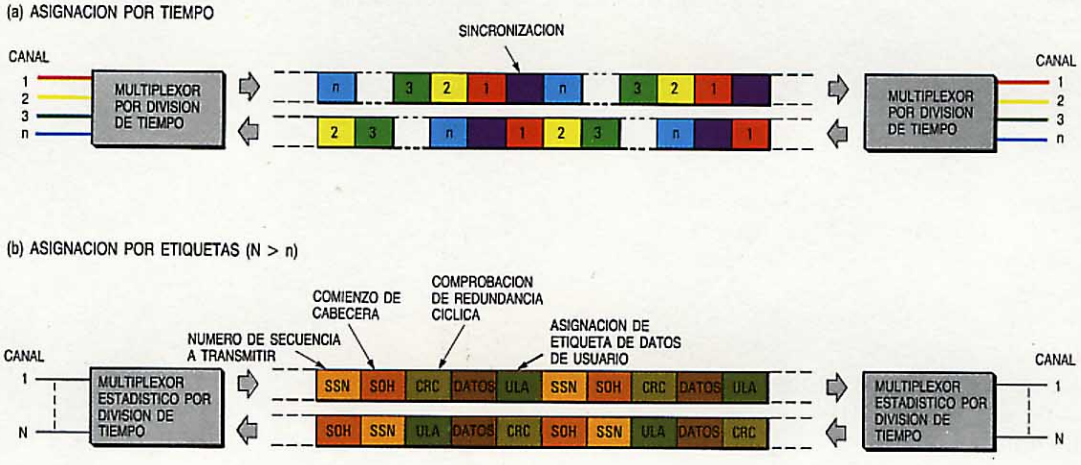


Figura 1
Asignación de tramas de multiplexor:
a) asignación por tiempo
b) asignación por etiquetas (*N*>*n*).

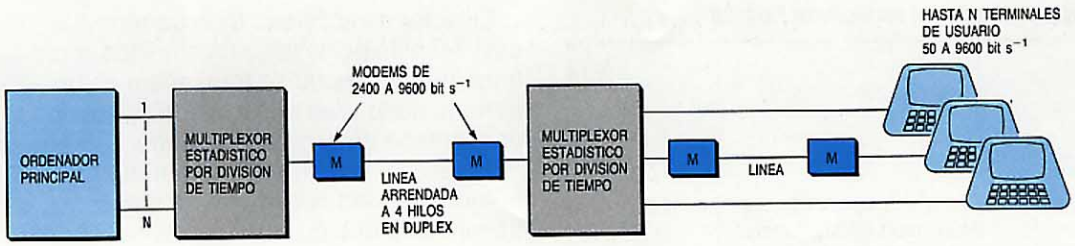


Figura 2
Conexión punto a punto utilizando un multiplexor estadístico por división de tiempo.

el multiplexor estadístico sea de dos a cuatro veces más eficaz que un multiplexor con asignación fija de tiempo, a pesar de los caracteres adicionales de servicio necesarios.

La velocidad del canal compuesto de salida es generalmente menor que la suma de velocidades de los canales afluentes. En consecuencia, la concentración de los datos, que depende de la actividad de los terminales, se alcanza mediante líneas y módems de velocidades más reducidas. Alternativamente, con esta misma velocidad se puede dar servicio a mayor cantidad de canales. Así, pues, la velocidad (B_s) en el canal compuesto de un multiplexor estadístico es función del factor de actividad (θ) de los terminales, así como también de los parámetros b_j, n, y Δ de un multiplexor TDM.

Requisitos de diseño

Los multiplexores estadísticos pueden emplearse tanto en configuraciones punto a punto como multipunto en redes privadas, donde hay necesidad de reducir la cantidad de enlaces de comunicación entre los nodos de la red. Normalmente se instalan en ambos extremos de la línea telefónica. Los N canales, multiplexados en el terminal distante, se demultiplexan en el terminal local y se conectan a los puertos de comunicación de la red de un ordenador principal (Fig. 2). Los multiplexores estadísticos funcionan en modo totalmente transparente, quedando cada terminal distante conectado lógicamente al puerto del ordenador principal que le corresponda, como si se tratara de una línea fija especializada.

La inserción de multiplexores estadísticos en un enlace de datos retrasa la transmisión de señal en una cantidad que depende principalmente del tiempo utilizado por las rutinas de corrección de errores para comprobar la calidad del tren de datos recibido. A pesar de ello, este retardo no es significativo para la mayoría de las aplicaciones.

Las configuraciones de red multinodales deben tener la posibilidad de reencaminar los datos hacia otros nodos por enlaces alternativos de reserva, en caso de fallo en un enlace activo (Fig. 3).

Cualquier multiplexor (central o periférico) tiene que iniciar el reencaminamiento de los datos automáticamente, en una sola o en ambas direcciones de transmisión, en cuanto dejen de recibirse datos por un enlace activo, o cuando las peticiones de retransmisión por ese enlace sobrepasen el 30% de tramas recibidas (p. ej., 30 tramas con error sobre un total de 100).

En el caso de que el nodo D (Fig. 3) esté perdiendo datos debido a una interrupción en el funcionamiento del enlace procedente del nodo A, el multiplexor del nodo D tiene que enviar una petición de reencaminamiento hacia A. Siempre que funcione correctamente el enlace de transmisión de D a A, el nodo A detectará esa petición y establecerá conexión con D por los caminos ABD o ACD. Si ambos enlaces de transmisión y recepción entre los nodos A y D tienen fallos, no podrá satisfacerse la petición de reencaminamiento generada por el nodo D. Después de una temporización de unos 200 ms, este nodo reconoce que no se ha establecido la vía alternativa y reexpide los datos hacia los enlaces DBA o DCA, enviando una nueva petición de reencaminamiento al multiplexor del nodo A.

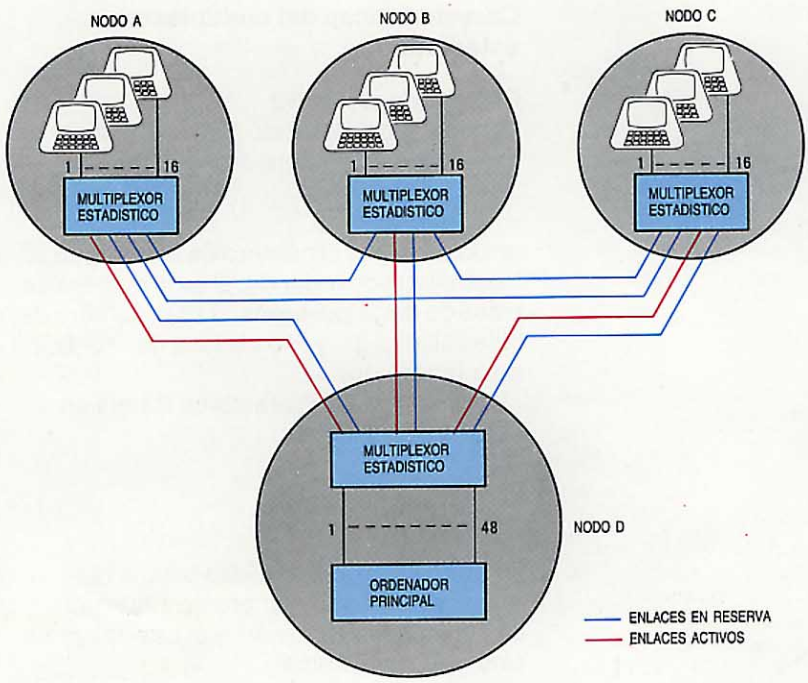


Figura 3
Configuración de red nodal con multiplexores estadísticos.

Tabla 1 — Requisitos básicos de diseño del multiplexor FS4000

Técnica de multiplexación	estadística
Eficacia del multiplexor	mejor que 200 % (típica)
Terminales asíncronos	
Número de entradas	hasta 16
Velocidad de transmisión de datos	50, 75, 110,134,5, 150, 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600 bit s^{-1}; bitios de parada: 1, 1,5 y 2
Códigos	de 5, 6 ó 7 bitios
Terminales síncronos	
Número de entradas de comunicación síncrona en binario	hasta 16
Velocidad de transmisión de datos	1200, 2400, 9600 bit s^{-1}
Códigos	EBCDIC, US ASCII, transparente
Señal de salida compuesta	
Cantidad de puertos de salida	1 puerto activo más 3 puertos en reserva (con opción de reencaminamiento)
Velocidad de transmisión de datos	2400, 4800, 9600 bit s^{-1} seleccionables
Protocolo	orientado a la trama (HDLC)
Control de error	ARQ dúplex con rutina de retorno al canal N
Interfaz físico de entrada y salida	CCITT V.24/V.28 dúplex
Máxima velocidad de entrada compuesta	30 000 bit s^{-1}
Alimentación	220 V CA a 50 Hz, duplicada
Consumo de potencia	100 W

Los datos tienen que almacenarse durante el proceso de reencaminamiento sin sufrir pérdidas, hasta que puedan ser retransmitidos al restablecerse el enlace. La recuperación automática a condiciones normales de funcionamiento se efectuará en cuanto vuelvan a trabajar correctamente los enlaces en fallo.

En la tabla 1 se dan los requisitos básicos de diseño para el desarrollo del nuevo multiplexor estadístico FS4000.

Características del multiplexor estadístico

Eficacia de protocolo

La eficacia de protocolo δ de un multiplexor estadístico se obtiene de:

$$\delta = N_T D [N_T (D + A) + R]^{-1}, \qquad (1)$$

en donde N_T es el número de tramas que se transmiten por segundo, D es el número de bitios de datos por trama, A es el número de bitios auxiliares, y R es la tasa de repetición de transmisión.

La velocidad de caracteres C neta en el canal compuesto es:

$$C \geqslant \sum_{j=1}^{N} b_j \theta_j / m_j, \qquad (2)$$

en donde b_j es la velocidad binaria del terminal j, m_j es el número de bitios por carácter para el terminal j, y θ_j es el factor de actividad del terminal j.

El factor de actividad θ de un terminal está definido por la relación entre los caracteres que de hecho se transmiten en un periodo dado y los que en teoría podrían transmitirse en el mismo periodo.

La tasa de repetición R depende del número de tramas que han de volver a transmitirse debido a errores ocasionados por deficiencias en el enlace. Otras tasas de error de bitio ε conducen a tasas de repetición de transmisión diferentes. Si una trama contiene un bitio erróneo debe volver a transmitirse en su totalidad. En general cuando se aplica la repetición de transmisión no puede aceptarse que la eficacia sea menor del 75%.

Con relación a la actividad de un terminal j se han considerado tres rutinas: la asíncrona interactiva, la de bloques síncronos, y la de exploración.

La *rutina asíncrona interactiva* (Fig. 4a) se caracteriza por periodos de silencio (pausas) entre la fase de interrogación del terminal y la respuesta desde el ordenador principal. Los factores estadísticos θ_i y θ_o de la multiplexación del tráfico de entrada y salida son:

$$\begin{aligned} \theta_i &= [T - (T_1 + T_2)]/T = \tau_i/b \\ \theta_o &= [T - (T_3 + T_4)]/T = \tau_o/b. \end{aligned} \qquad (3)$$

Con el fin de tener en cuenta la actividad del terminal, debe calcularse un factor de utilización ρ, que coresponde a la actividad del terminal en la hora cargada

$$\rho = n_T T/3600 \qquad (4)$$

en donde n_T es el número de transacciones de datos en la hora cargada y T es el tiempo medio de una transacción. Entonces:

$$\begin{aligned} \theta_i' &= \tau_i/\rho b \quad \text{en fase de interrogación} \\ \theta_o' &= \tau_o/\rho b \quad \text{en fase de respuesta.} \end{aligned} \qquad (5)$$

El factor de actividad del terminal θ_j de la ecuación (2), en el caso peor, está dado por el mayor entre θ_i' y θ_o'.

La *rutina de bloques síncronos* (Fig. 4b) es un proceso semidúplex (sólo se transmite un bloque si el bloque anterior se ha recibido sin errores). Los tiempos de transmisión, T_2 de una señal ACK/NACK (acuse de recibo positivo/acuse de recibo negativo), y T_3 del bloque de datos, respectivamente valen $m m_a/b$, y $m M/b$. Aquí m es el número de bitios por carácter, m_a la cantidad de caracteres ACK/NACK, M el número de caracteres por bloque de datos, y T_1 es el retraso introducido por el multiplexor y el módem.

Los factores estadísticos de la multiplexación son:

$$\begin{aligned} \theta_1 &= T_3/T = \tau_i/b \\ \theta_o &= T_2/T = \tau/b. \end{aligned} \qquad (6)$$

Teniendo en cuenta el factor ρ:

$$\theta_i' = \tau_i/\rho b$$
$$\theta_o' = \tau_o/\rho b. \qquad (7)$$

De nuevo se obtiene el caso peor del valor más alto entre θ_i' y θ_o'.

Por último, la *rutina de exploración* se caracteriza por la transmisión de datos en semidúplex entre el ordenador principal y los terminales, conectados en una configuración de nodos múltiples. El ordenador explora cíclicamente los terminales (Fig. 4c). Los factores estadísticos de la operación múltiplex son:

$$\theta_i = m_i m/Tb = \tau_i/b$$
$$\theta_o = m_o m/Tb = \tau_o/b, \qquad (8)$$

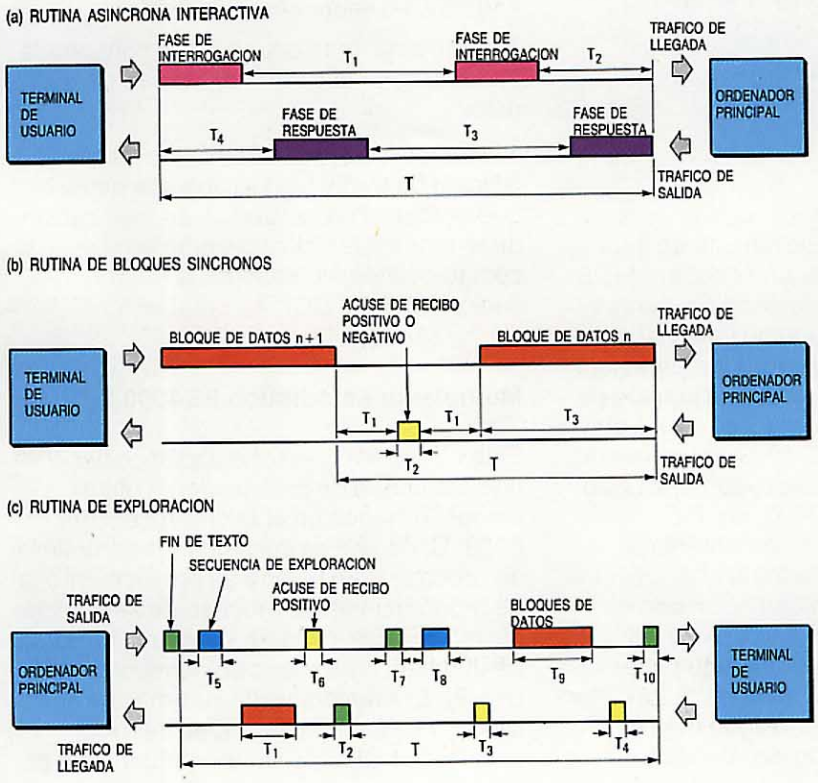
en donde T es la duración del ciclo de exploración; la suma $T_1 + T_2 + T_3 + T_4$ es el tiempo activo de transmisión de los datos al ordenador principal; m_i es el número de caracteres transmitidos al ordenador principal; la suma $T_5 + T_6 + T_7 + T_8 + T_9 + T_{10}$ es el tiempo de transmisión de los datos al terminal explorado; m_o es el número de caracteres transmitidos a dicho terminal.

Si se considera el factor ρ:

$$\theta_i' = \tau_i/\rho b$$
$$\theta_o' = \tau_o/\rho b. \qquad (9)$$

Una vez más, el caso peor viene dado por el mayor de θ_i' y θ_o'. En base a estos tres procedimientos, la probabilidad de actividad simultánea de los terminales en largos periodos debe disminuir conectando al multiplexor los terminales que más convengan. En la práctica pueden disponerse hasta 8 entradas de 1200 bit s^{-1} para una velocidad de datos en el canal compuesto de 4800 bit s^{-1}.

Figura 4
Intercambio de datos entre el ordenador principal y los terminales de usuario:
a) rutina asíncrona interactiva,
b) rutina de bloques síncronos,
c) rutina de exploración.



Retardo de transmisión con canales asíncronos

El retardo de transmisión puede definirse como el tiempo necesario para transferir datos desde uno a otro extremo del enlace. A este retardo contribuyen:

- la línea telefónica, cuyo retardo de propagación de señal es despreciable
- el retardo del módem, aproximadamente de 10 ms
- el retardo del multiplexor (generalmente unas pocas decenas de milisegundos), que depende de la capacidad de procesamiento del control del multiplexor para compilar los datos de entrada en formato de trama de salida
- la demora de protocolo introducida por la comprobación de redundancia cíclica que implica la recepción de una trama completa; este retraso depende de la velocidad binaria de salida del multiplexor, de la longitud máxima de su trama, y de la actividad del canal de entrada.

Es importante observar que el retardo de transmisión está influido por los tipos de secuencia y la actividad de los terminales.

Recuperación de colas en la rutina de exploración

Uno de los parámetros más importantes a considerar en un multiplexor estadístico, trabajando con rutina de exploración, es el tiempo que necesita para vaciar la memoria intermedia de los bloques de datos que se transmiten simultáneamente desde los terminales al ordenador principal a través del multiplexor. Este tiempo debe ser menor que el de temporización T_{out} del ordenador principal para reiniciar la rutina de exploración.

La cantidad de caracteres m_c acumulada en la memoria intermedia es:

$$m_c = \frac{M_{CB}}{c_{max}} \sum_j c_j - C \qquad (10)$$

en donde M_{CB} es el número de caracteres contiguos por bloque de datos del terminal; c_{max} es la velocidad máxima de un terminal, y c_j y C son las respectivas velocidades del terminal j y del canal compuesto del multiplexor, expresadas todas en caracteres.

Como la transferencia es de duración despreciable, el tiempo t necesario para

vaciar la memoria se obtiene de la relación m_c/C; t debe ser menor que T_{out} para evitar perdida de datos. Con valores establecidos de c y C, cuanto mayor sea la longitud del bloque, mayor será el valor de t para un número de canales dado, o bien el número de canales deberá ser menor para un valor de t especificado.

Características de protocolo

Nivel de control físico (nivel 1)
Los canales de entrada afluentes que enlazan con los terminales de usuario, y el canal compuesto de salida que se une al módem, disponen de sendos interfaces a nivel de control físico. Los terminales de usuario se conectan al multiplexor FS4000 mediante un interfaz de línea de comunicación recomendado por el CCITT V.24/V.28 (EIA RS-232). Cada circuito de intercambio es accesible por un conector de 25 contactos. Frente a los terminales, el multiplexor actúa como un equipo terminal de circuitos de datos virtual. Pueden preseleccionarse internamente algunos circuitos de intercambio (Fig. 5). La señal de salida del canal compuesto del FS4000 es un tren de datos en serie sincronizado, con velocidad de salida ajustable en 2400, 4800 ó 9600 bit s^{-1}; pueden también obtenerse velocidades menores de 2400 bit s^{-1}. El interfaz de línea de comunicación con el módem síncrono es del tipo V.24/V.28, actuando el multiplexor como equipo terminal de datos respecto al módem. La operación síncrona se consigue bajo el control de temporización del elemento transmisor de señal (circuito de intercambio C114). Se opera en modo asíncrono con ayuda del reloj interno del multiplexor.

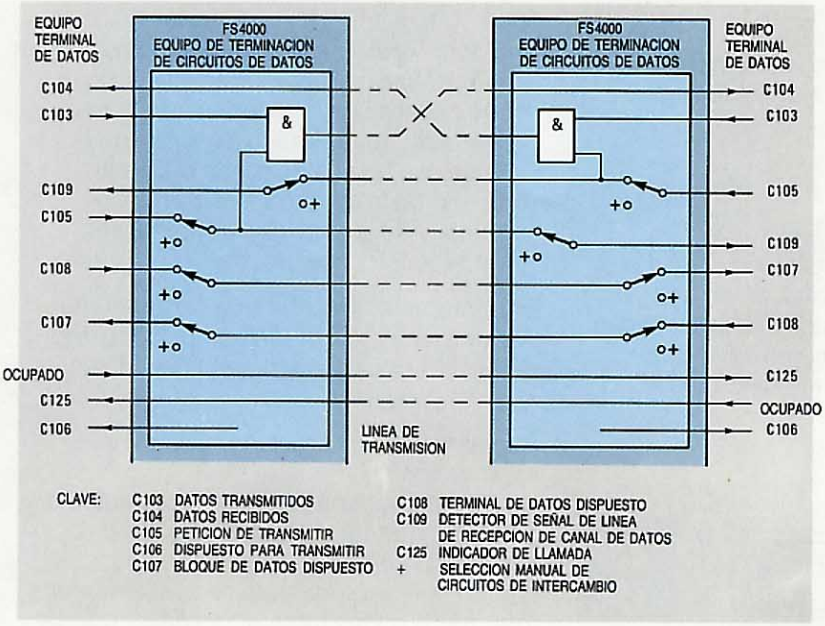


Figura 5
Interfaz físico a nivel *1*.

Nivel de control de enlace (nivel 2)
El nivel de control de enlace es un subconjunto del protocolo HDLC (control de alto nivel para enlaces de datos). La figura 6 muestra el formato de trama en el enlace de transmisión, que consta de los campos siguientes:

Secuencia de indicador: cada trama comienza con una secuencia de indicador formada por dos octetos de contenido binario *10010110*.

Control de reencaminamiento: está formado por tres octetos que se utilizan durante la fase de reencaminamiento. El primero da la dirección de destino (p. ej.: nodo D); los otros dos proporcionan la petición de reencaminar y la indicación del estado del enlace de reserva.

Acuse de recibo de transmisión: en el caso de señal ACK, envía la señal binaria 11111111. Cuando la señal es NACK, entrega el número binario de la última trama recibida correctamente.

Número de secuencia a transmitir: consiste en un octeto que indica el número binario de la trama que se está transmitiendo.

Dirección de usuario y *longitud del campo de datos:* estos dos octetos facilitan la dirección de usuario (p. ej.: terminal 1) y el número de octetos correspondientes, en el campo de datos, a los datos de usuario.

Información de usuario de datos.

Fin de trama: este octeto único contiene la etiqueta que indica el final del campo de datos.

Secuencia de comprobación de trama: el formato de trama finaliza con dos octetos que contienen la secuencia de verificación de redundancia cíclica; se emplea el mismo código polinómico dado en la Recomendación X.25 del CCITT.

Multiplexor estadístico FS4000

Este nuevo multiplexor estadístico tiene una estructura de procesadores distribuidos, basados en el microprocesador 8080. Cada una de las unidades centrales de proceso (CPU) tiene su propia memoria de programa para el proceso de señales de los módulos de canales afluentes, del canal compuesto, o de reencaminamiento (Fig. 7). El intercambio de información entre las CPU se efectúa a base de interrupciones. Las CPU de canales afluentes y del

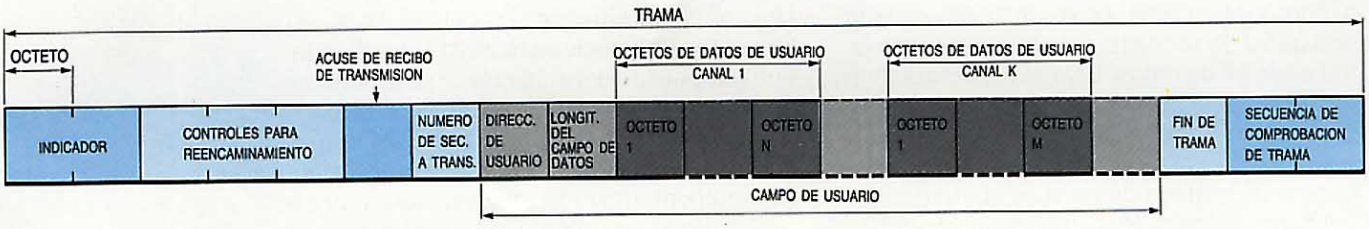


Figura 6
Formato de trama al nivel de control de enlace (nivel 2).

canal compuesto acceden a la misma memoria de datos para escribir y leer datos en ambos sentidos de la transmisión. Se evita el acceso simultáneo de dos CPU a la memoria mediante una unidad de arbitraje que da prioridad a la CPU del canal compuesto.

La memoria de datos elástico formada por cuatro unidades de 8 k-octetos, se utiliza para compensar las sobrecargas de tráfico de datos.

La CPU de reencaminamiento se relaciona con la CPU del canal compuesto a través de un puerto de entrada/salida especializado. Este interfaz permite que la CPU de reencaminamiento tenga información y control del estado de la totalidad de la red.

Módulo de canales afluentes

El módulo de canales afluentes proporciona interfaz a cada uno de estos canales, según V.24/V.28 del CCITT. Controla la entrada y salida de datos, leyendo los datos de la memoria para transmitirlos a los abonados, y escribiendo en la memoria los datos que afluyen para su transmisión inmediata hacia la salida del canal compuesto. El módulo realiza también funciones de supervisión y recopilación estadística.

En la configuración mayor se equipan dos módulos afluentes, controlados por sus respectivas CPU que operan con ocho canales de entrada. Cada módulo admite una velocidad máxima de datos de unos 30000 bit s^{-1}, y tiene memoria propia independiente de 16 k-octetos. Ambas memorias se direccionan por la CPU del canal compuesto.

El programador de velocidad de señalización de canal permite seleccionar el código y la velocidad de señalización de los canales de entrada. Cada una de las CPU del módulo de canales afluentes dispone de una memoria de programa de 6 k-octetos.

Módulo de canal compuesto

El módulo de canal compuesto presenta un interfaz CCITT V.24/V.28 hacia el módem y otro interfaz con el módulo de reencaminamiento. Sus funciones incluyen: asignación de intervalos en la trama de salida del canal compuesto, comprobación de errores en las tramas que se reciben y repetición de transmisión de tramas incorrectas del canal compuesto. Controla además la entrada y salida de datos hacia y desde la memoria, facilita resultados estadísticos y realiza supervisión. La memoria de programa de la CPU es de 4 k-octetos.

Módulo de reencaminamiento

Es un módulo opcional para reencaminar los datos. La rutina de reencaminamiento, incluido el retorno a funcionamiento normal, está automáticamente controlada por la CPU sin ninguna pérdida de datos. El módulo controla los enlaces de reserva, conmuta el enlace activo a otro de reserva a petición de la CPU del canal compuesto, y supervisa el relevo por enlaces activos, a fin de poder informar a la CPU del canal compuesto de haberse producido la recuperación.

Memoria de datos

La memoria elástica de datos permite asignar datos en forma totalmente dinámica, por medio de un "banco" de células de memoria al cual pueden acceder todos los usuarios, pero que también puede ponerse a la disposición de un solo usuario. En cuanto se extrae la información de una célula, ésta vuelve a quedar disponible dentro del banco, y en caso de que las células de memoria disponibles se reduzcan

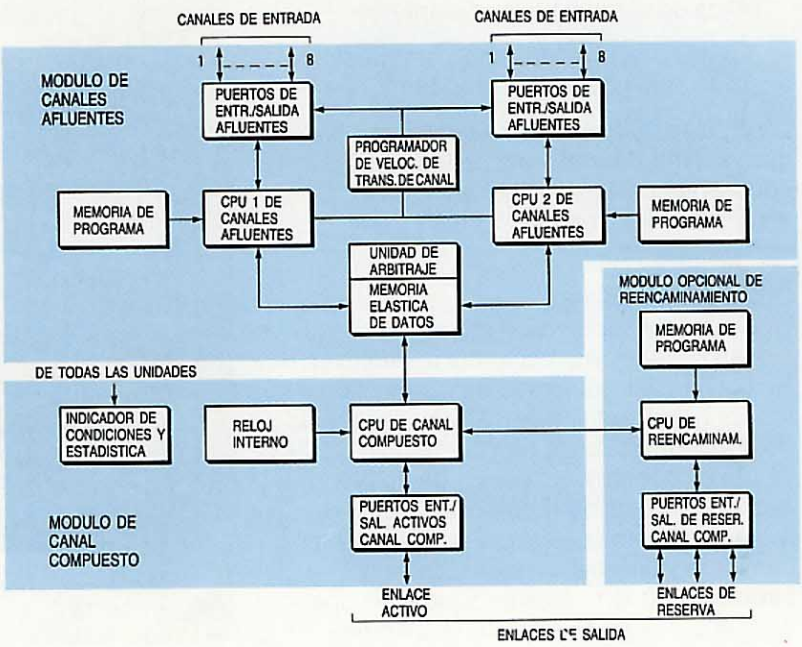


Figura 7
Diagrama bloque del multiplexor estadístico FS4000.

a menos de un 20%, se envía a cada usuario una señal de rechazo para que detengan la transmisión de datos. Esta señal permanece activada hasta que el porcentaje de células disponibles exceda del 40%.

El multiplexor FS4000 proporciona un control de entrada de canales afluentes, utilizando un circuito (C106) de intercambio fuera de banda (*dispuesto para transmitir*), o los caracteres DC*1* y DC*3* dentro de banda (del alfabeto US ASCII), según sean los tipos de terminales que se conecten al multiplexor. Si hubiera uno o más terminales asíncronos que no fueran capaces de detectar la condición de corte del circuito C106, se llenaría instantáneamente la memoria con la consiguiente pérdida de los datos. En tal caso, se encendería una lámpara de alarma en el panel frontal del multiplexor para señalizar la condición de *pérdida de datos.*

Operación y mantenimiento

El multiplexor FS4000 ofrece amplias facilidades de operación y mantenimiento.

Bucles de diagnóstico
En una comunicación de datos interviene una serie de elementos tales como módems, líneas de transmisión y equipo terminal de datos. En caso de fallo hay que poner en bucle el camino de comunicación en diferentes puntos para localizar y aislar la falta. El FS4000 tiene tres posibilidades de bucle:

- el bucle *1*, al nivel de canal afluente de entrada en el multiplexor local
- el bucle *2*, al nivel de canal afluente de salida en el multiplexor distante
- el bucle *3*, al nivel de canal compuesto de salida antes de llegar al módem.

Los bucles *1* y *2* se facilitan por canal individual, sin interferir al resto de los canales. Todos los bucles se accionan a mano mediante microconmutadores.

Unidad supervisora
La unidad de supervisión indica las condiciones de funcionamiento del multiplexor. Se han incluido lámparas de alarma para indicar desalineaciones de trama, ausencia de portadora (circuito de intercambio C109 desde el módem), activación de bucles, desbordamiento de memoria, petición de repetir transmisión, ejecución de reencaminamiento y falta de alimentación. Hay también unas lámparas dedicadas a supervisar la actividad de cada canal afluente.

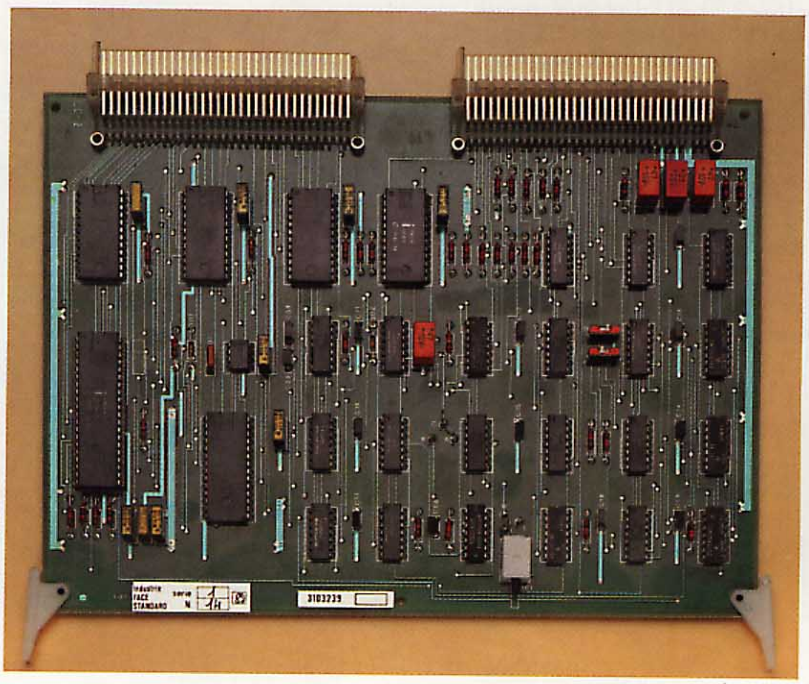
Unidad de estadística
Los datos estadísticos relativos al tráfico de entrada y salida del multiplexor se procesan y visualizan mediante una unidad especial de control con microprocesador. Un selector con microconmutadores facilita la siguiente información en un visualizador de cuatro dígitos: porcentaje neto de banda de todos los canales de entrada; porcentajes netos de banda de los datos afluentes transmitidos y recibidos sobre la banda disponible en el canal compuesto; número de peticiones de repetir transmisión por cada 10.000 caracteres transmitidos; porcentaje de memoria intermedia disponible y velocidad binaria en la línea compuesta de salida.

La mayor parte de esta información es también accesible externamente, conectando una impresora normal mediante un interfaz V.24/V.28 a 110 ó 300 baudios.

Aplicaciones de red del FS4000

La red Videotel
El multiplexor estadístico FS4000 ha estado en funcionamiento desde octubre de 1981 en el servicio italiano Videotel de intercomunicación de textos. Merced a una rutina interactiva los usuarios pueden acceder a la información de un banco de datos público o privado, tras enviar una identificación apropiada.

El intercambio de datos entre los usuarios y los centros Videotel se realiza a 75 baudios desde el usuario al centro de datos, y a 1200 baudios en el sentido opuesto. El usuario está provisto de un terminal de



CPU de canal afluente para multiplexor estadístico FS4000.

pantalla especializado, o bien de un receptor de televisión adaptado.

Enlaces multipunto de datos con terminales BSC

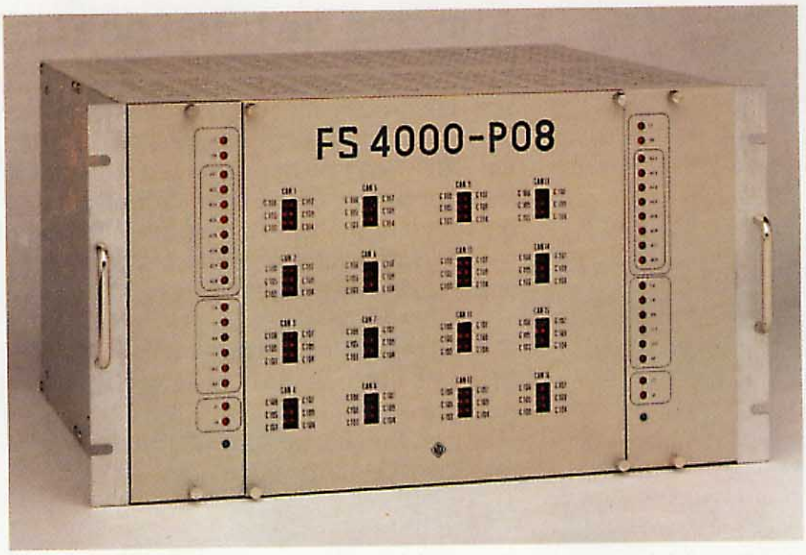
Las redes de comunicación de datos punto a punto y multipunto suelen utilizar un protocolo de comunicación síncrona en binario (BSC). Este protocolo permite transmitir un tren de dígitos binarios en serie por un canal de comunicación, de tal modo que la estación receptora en activo opere en sincronismo con la estación transmisora. El sincronismo se consigue mediante el reconocimiento por protocolo de un grupo de bitios especificado (código de sincronismo). El protocolo BSC trabaja generalmente en modo semidúplex.

La comunicación BSC sirve de soporte a tres sistemas de códigos fundamentales: EBCDIC, US ASCII, y transcodificación a 6 bitios. Admite también un modo de operación transparente de texto, que permite transmitir cualquier flujo de información en binario.

El multiplexor estadístico FS 4000 ha sido instalado en la red de datos multipunto de un banco italiano. Una de las estaciones de la red, llamada estación principal, aloja la unidad de control de terminales; las restantes estaciones se denominan secundarias. La estación principal controla todas las transmisiones de datos por enlaces multipunto, establecidos sobre líneas arrendadas. El multiplexor FS 4000 ha conseguido importantes reducciones de coste al poder reemplazar cinco líneas hacia el ordenador del banco por un solo enlace de datos de más alta velocidad.

Conclusiones

El multiplexor estadístico FS 4000 controlado por microprocesadores puede elevar considerablemente la utilización de un enlace de datos, mediante asignación dinámica del ancho de banda sólo a aquellos canales que realmente estén transmitiendo datos. Puede dar a la vez servicio a terminales síncronos y asíncronos, y mediante memoria intermedia tratar durante cortos periodos de tiempo el exceso acumulativo de la entrada de datos sobre la salida de datos. Una ventaja esencial es que pueden usarse líneas y módems de velocidades más reducidas, o que con las instalaciones existentes puede atenderse a mayor número de terminales. Los datos están protegidos contra errores de transmisión, y las facilidades de reencaminamiento automático permiten utilizar vías alternativas de la red en caso de fallo o degradación de un enlace activo.



Multiplexor estadístico FS 4000 desarrollado por FACE-Standard, que aumenta la capacidad del canal al asignar dinámicamente el ancho de banda a los terminales de usuario.

Adriano Barbetta nació en Bergamo, Italia, en 1943. Estudió física y electrónica en la Universidad Técnica de Milán, donde obtuvo el grado de doctor. Hasta el año 1973 ha trabajado en el desarrollo de codificadores para el satélite ESRO. A finales de 1973 se incorporó a la plantilla de FACE-Standard, llegando a responsabilizarse del grupo de muldex digitales. El Dr. Barbetta es responsable de todos los desarrollos de transmisión digital en FACE.

Sergio R. Treves nació en Turin, Italia, en 1936, y se graduó en 1960 en la Politécnica de dicha ciudad. Se incorporó entonces a ITT Federal Laboratories, y luego trabajó en tarificación y registro de llamadas en CGCT, y en transmisión MIC, conmutación electrónica y sistema CCITT nº 6 en FACE-Standard. Fue jefe de proyecto de un sistema MIC de conmutación y transmisión integradas, antes de ser nombrado director científico de electrónica en dicha firma (1972), y en 1977 director técnico del grupo FACE. Desde 1968 el Sr. Treves es profesor de comunicaciones eléctricas.

Sistema de línea coaxial de 18 MHz

Los modernos sistemas de línea coaxial de 12 MHz cumplen los requisitos de ruido del CCITT con un buen margen. Un nuevo sistema coaxial utiliza este margen para aumentar el ancho de banda de transmisión hasta 18 MHz, usando el mismo cable y separación entre repetidores.

C. González-Madroño
Standard Eléctrica S.A., Madrid, España
K. Kocher
Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, República Federal de Alemania

Introducción

En todo el mundo hay en funcionamiento un gran número de sistemas de cable coaxial de 12 MHz. En la mayoría de los casos, utilizando modernas tecnologías, cumplen con un buen margen la máxima contribución de ruido recomendada por el CCITT (Comité Consultivo Internacional de Telegrafía y Telefonía). El nuevo sistema de línea coaxial de 18 MHz de ITT hace uso de este margen para aumentar el ancho de banda de transmisión, incrementando por tanto la capacidad a 3600 canales, al tiempo que mantiene el cable, los alojamientos de repetidores enterrados, y la separación entre repetidores utilizados para sistemas de 12 MHz. El sistema de 18 MHz permite la transmisión simultánea de 3600 canales telefónicos bidireccionales, ó 1800 canales telefónicos bidireccionales más un canal de televisión, o dos canales de televisión en cada dirección. Puede utilizarse tanto los cables coaxiales de 2,6/9,5 mm (diámetro normal) o de 1,2/4,4 mm (pequeño diámetro). El sistema cumple todas las recomendaciones al respecto del CCITT, y en particular las G.334 y G.346.

Configuración del sistema

El sistema funciona en una configuración de 4 hilos y usa un tubo coaxial para cada dirección de transmisión. La distancia media entre repetidores es de 2 km en cables coaxiales de 1,2/4,4 mm ó 4,55 km en cables coaxiales de 2,6/9,5 mm.

Se dispone de varias versiones de repetidores: terminales, principales y auxiliares.

Armazones de un repetidor terminal. De izquierda a derecha: filtro separador de energía; armazón de emisión; armazón de recepción; unidad de alarma (arriba) y armazón de circuito de órdenes; unidad de telealimentación; unidad de alimentación.

En los dos extremos de cada enlace se utiliza un repetidor terminal. La banda de tráfico se combina, en la vía de emisión, con uno o dos pilotos de línea (generados en el propio repetidor), el piloto de comparación de frecuencias, y las frecuencias de supervisión (opcionales). En la vía de recepción se equipan una o dos unidades de regulación automática, controladas por los pilotos de línea, que compensan los cambios de atenuación del cable.

Los repetidores principales equipan, en las dos direcciones de transmisión, unidades de regulación automática de piloto para compensar igualmente los cambios de atenuación de los tubos coaxiales.

Las fuentes de telealimentación de un repetidor terminal o principal pueden alimentar hasta 32 repetidores auxiliares con una corriente constante a través de los conductores centrales de los tubos coaxiales. Para el sistema de 18 MHz, la máxima distancia entre estaciones de telealimentación es de 295 km para cable de 2,6/9,5 mm y de 118 km para cable de 1,2/4,4 mm.

Los repetidores enterrados auxiliares son de tres tipos diferentes: de ganancia fija, controlados por temperatura y regulados por piloto (dos versiones). El último tipo se instala después de un cierto número de los otros tipos para proporcionar una compensación más precisa de las variaciones de atenuación del cable debidas a cambios de temperatura.

Construcción

Repetidores terminales y principales

Para los repetidores terminales y principales se utiliza la práctica de equipo V-SEP*. Un repetidor terminal, incluyendo las unidades de alimentación y telealimentación, se aloja en una columna V-SEP, mientras que un repetidor principal ocupa dos columnas. Cada columna tiene 2600 mm de altura, 120 mm de anchura, y 225 mm de profundidad.

La columna de repetidor terminal se equipa (de arriba a abajo) con: un filtro separador de energía, armazón de emisión, armazón de recepción, unidad de alarma, armazón de igualación adicional (opcional), armazón de circuito de órdenes (opcional), unidad de telealimentación, y unidad de alimentación.

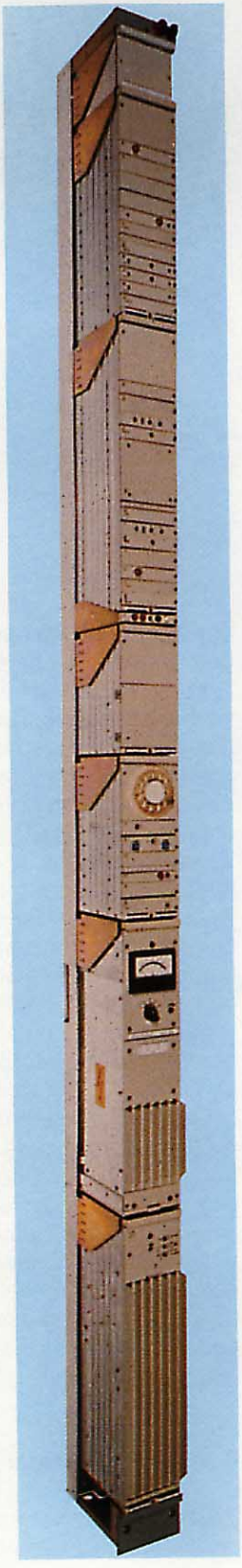
Los dos columnas que constituyen un repetidor principal se equipan de una manera similar, con la excepción de que no se incluye el armazón de emisión; en su lugar puede equiparse un armazón de segregación.

* Marca registrada del Sistema ITT

Repetidores auxiliares enterrados

Se alojan en contenedores impermeables enterrados, adecuados para varios sistemas coaxiales. En esencia el contenedor es una caja de hierro fundido, herméticamente cerrada (aunque puede abrirse), con entradas para los tubos coaxiales y pares interstriciales.

Repetidor terminal equipado en una columna de la práctica de equipo V-SEP de ITT.



Repetidor terminal

Vía de emisión

En la vía de emisión la función de un repetidor terminal (Fig. 1) es amplificar las señales de la banda de transmisión recibidas del equipo múltiplex, inyectar los pilotos de línea, y enviar esta banda de frecuencias a la línea coaxial a través de la sección paso alto del filtro separador de energía.

Para eliminar señales interferentes se equipan filtros supresores de piloto, en un punto previo a la inyección de los pilotos en la banda de trafico, asegurando de este modo que los pilotos están al nivel exigido. La vía de transmisión del repetidor terminal usa dos osciladores de piloto, uno de 18480 kHz y el otro de 308 kHz: este último puede omitirse en rutas cortas. Similarmente puede inyectarse un piloto de 300 kHz de comparación de frecuencias, del equipo múltiplex asociado. Si los niveles de los pilotos de línea caen fuera de los límites permitidos a la salida de los generadores, se inicia una alarma.

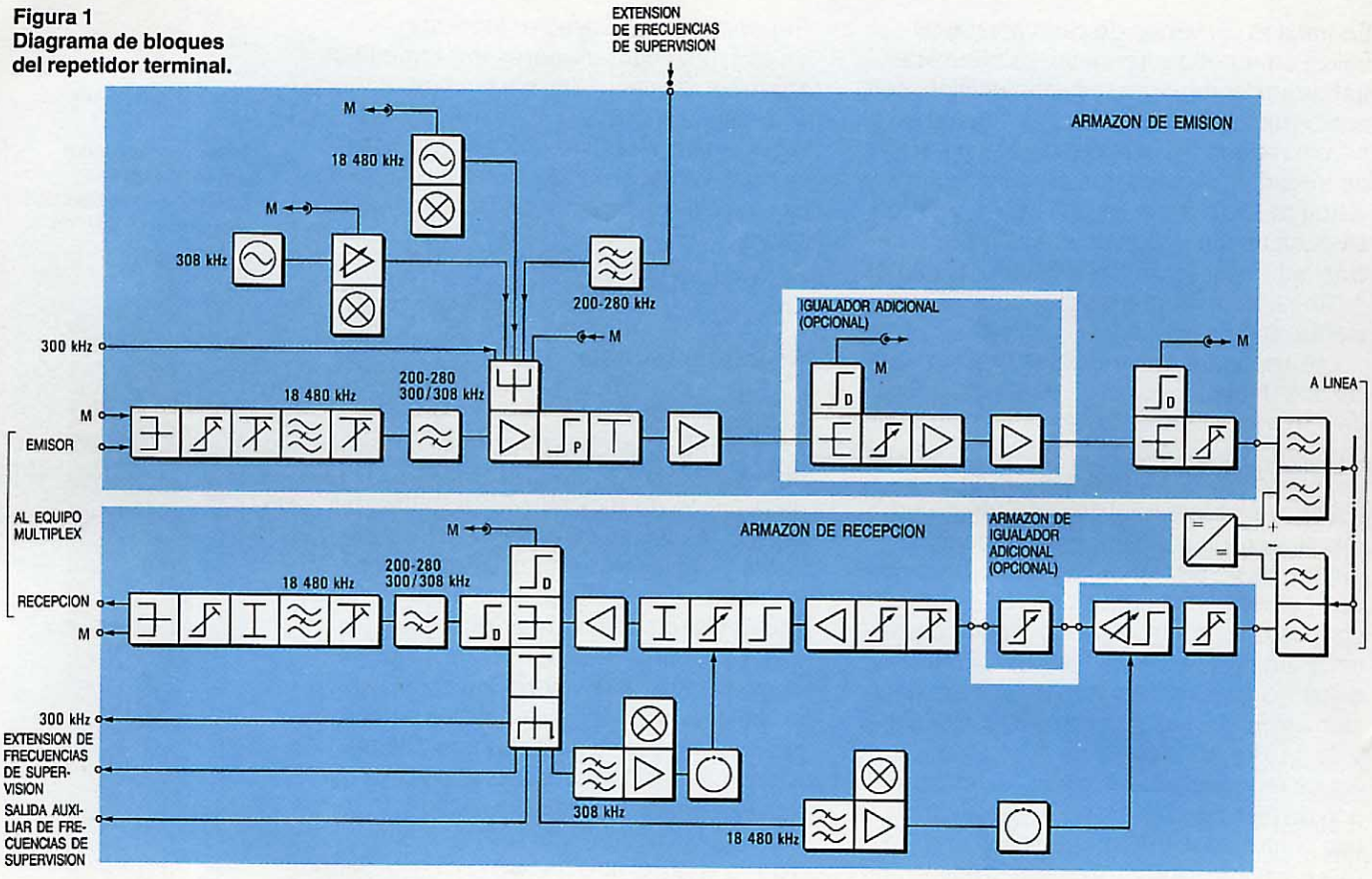
Para que el sistema trabaje con una relación señal/ruido óptima se incluye una red de preacentuación. Si la sección de cable adyacente al repetidor terminal es más corta que la nominal, se compensa mediante líneas artificiales a la salida de emisión y a la entrada de recepción.

Vía de recepción

En la vía de recepción del repetidor terminal se lleva la banda de frecuencias transmitida a su nivel correcto y se envía al equipo múltiplex. La ganancia del amplificador de recepción se regula automáticamente mediante el piloto de línea de 18480 kHz, por lo que este amplificador compensa la atenuación de la sección de repetición precedente, así como los errores de igualación acumulados de los repetidores precedentes de ganancia fija o controlados por temperatura.

Para corregir los errores sistemáticos acumulados a lo largo de la ruta y para compensación manual de errores de simulación (desviaciones estacionales), se utiliza un igualador ajustable de "campanas", mediante el cual pueden hacerse correciones con el sistema en servicio, y

Figura 1
Diagrama de bloques del repetidor terminal.



que además es de tamaño bastante menor que un igualador de eco.

El igualador ajustable permite elaborar curvas de respuesta mediante 13 "campanas" distribuidas a través de la banda de servicio; para el ajuste independiente del nivel de piloto se provee una campana especial estrecha.

Unos controles en el panel frontal permiten ajustar de forma continua la amplitud de cada campana entre ± 3,5 dB. La frecuencia central de cada campana es también ajustable, pudiendo solaparse campanas adyacentes. Se dispone de tres opciones discretas de anchura de banda a media amplitud: nominal, mitad y doble (ajuste mediante clavijas).

La red de desacentuación en la salida de recepción compensa la pendiente de la curva introducida por la red de preacentuación en la vía de emisión.

La unidad de telealimentación suministra una corriente constante a los repetidores auxiliares a través de la sección paso-bajo de los filtros separadores de energía y los conductores centrales de los pares coaxiales.

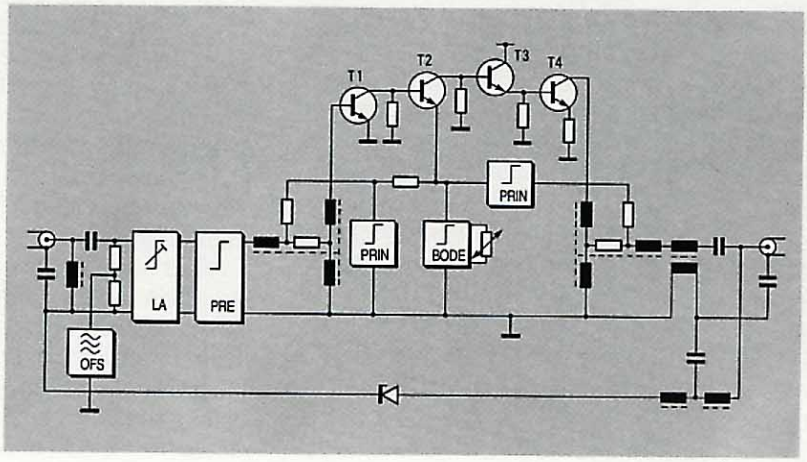
Repetidor principal

Después de un máximo de 64 repetidores auxiliares, de cualquiera de los tres tipos mencionados anteriormente, es necesario incluir un repetidor principal cuyas características, en ambas direcciones, son casi idénticas a las de la parte de recepción de un repetidor terminal.

Las principales diferencias respecto a los repetidores terminales son que los repetidores principales no equipan filtros supresores de piloto ni red de desacentuación, e incluyen un oscilador de frecuencias de supervisión.

Cada repetidor principal se puede equipar con dos unidades de telealimentación para suministrar energía a los repetidores auxiliares situados a ambos lados.

Figura 2
Diagrama de bloques del amplificador de línea.
OFS - oscilador de frecuencias de supervision
LA - línea artificial
PRE - prelgualador
PRIN - igualador principal.



Segregación de grupos cuaternarios
En ciertas circunstancias se puede necesitar extraer grupos cuaternarios (supermastergrupos) en un repetidor principal, o bien inyectar tales grupos en zonas vacías de la banda de transmisión.

Se permiten las siguientes variantes para tales extracciones e inyección:

- extracción e inyección de los grupos *1* ó *1+2* ó *1+2+3*
- extracción e inyección de los grupos *4* ó *3+4* ó *2+3+4*.

Repetidores auxiliares

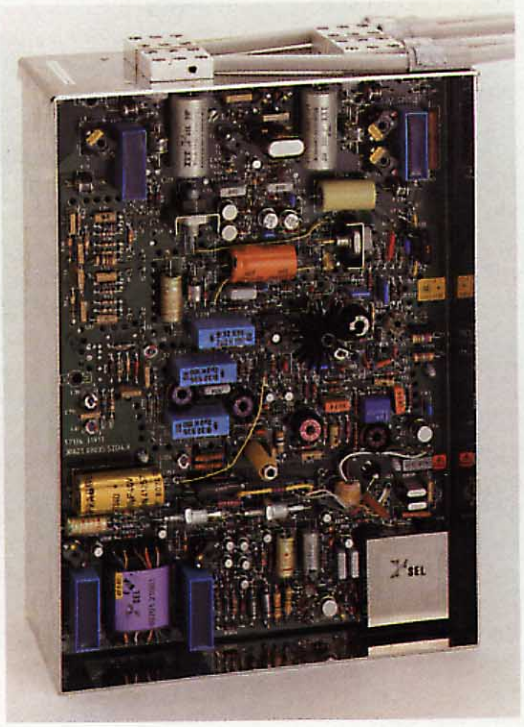
Se dispone de cuatro tipos de repetidores auxiliares: con ganancia controlada por temperatura, con ganancia constante, y dos versiones con ganancia regulada por piloto. Si es necesario, los repetidores pueden adaptarse a longitudes cortas de sección de repetición usando líneas artificiales.

La parte activa del amplificador de línea (Fig. 2) consiste en dos secciones de 2 etapas de amplificador, siendo el transistor T_2 el punto común de los dos bucles de realimentación. El emisor de T_2 proporciona un punto óptimo de conexión para el igualador de Bode debido a la baja impedancia presentada por el emisor. Parte de la igualación principal de la atenuación del cable se realiza mediante un igualador conectado en una configuración paralelo, dentro del primer bucle de realimentación; la otra parte se lleva a cabo en una configuración serie en el segundo bucle. Los dos igualadores tienen un diseño dual.

Repetidor auxiliar controlado por temperatura
Los repetidores auxiliares controlados por temperatura pueden usarse con ventajas, si se toman precauciones para asegurar que la temperatura dentro del contenedor del repetidor siga aproximadamente a la temperatura del cable de la sección precedente. En este caso, el amplificador de línea está equipado con una red de Bode que contiene una resistencia variable con la temperatura.

Repetidor auxiliar de ganancia constante
En estos repetidores se usan resistencias fijas en la red de Bode en lugar de resistencias variables con la temperatura, manteniendo así constante la ganancia. Se utiliza este tipo de repetidor si no es posible el control por temperatura debido al tipo de instalación del cable o del contenedor del repetidor.

Repetidor auxiliar regulado por piloto
Los repetidores auxiliares controlados por temperatura sólo compensan parcialmente



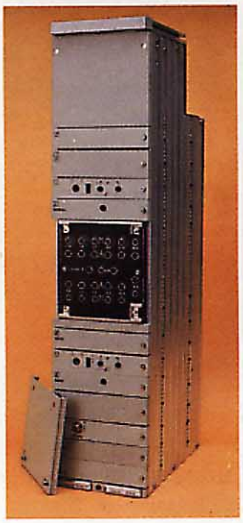
Repetidor auxiliar regulado por piloto con memoria de transfluxor (sin cubierta).

las variaciones de atenuación del cable debidas a cambios de temperatura. Para asegurar que los siguientes amplificadores de línea no trabajen a un nivel incorrecto como resultado de los errores de compensación residuales, se equipa un amplificador de línea regulado por piloto después de un cierto número de amplificadores de línea de ganancia fija o controlada por temperatura (p.ej., dos o siete, respectivamente). Este amplificador regulado por piloto compensa los errores de igualación acumulados y los cambios de atenuación de la sección de repetición precedente debidos a cambios de temperatura.

El piloto de línea inyectado en el repetidor terminal se utiliza para el control automático de ganancia. Su frecuencia está por encima del margen de frecuencias de tráfico de la banda de transmisión. La red de Bode del amplificador de línea regulado por piloto se termina mediante un termistor que se controla con un amplificador de piloto (que incluye una memoria), de tal manera que el nivel de salida del amplificador se mantiene a su valor especificado.

Característica de regulación
Dado que se pueden conectar en serie en una ruta larga un gran número de reguladores similares, cada unidad debe cumplir unos requisitos muy estrictos para asegurar la estabilidad del enlace completo. Por esta razón, todos los reguladores automáticos se equipan con medios de integración, cuya velocidad de regulación es alta comparada con las variaciones de atenuación a largo plazo del cable coaxial pero suficientemente

Armazón de recepción. Está quitada la placa frontal del igualador ajustable.



baja para las variaciones de piloto a corto plazo, con lo que se aumenta la estabilidad del enlace.

En el caso de una caída repentina de 12 a 17 dB en el nivel de piloto, un circuito interrumpe la función de regulación, impidiendo que los amplificadores sean regulados a su ganancia máxima. La característica de regulación permanece en el estado que tenía antes de la caída brusca de nivel, y no vuelve a actuar hasta que se elimine el fallo de piloto.

Existen dos tipos de dispositivos de memoria: uno de memoria de condensador y otro de memoria de transfluxor. El primero incorpora un condensador con una resistencia de fuga especialmente alta como elemento de memoria, asegurando que la deriva de ganancia debida a la descarga de la memoria es menor que 0,1 dB por día. El último tipo de regulador con memoria de transfluxor se usa cuando se necesita una memoria permanente. Este regulador trabaja en pasos de $\leq 0{,}1$ dB y tiene una zona neutra entre $\pm 0{,}5$ dB y $\pm 0{,}3$ dB que impide que todos los reguladores respondan simultáneamente a variaciones pequeñas de nivel. Los errores de estas zonas neutras no se acumulan a lo largo de la vía de transmisión. En el caso de un fallo de piloto o de una interrupción de la telealimentación, el transfluxor almacena la magnitud de regulación tanto tiempo como sea necesario.

Telealimentación remota

La corriente continua generada por las unidades de telealimentación de los repetidores terminales o principales (que se mantiene automáticamente en 110 mA $\pm 2\%$) circula a través de los conductores centrales de los pares coaxiales.

El circuito de telealimentación se cierra a través de un retorno de bucle de telealimentación que intercontecta los conductores centrales de los pares coaxiales pasando por un filtro separador de energía. Si la resistencia de bucle aumenta inadmisiblemente (p. ej., si el bucle de telealimentación se interrumpe), unos elementos de conmutación de la unidad de telealimentación reducen su tensión de salida. Después de que el fallo haya sido subsanado (tan pronto como la corriente de bucle supere un valor predeterminado), los elementos de conmutación restituyen automáticamente la condición normal.

Los conductores exteriores de los pares coaxiales normalmente se aíslan de tierra (potencial flotante) para reducir la influencia de perturbaciones industriales o atmosféricas. Si no se desea o necesita potencial flotante, los conductores exteriores de los pares coaxiales pueden ponerse a tierra en cada repetidor auxiliar.

Transmisión de datos por encima de la banda de tráfico

La ganancia de los repetidores auxiliares telealimentados es tal que compensa la atenuación del par coaxial hasta aproximadamente 21,5 MHz. Por lo tanto se puede proporcionar un canal de transmisión de 2,048 Mbit s^{-1} en la banda de frecuencia por encima del piloto de 18.480 kHz.

Supervisión y localización de fallos

Los receptores de piloto en las estaciones de repetidor terminal y principal supervisan la vía de transmisión. En el caso de una alarma de piloto por fallo en la vía de trans-

Tabla 1 — Principales características técnicas del sistema coaxial de 18 MHz

Banda de transmisión de frecuencias portadoras (3600 canales telefónicos)	312 a 17.668 kHz		
Banda de transmisión para dos canales de televisión	2097 a 17.043 kHz		
Banda de transmisión de datos	19.500 a 21.500 kHz		
Tipos de cable coaxial	2,6/9,5 ó 1,2/4,4 mm		
Distancia nominal de repetición	4,55 ó 2 km		
Máximo número de repetidores auxiliares entre dos repetidores de estación	32 ó 29		
Máxima distancia entre repetidores de estación	296 ó 118 km		
Corriente de telealimentación	110 mA ± 2%		
Atenuación media de la sección de repetición a + 10 °C y 18.480 kHz	45,7 dB		
Margen de ajuste de ganancia a 18.480 kHz de los repetidores de ganancia constante	41,7 a 49,7 dB		
Margen de regulación de los repetidores regulados por piloto	± 4 dB		
Exactitud de regulación	mejor que ± 0,5 dB		
Margen de los repetidores controlados por temperatura	+ 10 °C ± 15 °C		
Nivel de emisión a 18.480 kHz	− 6,5 dBr		
Preacentuación de la banda de transmisión de frecuencias portadoras	12 dB		
Pilotos de línea	308 y 18.480 kHz		
Piloto de comparación de frecuencias	300 kHz		
Nivel de pilotos	− 10 dBm0		
Ruido total en cada canal telefónico			
– cable coaxial 2,6/9,5 mm	aprox. 0,7 pW0p km^{-1}		
– cable coaxial 1,2/4,4 mm	aprox. 1,5 pW0p km^{-1}		
Localización de fallos			
Margen de frecuencias	200 a 280 kHz		
Separación de frecuencias	1 kHz	0,5 kHz	0,2 kHz
Máximo número de repetidores auxiliares supervisables	81	161	401
Longitud de supervisión			
– cable coaxial 2,6/9,5 mm	368 km	730 km	1820 km
– cable coaxial 1,2/4,4 mm	162 km	320 km	800 km
Nivel de frecuencias de supervisión	− 40 dBm0		
Nivel en repartidor			
– al repetidor terminal (vía de emisión)	− 33 dBr		
– del repetidor terminal (vía de recepción)	− 33 dBr		
Impedancia nominal	75 Ω, desequilibrados		

misión entre dos repetidores de estación, hay esencialmente dos fuentes distintas de fallos: una perturbación en la vía de transmisión de alta frecuencia, o una interrupción del bucle de telealimentación.

Cada repetidor auxiliar equipa dos generadores de frecuencia característica que trabajan permanentemente, uno por cada dirección. Las frecuencias características pueden seleccionarse libremente en el margen de 200 a 280 kHz con una separación de 1, 0,5 ó 0,2 kHz. Por lo tanto cada amplificador de línea puede tener una frecuencia característica propia. Desde una estación pueden supervisarse varias secciones de línea coaxial.

En el caso de fallo de un amplificador de línea, la frecuencia característica de esa parte del repetidor auxiliar y las frecuencias características de los repetidores precedentes ya no se transmiten, haciendo fácilmente localizable el repetidor defectuoso. La frecuencia característica se asigna mediante osciladores enchufables de cuarzo o cerámicos.

Para poder localizar un corte en el circuito de telealimentación, todos los amplificadores de línea poseen una resistencia de precisión de alto valor, que se inserta a través de un diodo entre los conductores central y exterior del respectivo par coaxial. Para localizar el fallo, se aplica al circuito de telealimentación un voltaje de polaridad opuesta a la normal (cambiando un conector de pruebas en la unidad de telealimentación). Utilizando los dispositivos de prueba de dicha unidad puede medirse la resistencia de bucle, que está ahora formada por las resistencias de alto valor conectadas en paralelo. La magnitud de la resistencia medida permite identificar la localización del fallo.

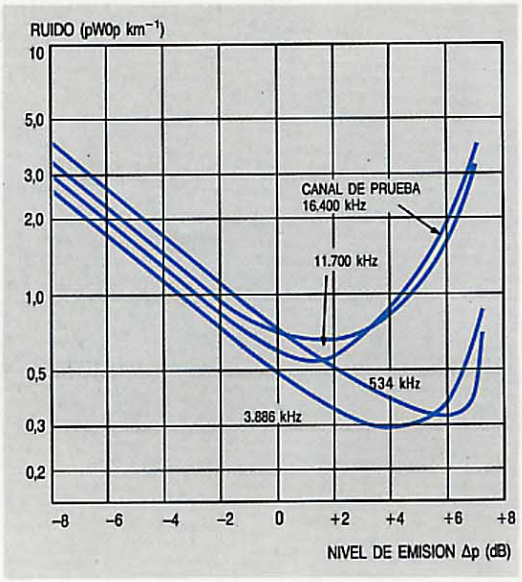


Figura 3
Potencia de ruido por kilómetro ponderado sofométricamente en una ruta de 150 km sobre cable coaxial 2,6/9,5 mm.

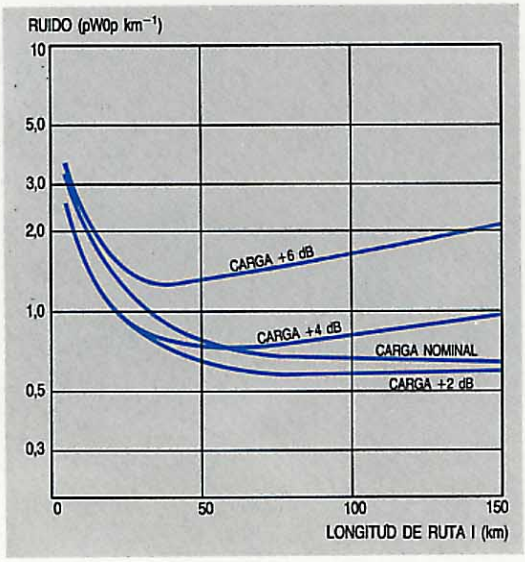


Figura 4
Potencia de ruido por kilómetro ponderado sofométricamente en el peor canal a 16.400 kHz, en función de la longitud de la ruta usando cable coaxial de 2,6/9,5 mm.

Características técnicas

En la tabla 1 se resumen las principales características técnicas del sistema de línea coaxial de 18 MHz.

Resultados de campo

Se han entregado varios sistemas de 18 MHz a diversos clientes. Los resultados medidos en rutas instaladas evidencian las excelentes prestaciones del sistema. La figura 3 muestra la potencia de ruido por kilómetro, ponderada sofométricamente, en un punto de nivel relativo cero de una ruta de 150 km. El nivel de transmisión de 0 dB representa la carga convencional del CCITT.

En la figura 4 se indica la acumulación de ruido en el canal peor a 16.400 kHz. Esencialmente sigue una ley aditiva de potencia, con una pequeña componente añadida en tensión a altos niveles de carga. La figura 5 muestra la respuesta de ganancia-frecuencia de una ruta de 150 km. Los resultados satisfacen con amplitud los objetivos de diseño de ±0,05 dB por sección de repetición.

Conclusiones

El nuevo sistema de línea coaxial de 18 MHz, desarrollado por SESA y SEL, aprovecha los buenos márgenes de operación de los sistemas convencionales de 12 MHz para aumentar la capacidad del sistema a 3600 canales telefónicos. Esto se ha logrado usando los mismos tipos de

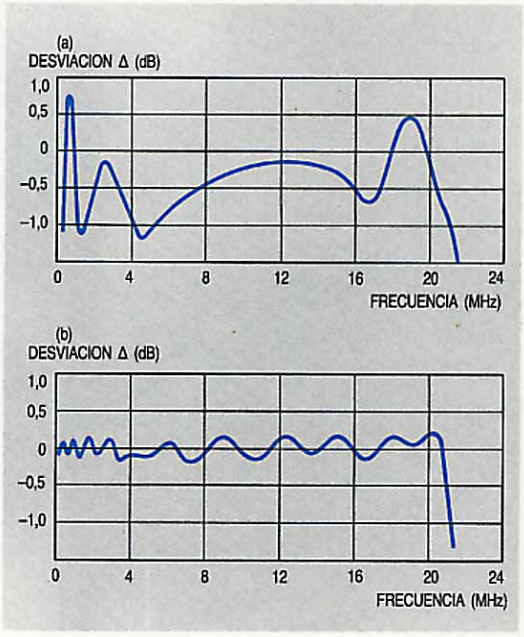


Figura 5
Respuesta ganancia-frecuencia de una ruta de 150 km
a) antes de la igualación
b) después de la igualación.

cables y distancias de repetición de los sistemas anteriores. Los resultados de campo han demostrado claramente que el sistema de 18 MHz es muy adecuado para la transmisión de tráfico telefónico y de señales de televisión a grandes distancias.

Carlos González-Madroño y Alvarez-Ossorio nació en Valencia, España, en 1947. En 1969 se graduó Ingeniero Superior por la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de Madrid. Ingresó en SESA en 1971, en la sección de desarrollo de sistemas coaxiales, como ingeniero de diseño. Transcurrido un periodo en SEL, volvió como responsable del desarrollo de sistemas coaxiales. El Sr. González-Madroño fue nombrado en 1980 adjunto de la ingeniería de desarrollo de sistemas analógicos y es ahora responsable del desarrollo de sistemas de línea y radio analógicos y digitales.

Klaus Kocher nació en Reutlingen, Alemania, en 1934. Estudió telecomunicación en la Universidad Técnica de Stuttgart, graduándose en 1958. El mismo año ingresó en SEL como ingeniero de desarrollo, trabajando inicialmente en el diseño de generadores de portadoras. Desde 1970 fue jefe de proyecto de desarrollo para transmisión por cable y en 1976 fue nombrado responsable del desarrollo de equipos de transmisión por frecuencias portadoras. Desde 1980, el Sr. Kocher es responsable del desarrollo en SEL de sistemas de línea analógicos y digitales.

Equipos de línea coaxial para 34 a 565 Mbit s^{-1}

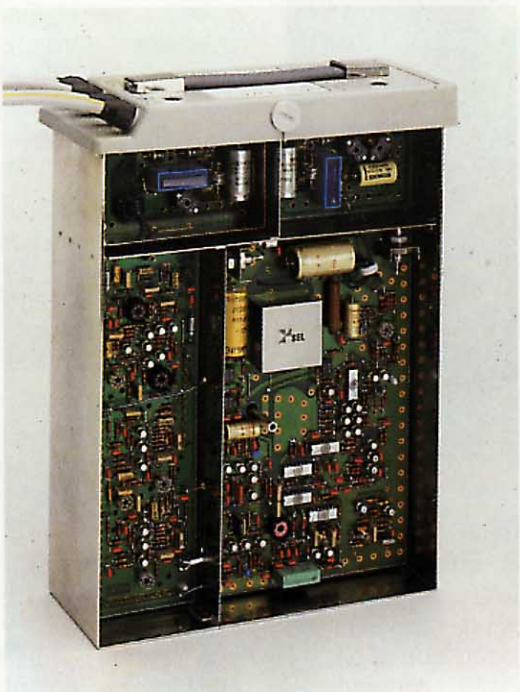
Los sistemas digitales de transmisión por línea para 34, 140 y 565 Mbit s^{-1} pueden utilizarse tanto en cables coaxiales existentes como en nuevos cables.

W. Kolb
A. Norz
Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, República Federal de Alemania
A. Hemsworth
P. Norman
Standard Telephones and Cables plc, Londres, Inglaterra
A. Jessop
G. Windus
Standard Telecommunication Laboratories Limited, Harlow, Inglaterra

Introducción

Durante muchos años los cables coaxiales han cursado tráfico por redes interurbanas en explotación FDM (múltiplex por división de frecuencia), hasta 60 MHz. Digitalizar tales redes requiere incorporar estos mismos cables coaxiales en forma creciente al tráfico digital, al tiempo que se van instalando nuevos cables coaxiales en algunas zonas sólo para uso digital.

Esta evolución exige estudiar con detalle las propiedades de los pares coaxiales a fin de determinar su adecuación para la transmisión digital. Es también importante la elección de códigos de línea, y el desarrollo de métodos de supervisión específicos para los sistemas digitales.



Repetidor del sistema de línea coaxial de 34 Mbit s^{-1} de SEL.

Adecuación de los cables coaxiales para la transmisión digital

Existen ya muchos miles de kilómetros de pares coaxiales normalizados de 1,2/4,4 mm y 2,6/9,5 mm, sobre todo entre grandes poblaciones. Por ello, convendría mucho poder utilizarlos para transmisión digital, para lo cual el mayor inconveniente es su gran atenuación a frecuencias altas, aunque esto se compense por la precisión y estabilidad de esa atenuación y por su pequeña diafonía y alta inmunidad al ruido. Los conductores de cobre pueden servir para telealimentar los repetidores enterrados y facilitar información de supervisión a los terminales, más un circuito de órdenes para mantenimiento, todo ello por una banda de frecuencias situada debajo de la principal.

Atenuación
La atenuación de los cables coaxiales es aproximadamente proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia. En el Reino Unido se toma como atenuación de los pares de 1,2/4,4 mm a 10 °C un valor de $0{,}066 + 5{,}15\sqrt{f} + 0{,}0047\,f$ dB km^{-1}, con un coeficiente de temperatura de 0,202% $°C^{-1}$; la atenuación en los pares de 2,6/9,5 mm es de $0{,}013 + 2{,}305\sqrt{f} + 0{,}003\,f$ dB km^{-1}, con coeficiente 0,19% $°C^{-1}$. La frecuencia f se da en MHz.

Fase
Las características de fase del cable coaxial están bien definidas. La distorsión de fase se iguala fácilmente y da una satisfactoria transmisión de impulsos, pues se tiende a que los igualadores de atenuación utilizados en los repetidores corrijan también la característica de fase. La sección de repetición

del cable, unida a los igualadores y amplificadores del repetidor, actúa como una red mínima de cambio de fase, si se desprecia la componente lineal de la fase en función de la frecuencia. Sólo hay que añadir igualadores de fase en el repetidor cuando la respuesta de transferencia de la sección de repetición es mucho más inclinada que la característica 100% de coseno alzado.

Diafonía

Las características de diafonía de ambos tipos de pares coaxiales, 1,2/4,4 mm y 2,6/9,5 mm, son extremadamente buenas. Las relaciones de atenuación de telediafonía y paradiafonía son mayores que 140 dB entre 1 y 1000 MHz. Este buen comportamiento permite que los sistemas analógicos de 4 ó 60 MHz funcionen junto con sistemas de 140 ó 565 Mbit s^{-1} por otros pares del mismo cable mixto. Los cables coaxiales enterrados están también muy bien apantallados contra las interferencias eléctricas externas.

Uniformidad

La uniformidad en la construcción y la calidad de los empalmes y terminaciones de los pares coaxiales tienen importancia para la transmisión digital, y por ello se han investigado a fondo[1].

Las irregularidades de impedancia a distancias uniformes sobre el cable producen pequeños ecos que se suman en fase, dando un eco significativo hacia adelante en bandas estrechas de frecuencia. Además, las discontinuidades en uno y otro extremo de cada sección de repetición (desadaptación en los cables flexibles de conexión, empalmes, uniones estancas y conectores), junto con las impedancias de entrada y salida del repetidor generan ecos hacia adelante en toda la banda. Las estimaciones del efecto de estas irregularidades[2] han demostrado que los cables coaxiales existentes, con empalmes, etc., correctamente ejecutados, pueden servir para la transmisión a 565 Mbit s^{-1} con degradación tolerable.

En general la degradación es menos severa para velocidades menores. Por consiguiente, a 140 Mbit s^{-1} se deteriora la transmisión menos que a 565 Mbit s^{-1}. Las degradaciones en los cables de 2,6/9,5 mm son también menores que en los de 1,2/4,4 mm, debido a que la imprecisión de sus dimensiones es proporcionalmente menor.

Repetidor regenerativo de 140 Mbit s^{-1} diseñado por STC.

Comportamiento de los cables instalados

Es prudente hacer ciertas medidas para probar la calidad de los cables instalados antes de conectar los repetidores digitales, sobre todo en las viejas instalaciones de cables coaxiales utilizadas con sistemas de 4 y 12 MHz, donde habrá empalmes y terminaciones estancas defectuosas. Las pruebas pueden comprender:

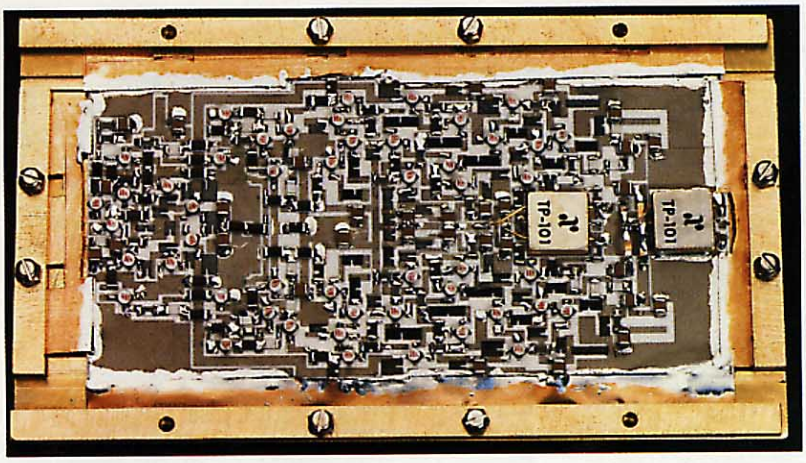
- Medidas de atenuación, generalmente a una sola frecuencia, para asegurar que no se exceden las pérdidas máximas en cada sección de repetición; esto es importante para la transmisión digital.
- Pérdidas de retorno de eco con impulsos en coseno alzado de 100 ns y 10 ns, para comprobar la uniformidad de la impedancia y la calidad de los principales empalmes del cable.
- Coeficiente de reflexión en las terminaciones coaxiales, para verificar la calidad de los cierres estancos, conectores y uniones entre el cable y las terminaciones de cable flexibles. Se recomienda medir con un reflectómetro en el dominio del tiempo, cuya tensión escalón tenga 1 ns de tiempo de subida.
- Medidas de paradiafonía. Con una técnica mejorada se inyectan impulsos en coseno alzado de ancho 10 ns por el conductor exterior de un par coaxial de reserva; la señal transversal resultante en el par probado da la medida de su calidad.

La extensión de las pruebas a realizar depende naturalmente de la calidad que tenga la instalación existente.

Codificación de línea

Los sistemas digitales reducen problemas en la transmisión, utilizando una codifica-

ción de línea tal que la secuencia de dígitos transmitidos no sea igual a la del tráfico de entrada. En las disposiciones más sencillas, un aleatorizador controla la estadística de señales de baja frecuencia y el contenido de temporización. Es más usual que se añada lógica de codificación al contenido de temporización para poner límites determinísticos y asegurar una distorsión suficientemente baja cuando el enlace se



Sustrato de circuito regenerador de 565 Mbit s^{-1}; esta unidad sólo mide 100 × 50 mm.

comporta como un filtro lineal paso alto debido a los transformadores, condensadores de adaptación e igualadores introducidos. En general, la lógica de codificación permite también detectar los errores de transmisión mientras se cursa tráfico. Se tiende, además, a incorporar funciones adicionales para aprovechar la redundancia introducida durante la codificación de línea (p.ej., obtención de canales adicionales de servicio).

Vano de repetición

La distancia máxima (vano) entre repetidores es el factor principal para elegir el código de línea, y está limitada por la inmunidad al ruido térmico, que depende a su vez del número de niveles, redundancia, característica de frecuencia, y precisión general de diseño del repetidor. El número óptimo de niveles en recepción es de tres[3]; con más de tres niveles, las mejoras en cuanto a distancia de repetición son pequeñas frente al aumento de precisión, complejidad y, por tanto, del coste de los repetidores. Esto hace considerar códigos bloque ternarios alfabéticos de pequeña redundancia, como el 4B-3T ó el 6B-4T, y también los esquemas de respuesta parcial con tres niveles de recepción, como son los de Clase I (duobinario) y Clase IV. Comparando codificación bloque y respuesta parcial se demuestra que los códigos alfabéticos, sobre una configuración de canales eficaz para el ancho de banda, alcanzan vanos de repetición al menos iguales a los obtenidos con códigos de respuesta parcial menos experimentados.

Para la transmisión a 34 Mbit s^{-1}, se ha elegido el código 4B-3T, denominado MS43, consiguiendo el vano de 2 km deseado en cables relativamente nuevos de 0,8/2,9 mm.

A 140 Mbit s^{-1}, el código 4B-3T, o el 6B-4T aleatorizado[4], pueden conseguir vanos de 2 km en los cables de 1,2/4,4 mm, ó de 4,5 km en los de 2,6/9,5 mm. Los sistemas digitales están limitados por la distancia máxima entre repetidores, más bien que por la distancia media. Por ello se introduce aquí el código 6B-4T, para aumentar un 6% la longitud de la sección máxima y así prescindir de repetidores nuevos[5]. En 565 Mbit s^{-1}, con inversión alternada de marcas (AMI), se consigue una separación modesta de 1,55 km en cables de 2,6/9,5 mm, como los utilizados en sistemas FDM de 60 MHz; por otro lado, funcionar con esta elevada cadencia de transmisión requiere circuitos de muy escasa complejidad.

Otros factores

Los códigos bloque alfabéticos ternarios limitan también el contenido en baja frecuencia de la señal de línea por reducir al mínimo la variación de la suma digital. Sus ventajas son que:

- reducen la sobrecarga del amplificador de entrada, incrementando así el margen de CAG (control automático de ganancia)
- permiten un acoplamiento sencillo en CA, sin que sea necesario restaurar la CC
- dan un alto contenido de temporización, que facilita la extracción del reloj
- facilitan la separación de energía
- facilitan la supervisión por telemetría en baja frecuencia, en la banda situada debajo de la señal principal
- permiten la supervisión de errores.

El diseño de códigos bloque alfabéticos puede ampliarse para controlar la paridad en línea, permitiendo la detección de errores simples en cada repetidor y la adición de canales para supervisión. De otro modo, estas funciones podrían exigir la creación de nuevos intervalos de tiempo. El filtrado de respuesta parcial, si no se añade redundancia, requiere normalmente aleatorizar el flujo de tráfico, extraer la temporización por circuitos de alta Q o por bucle de enganche de fase, precodificar en cada repetidor, restaurar la CC (si se utiliza respuesta parcial Clase I), y una igualación más complicada.

Los códigos ternarios alfabéticos ofrecen un compromiso ventajoso en sistemas digitales de línea, donde hay muchos más repetidores que terminales. Estos últimos son más complejos que los de respuesta parcial, pero los repetidores son más sencillos.

Métodos de supervisión y localización de fallos

En los sistemas de transmisión con repetidores auxiliares intermedios es esencial vigilar el funcionamiento de cada repetidor para localizar y reponer rápidamente cualquier unidad averiada o deteriorada. Los sistemas de transmisión digital siguen dos métodos básicos: supervisión en servicio, y localización de fallos fuera de servicio. El primero permite la vigilancia continua de todos los repetidores de una ruta, posibilitando la detección de fallos intermitentes o marginales. Por el contrario, los sistemas que localizan fallos fuera de servicio responden bien a los fallos catastróficos en que se pierde tráfico; esta técnica se aplica normalmente en sistemas de pequeña capacidad. La supervisión en servicio, más compleja, se utiliza con frecuencia en sistemas de gran capacidad.

Localización de fallos fuera de servicio
Los fallos catastróficos se pueden producir por daños en el cable o el repetidor. En el primer caso se utilizan medidas en CC: cada repetidor tiene una resistencia de alto valor en serie con un diodo, ambos en paralelo con la línea de transmisión. El diodo normalmente no conduce, invirtiéndose la corriente de telealimentación cuando se detecta un fallo. El valor de corriente en la estación terminal permite localizar la avería en el cable.

Se utiliza la puesta en bucle para localizar un repetidor averiado (Fig. 1). La instrucción de hacer bucle se da transmitiendo una señal que no existe durante el funcionamiento normal (p.ej., una secuencia periódica), o por violaciones de código. Los bucles en la cadena de repetidores se inician, bien direccionando específicamente cada repetidor, o bien sin definir direcciones, recorriendo toda la cadena de repetidores a partir del primero.

Supervisión en servicio
Los sistemas que utilizan supervisión en servicio son más complejos, pero vigilan continuamente el funcionamiento de todos los repetidores de la ruta. Los criterios de fallo pueden ser: tasa de errores, variaciones de nivel y de consumo de energía, y otros análogos. Para transmitir la información de carácter supervisor a los terminales se necesita un canal independiente de telemedida, que puede obtenerse mediante un par intersticial separado, o por división de frecuencia (p.ej., una señal de CA modulada en frecuencia a frecuencias inferiores a las de la señal principal de transmisión, según indica la figura 1). Algunos sistemas utilizan también división en el tiempo, con adición periódica de bitios sobre la señal principal de información.

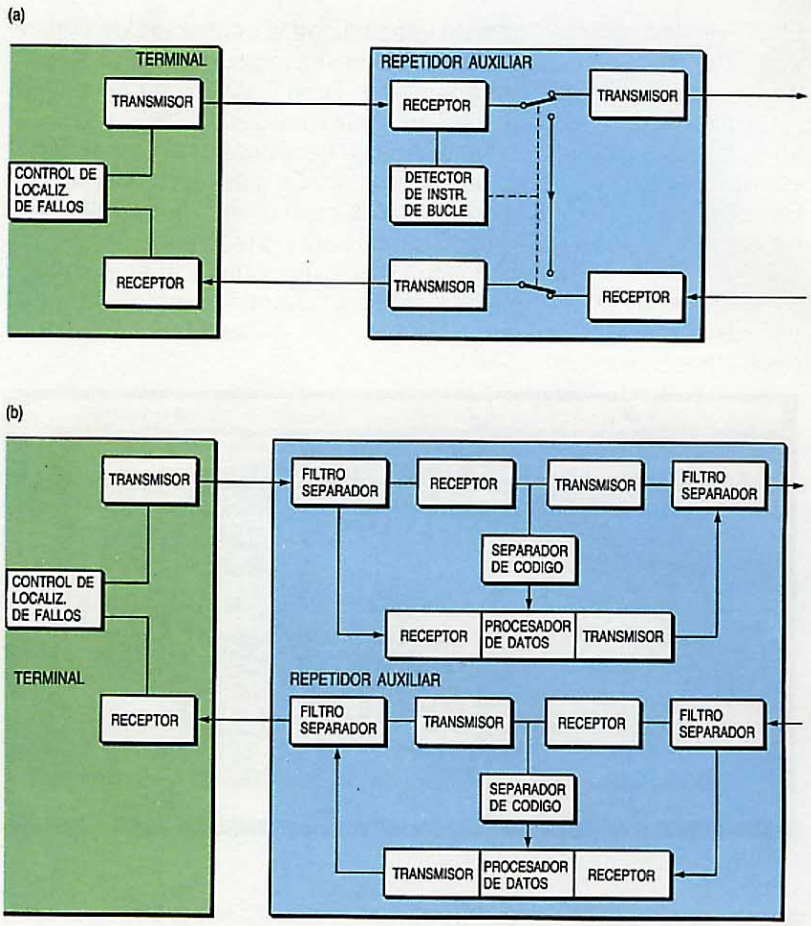


Figura 1
Métodos alternativos para localización de fallos:
a) localización fuera de servicio
b) supervisión en servicio.

Las señales de supervisión se pueden transmitir a todos los repetidores de una ruta por un canal de telemedida único. No obstante, en algunos casos puede convenir que cada sistema de la ruta tenga su propio canal de telemedida, mejorando así la seguridad del sistema supervisor ante fallos.

Sistema de transmisión digital de 34 Mbit s^{-1}

Standard Elektrik Lorenz ha desarrollado un sistema cuya principal aplicación es en los cables coaxiales de la red regional de transmisión. Este sistema transporta señales digitales conforme a la jerarquía de tercer orden del CCITT (480 canales telefónicos). En el interfaz de equipo la señal se transmite a 34368 kbit s^{-1} en código HDB3.

El uso de código 4B-3T reduce la velocidad a 25776 k-baudios en el interfaz de línea, lo que aumenta el alcance de la transmisión.

La telealimentación de los regeneradores auxiliares se hace por los conductores centrales del par de cables coaxiales a 60 mA CC. La distancia nominal entre regeneradores es de 4,1 km para cables de 1,2/4,4 mm y 9,3 km para los de 2,6/9,5 mm. Las desviaciones de este valor nominal se compensan con auto-igualadores. Cuando la unidad de telealimentación es simple, la máxima distancia entre regeneradores intermedios alimentadores es de 86 km (en cable de 1,2/4,4 mm); con telealimentación doble, las distancias aumentan a 168 y 419 km, respectivamente.

Codificadores y decodificadores en el armazón terminal de línea

La figura 2 es el diagrama bloque del armazón terminal de línea. En el puerto de entrada de tráfico del enlace se recibe una señal en código HDB3 a 34 Mbit s^{-1}, conforme a la Recomendación G.703 del CCITT. Esta señal seudoternaria se iguala, se regenera y se convierte a binario en el codificador de HDB3. Cualquier contenido periódico en la señal binaria se elimina luego en un aleatorizador de 7 etapas con auto-sincronismo, el cual genera una señal con distribución seudoaleatoria. En el paso siguiente, un codificador MS43 transforma de nuevo la señal binaria aleatorizada en señal de línea seudoternaria de 25776 k-baudios. Esta reducida velocidad posibilita el alcance de transmisión necesario entre repetidores. La señal MS43 se pasa a línea mediante un amplificador con nivel de salida de 3 V.

En la recepción, se iguala y regenera la señal MS43 de línea. La señal HDB3 se recupera mediante una secuencia inversa a la expuesta para la vía de transmisión.

Diseño del repetidor

El CAG para las pérdidas en línea actúa en el margen comprendido entre 56 y 84 dB a 25776 kHz. La extracción de temporización se efectúa mediante un bucle de enganche de fase que contiene un oscilador de cristal controlado por tensión. El circuito de extracción de temporización tiene un Q aproximado de 1000.

Sistema de supervisión

Para localizar fallos en el cable y equipo hay dos procedimientos. Las irregularidades galvánicas de las secciones de cable se detectan por medidas en CC. En caso de errores o pérdidas de señal, se establece un bucle en los repetidores transmitiendo una señal de código definida. A continuación, se envía un código especial de prueba, que se refleja en los regeneradores auxiliares y se analiza por la sección receptora de la unidad de localización de fallos.

Sistema digital de línea coaxial de 140 Mbit s^{-1}

Los sistemas de 140 Mbit s^{-1} serán durante muchos años el elemento principal de las redes de enlaces digitales. Un requisito esencial es su compatibilidad con los cables coaxiales existentes de 4,4 y 9,5 mm, cuyos respectivos vanos de repetición son de 2 y 4,5 km. Otros condicionantes del diseño son el emplazamiento de las estaciones que telealimentan en CC los repetidores regenerativos enterrados, y la necesidad de colocar juntos repetidores analógicos y digitales sin que se interfieran.

Standard Telephones and Cables ha desarrollado un sistema de ese tipo[6], que utiliza un código de línea aleatorizado 6B-4T para reducir la velocidad de símbolos en línea a 92,8 Mbaudios. Los regeneradores están diseñados para una pérdida máxima por sección de 80 dB a 46,4 MHz, lo cual permite que los vanos de repetición rebasen con holgura la separación nominal, y concede buenos márgenes para aprovechar cables envejecidos y con altas pérdidas.

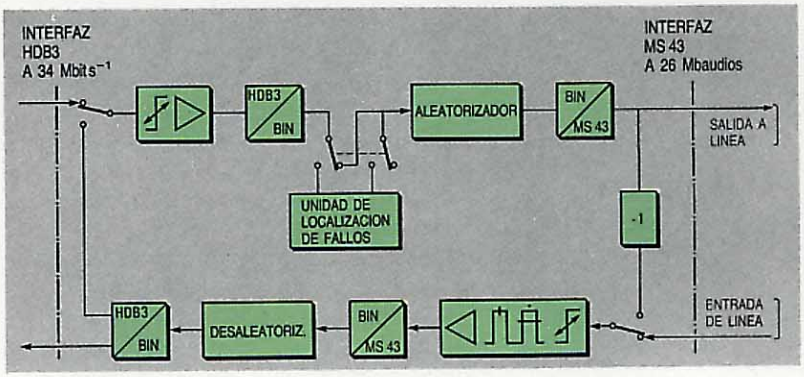


Figura 2
Diagrama de bloques del terminal de línea.

Codificadores y decodificadores de línea

La figura 3 es un diagrama bloque del circuito de transmisión del equipo. Acepta un tráfico de datos de entrada CMI (inversión de marcas codificadas) de 139,264 Mbit s^{-1}. Los puertos de entrada duplicados aseguran una protección sencilla del servicio. Las entradas, ecualizadas para una longitud de cableado de estación entre 0 y 120 metros, se seleccionan mediante un conmutador de alta velocidad en el equipo controlado a distancia.

El decodificador CMI restituye la señal binaria a 140 MHz que se presentará al aleatorizador. La sincronización se toma de

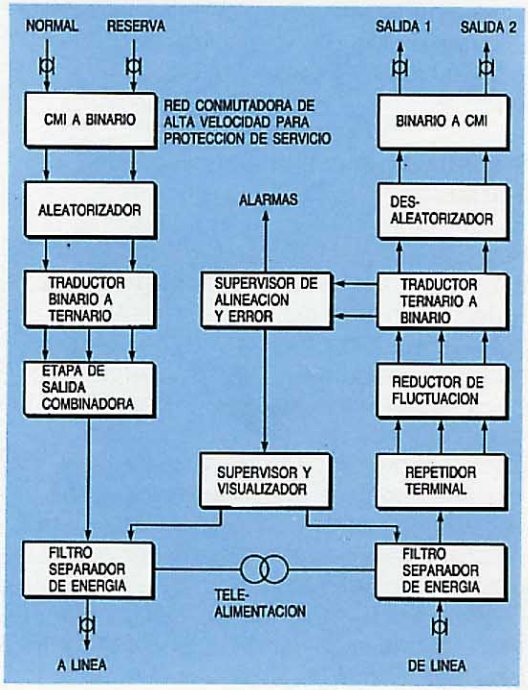


Figura 3
Circuito de transmisión del equipo terminal de línea.

la señal CMI mediante un bucle de enganche de fase, el cual evita que se generen errores en línea por discontinuidades de temporización al conmutar entradas o inyectar señales de alarma.

Una pareja aleatorizador/desaleatorizador autosincronizada en 9 etapas, mejora las propiedades del código de línea 6B-4T y asegura la independencia de la secuencia binaria. Este código no permite el completo control de disparidad instantánea (de la suma digital). Sin embargo, el aleatorizador da un valor eficaz de suma digital adecuado para los márgenes fijados al sistema. El control de disparidad actúa sobre una variación de suma digital de ± 8. Son escasas las incursiones más allá de estos límites, y el diseño del repetidor tolera las caídas de impulsos que este efecto pueda introducir. La traducción de código binario a ternario se realiza bajo control de disparidad por medio de una matriz de puertas especializada. El codificador asegura también que cada vez que entra una palabra binaria escogida (*000100*), se selecciona *0000* ó *−000* para conseguir la paridad del número de impulsos positivos y negativos enviados a la línea desde la vez anterior. Esta facilidad se utiliza para detectar errores de paridad de marcas ternarias en los repetidores. La señal ternaria se amplifica luego para obtener impulsos en coseno alzado con 6 V de pico, que se envían a línea a través del filtro separador de energía.

En el receptor, la señal regenerada pasa primero por un reductor de fluctuación de fase, con un bucle de enganche de fase y una memoria intermedia asociada equivalente a nueve intervalos unitarios de 140 Mbit s^{-1}. El circuito tiene un ancho de banda de 50 Hz con ganancia máxima de 0,5 dB en el reductor, y puede tratar la fluctuación de una ruta de más de 300 regeneradores.

La señal se alinea con el codificador de recepción por un procedimiento de 2 etapas, que detecta las desalineaciones por exceso de violaciones de la suma digital y localiza la alineación correcta mediante constante supervisión de las cuatro alineaciones posibles para detectar palabras prohibidas. Este método asegura una gran inmunidad a los errores constantes y en ráfagas, a la vez que consigue tiempos de realineación mejores que 40 μs para el 99,9% de los deslizamientos, aun en presencia de una tasa máxima de errores aleatorios en línea de 10^{-4}. La señal alineada vuelve a traducirse a código binario, se desaleatoriza y codifica en CMI para los interfaces de salida de tráfico. El decodificador detecta errores por violaciones de suma digital, los cuales se computan para visualizar la tasa de error binario equivalente (TEBE), y para generar los distintos estados de alarma y de indicación de alarma.

Telealimentación

Existen dos sistemas de telealimentación de línea: uno de corriente estabilizada de 50 mA y tensión de salida a línea de 250 V-0-250 V para vanos hasta de 30 km en cable de 4,4 mm, y otro de corriente estabilizada de 100 mA con tensión de 500 V-0-500 V, que permite ampliar el vano hasta 100 km en cable de 4,4 mm, ó hasta 250 km en el de 9,5 mm.

Diseño del repetidor

El CAG del repetidor normal compensa pérdidas entre 65 y 80 dB a 46,4 MHz. Pueden admitirse secciones con pérdidas menores, hasta sólo 23 dB, utilizando líneas artificiales. La temporización se extrae mediante un circuito resonante LC, con factor Q alrededor de 50. La contribución a la fluctuación de un repetidor típico es de 4° eficaces. Los márgenes de ruido de los repetidores superan los 6 dB para una tasa de errores en servicio de 10^{-9}.

El repetidor incluye un detector de violaciones de paridad de marcas ternarias para supervisar en funcionamiento los errores de línea; se le utiliza para localizar fallos en conjunción con el sistema supervisor. Los circuitos lógicos contabilizan estos errores y almacenan la información de telemedida destinada a las unidades de supervisión en los terminales.

Sistema supervisor

El sistema supervisor vigila constantemente todos los equipos de la ruta. Se transfieren

datos por una vía bidireccional de telemedida a baja velocidad sobre cada par coaxial que curse tráfico, a frecuencias menores que la de corte del enlace principal.

Las unidades terminales controladas por microprocesador en ambos extremos de una ruta actúan mediante una secuencia de interrogaciones y respuestas. El terminal que controla transmite una señal de interrogación hacia el primer repetidor en la vía de recepción; la unidad supervisora de éste contesta informando sobre su calidad operativa en un bloque codificado de telemedida. Dicho repetidor interroga luego al siguiente, y espera que respondan los repetidores sucesivos. Estas respuestas, regeneradas en el repetidor, se envían al terminal. La misma operación se va verificando en cada repetidor, incluyendo el terminal remoto, y las respuestas se almacenan en la unidad terminal de control hasta que se recibe la serie completa; entonces se analizan y se visualiza el estado de la ruta. La respuesta que transmite el terminal remoto contiene información de los datos recibidos por la otra dirección de transmisión, de modo que los dos extremos de la ruta pueden presentar información completa de ambas direcciones.

Este sistema de supervisión es totalmente automático. Los repetidores memorizan todos los eventos de corta duración producidos entre los momentos en que son interrogados, asegurando la localización de fallos intermitentes tan pronto como aparezcan.

Sistema digital de línea coaxial de 565 Mbit s^{-1}

Algunas Administraciones europeas introducirán la transmisión a 565 Mbit s^{-1} por cable coaxial en los próximos dos o tres años. Standard Telecommunication Laboratories, junto con Standard Elektrik Lorenz y FACE-Standard, ha desarrollado un sistema avanzado de este tipo.

Características del sistema

Las señales se transmiten por cable coaxial de 2,6/9,5 mm con secciones de repetición de 1,55 km de longitud nominal. El CAG con igualación automática compensa variaciones de atenuación del cable entre 57 y 69 dB a 282,5 MHz. Las distancias menores se complementan con redes de línea artificial.

La corriente de telealimentación de los repetidores se lleva por el conductor central del cable. La unidad de telealimentación en el terminal puede soportar hasta un máximo de 42 repetidores. El repetidor contiene un regenerador en cada dirección de tráfico, más los filtros separadores de energía y circuitos de localización de fallos.

Para localizar los fallos se utiliza un sistema de supervisión durante el servicio que retransmite hacia el terminal los eventos de fallo de tasa de error binario, pérdida de señales, o desalineación de trama. Esta información está modulada en una onda portadora de frecuencia lo suficientemente baja para evitar las interferencias con las señales de línea a 565 Mbit s^{-1}. En este contexto, el código de línea AMI, aunque no sea muy eficaz respecto al ancho de banda, posee muy poca energía espectral en frecuencias bajas y simplifica la detección de errores.

Diseño del repetidor

Se ha concedido la mayor importancia a la elección de una tecnología de circuitos que dé un equilibrio óptimo en cuanto a coste, reproducibilidad, prestaciones, fiabilidad y consumo de potencia. En consecuencia, siempre se han escogido técnicas de circuitos híbridos de capa gruesa que den cierta flexibilidad al proceso de desarrollo.

Además de adoptar una concepción modular para el amplificador igualador lineal, se incluyen redes pasivas de igualación para conformar un espectro de señal de coseno alzado en 75% a la entrada del circuito de decisión. Un igualador variable controlado por el detector CAG corrige el nivel de la señal y los errores de igualación para cierto margen de longitudes de cable.

La temporización se recupera mediante un doblador de frecuencia que actúa sobre la señal ternaria igualada, filtrando por un bucle de enganche de fase de Q-nominal 800.

La señal ternaria se regenera por medio de dos circuitos de retemporización y decisión que actúan en paralelo, uno de

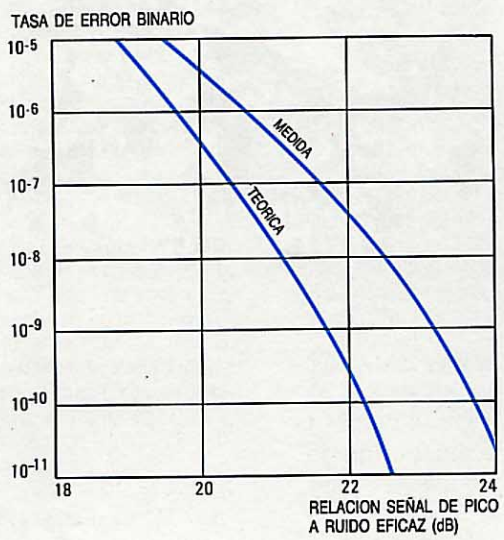
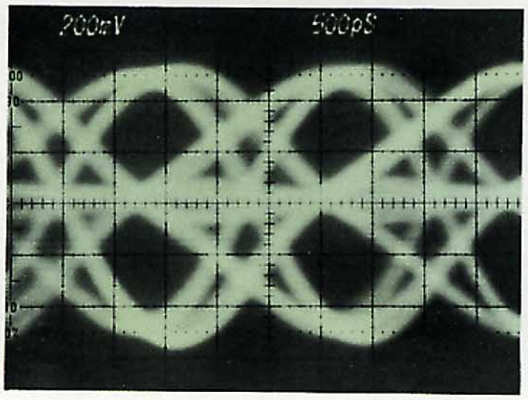


Figura 4
Tasa de error binario para el repetidor de laboratorio de 565 Mbit s^{-1} con un cable de 69 dB.

Diagrama de ojo para una longitud máxima de cable.



ellos sobre máscaras positivas y el otro sobre negativas. Las salidas de estos circuitos permiten reconstruir la onda binaria original a través de un biestable R-S. Los dos trenes de impulsos resincronizados se examinan tamién bitio a bitio en el detector de violaciones en AMI para supervisar la tasa de error binario en la sección.

Medidas de calidad de funcionamiento

Se comprueba la tasa de error binario (TEB) para diferentes relaciones señal/ruido inyectando ruido de banda ancha a través de una alta impedancia en la entrada del amplificador. El resultado para una sección de máxima longitud se representa en la figura 4, observando un empeoramiento de sólo 1,5 dB frente al valor teórico para TEB de 10^{-10}. En ausencia de ruido de entrada la TEB es bastante inferior a 3×10^{-14}. En la fotografía se muestra el diagrama de ojo a la salida del amplificador, apreciándose una ligera oblicuidad, pero con degradación resultante muy pequeña. Se observa un margen de 5,6 dB para una TEB de 10^{-10}. Este margen puede realmente incrementarse, por lo menos en 2,5 dB, reduciendo en el circuito de entrada del repetidor el actual factor de ruido de 5 dB, y corrigiendo la respuesta del amplificador en alta frecuencia.

Referencias

1 R. J. Catchpole, G. J. Crank y P. Cochrane: The Use of CCITT Standardised Coaxial Pairs for Digital Transmission: *Assessment of Media for Digital Transmission*, Londres, 6 de octubre 1978, Institution of Electrical Engineers Colloquium Digest nº 1978/43, págs. 3.1–3.6.

2 R. J. Catchpole, P. Norman y D. B. Waters: Transmisión digital a 565 Mbit/s sobre cable coaxial: *Comunicaciones Eléctricas*, 1979, volumen 54, nº 1, págs. 15–23.

3 A. Jessop, P. Norman y D. B. Waters: Un sistema coaxial de 120 Mbitios/seg. para demostración en laboratorio: *Comunicaciones Eléctricas*, 1973, volumen 48, nº 1/2, págs. 86–100.

4 R. J. Catchpole: Efficient Ternary Transmission Codes: *Electronics Letters*, 2 de octubre 1975, volumen 11, nº 20, págs. 482–484.

5 R. J. Catchpole: Digital Line Codes and their Effect on Repeater Spacing: *Proceedings of the Conference on Telecommunication Transmission*, Londres, 9–11 de septiembre 1975, Institution of Electrical Engineers Conference Publication nº 131, 1975, págs. 91–94.

6 H. S. V. Reeves, A. D. Hemsworth y D. Sheppard: Design and Field Trial of a 140 Mbit/s Coaxial Line System: *Proceedings of the Second International Conference on Telecommunication Transmission into the Digital Era*, Londres, 17–20 de marzo, 1981, Institution of Electrical Engineers Conference Publicación nº 193, 1981, págs. 154–158.

Walter Kolb nació en Stuttgart, Alemania, en 1930. Estudió telecomunicación en la Staatliche Ingenieurschule, Esslingen, graduándose en 1955. En ese mismo año ingresó en SEL para trabajar en desarrollo de sistemas de transmisión. Desde 1967 ha sido responsable de un laboratorio para desarrollo de equipos de transmisión por línea analógicos y digitales.

Albert Norz nació en 1931. Después de obtener el grado de Ing. Dipl. en 1959 se incorporó a SEL en Stuttgart para trabajar en desarrollos avanzados. En 1956 se le encomendó un departamento de desarrollo de equipos de transmisión de datos. Desde 1972 se ha responsabilizado de las actividades de SEL en el campo de transmisión digital por líneas metálicas. Actualmente dirige un grupo que está desarrollando sistemas de transmisión por cables eléctricos y de fibra óptica.

Alan Hemsworth se graduó B. Eng. en electrónica en 1968, por la Universidad de Sheffield. Se incorporó a STC para trabajar en sistemas de microondas, y en 1972 pasó al desarrollo de sistemas digitales, trabajando en sistemas de supervisión y de multiplexación digital de orden superior. Ha sido responsable del desarrollo de un sistema coaxial de 140 Mbit s^{-1}, actualmente en fabricación, y de un sistema óptico multimodo de 0,85 μm en 140 Mbit s^{-1}.

Peter Norman nació en Wellingborough, Northamptonshire, en 1923. En 1948 se graduó BSc en física por la Universidad de Birmingham. De 1943 a 1945 trabajó en Signals Research and Development Establishment en equipos de radiolocalización, y en 1946 y 1947 realizó un trabajo similar en la Compañía Plessey. Más tarde se incorporó a la división de transmisión de STC, donde trabajó en el desarrollo de sistemas de transmisión por línea, incluyendo coaxiales en línea aérea MIC y sistemas de portadora de abonados.

A. Jessop nació en Lincolnshire, Inglaterra, en 1930. En 1951 entró en STL, donde se especializó en sistemas regenerativos de transmisión digital. Sus trabajos avanzaron desde las primeras aplicaciones de circuitos transistorizados, incluyendo un repetidor telegráfico y pruebas de campo de MIC en Madrid, en 1961, hasta los actuales estudios técnicos aplicables a futuros sistemas, habiendo cubierto los cables de pares simétricos, coaxiales y de fibra óptica con velocidades desde 1,5 a 565 Mbit s^{-1}.

Geoff Windus nació en 1949, en Chelmsford. Después de graduarse en ciencias mecánicas en 1970 en el Emmanuel College, Cambridge, obtuvo un MSc por la Universidad de Birmingham en ingeniería de comunicaciones. En 1971 se incorporó a Marconi Research Laboratories para trabajar en enlaces digitales por satélite, continuando con la fibra óptica. En 1981 entró en STL, donde se ha dedicado a sistemas de transmisión de 565 Mbit s^{-1} por cables coaxiales y fibra óptica.

Multiplexores digitales para velocidades entre 2 y 565 Mbit s^{-1}

Una gama de multiplexores normalizados, cumpliendo con los niveles jerárquicos y requisitos de interfaz establecidos por el CCITT, soportará la transmisión en una red digital de servicios integrados.

A. Barbetta
Industrie FACE Standard, Milán, Italia
M. Natens
Bell Telephone Manufacturing Company, Amberes, Bélgica

Introducción

Un requisito previo de la futura red digital de servicios integrados es contar con una gama compatible de unidades de transmisión normalizadas. Hasta ahora el CCITT (Comité Consultivo Internacional Telefónico y Telegráfico) ha definido los siguientes niveles digitales de transmisión jerarquizados[1]:

- 2,048 Mbit s^{-1}, para 30 canales de 64 kbit s^{-1}
- 8,448 Mbit s^{-1}, para 120 canales de 64 kbit s^{-1}
- 34,368 Mbit s^{-1}, para 480 canales de 64 kbit s^{-1}
- 139,264 Mbit s^{-1}, para 1920 canales de 64 kbit s^{-1}.

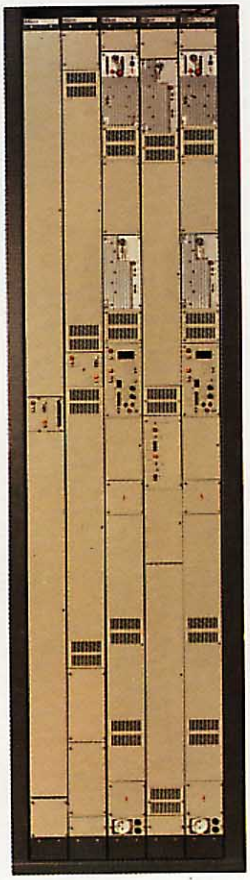
Recientemente se ha recomendado un nivel superior no jerarquizado de 564,992 Mbit s^{-1}, con 7680 canales. Los enlaces entre niveles jerárquicos contiguos se realizan por el correspondiente equipo digital "muldex" (multiplexor/demultiplexor).

Además de su función multiplexora, este equipo sincroniza las señales individuales de entrada (afluentes) que pueden ser plesiócronas (es decir, con velocidad ligeramente distinta de la nominal), a una velocidad común extraída del siguiente nivel. El proceso último, conocido como ajuste o relleno, es la característica técnica esencial de un muldex digital.

El ajuste permite disponer de una red de 2,048 Mbit s^{-1} perfectamente sincronizada, sin necesidad de sincronizar niveles superiores de transmisión.

Para lograr una total flexibilidad en la interconexión de la red, todos los puertos de entrada y salida, tanto en niveles afluentes como en el enlace, deben cumplir las normas de interfaz dadas en la Recomendación G.703 del CCITT.

Equipo digital de transmisión de BTM, que incluye bastidores muldex de 2, 8, 34 y 140 Mbit s^{-1}, así como un bastidor terminal de línea coaxial de 140 Mbit s^{-1}.



Muldex de 8, 34 y 140 Mbit s^{-1} de BTM

Principio del ajuste

El problema sustancialmente consiste en preparar una estructura fija de trama para transportar un promedio no entero de n bitios afluentes, conteniendo cada trama un número entero de bitios. Como quiera que las tolerancias de la parte fraccionaria son pequeñas, dados los estrechos márgenes de la velocidad, es relativamente fácil concebir una estructura de trama tal que n se mantenga entre dos números enteros, N y $N+1$. Debe, pues, ser posible la transmisión de N ó $N+1$ bitios afluentes en cada trama, para lo cual la técnica de ajuste determina si el lugar previsto para un bitio afluente debe llevar en efecto información o simplemente un carácter de relleno, que se desechará en el lado de recepción. En la trama se necesita un dígito adicional de control de ajuste por cada afluente para informar al receptor de la decisión tomada. En la práctica, por razones de seguridad se repite este dígito un número par de veces a lo largo de la trama (Fig. 1), de manera que una decisión, tomada por mayoría en base a la recepción de un número impar de bitios de control de ajuste, no pueda alterarse a causa de error de transmisión en un solo bitio o incluso de una breve ráfaga de errores. Una decisión equivocada en la eliminación de los bitios de ajuste conduciría inevitablemente a rehacer la trama antes de la demultiplexación.

Después de recomendar el CCITT tres dígitos de control de ajuste por afluente para sistemas muldex de 2 a 8 y de 8 a 34 Mbit s^{-1}, se comprobó que podrían producirse frecuentemente decisiones incorrectas con tasas de error mucho más bajas que las que producen pérdidas incidentales de alineación de trama. Por ello, posteriormente se recomendó utilizar 5 dígitos de control de ajuste en el muldex de 140 Mbit s^{-1}.

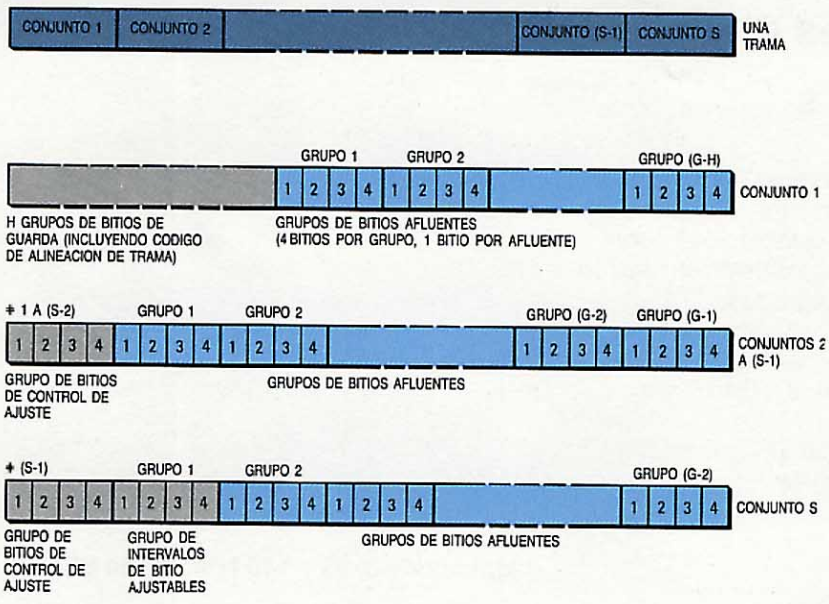


Figura 1
Estructura de trama de los muldex digitales jerarquizados del CCITT.

Para cada afluente se precisa toda la información anterior, a fin de que su multiplexación bitio a bitio sea sencilla, formando grupos de 4 bitios.

Finalmente el receptor debe realizar la alineación de trama; cada trama, pues, comienza con un código de alineación, al que se añaden unos pocos bitios de guarda para formar un número entero de grupos de 4 bitios.

Diseño del muldex

Del lado de transmisión (figura 2), cada señal afluente entrante se iguala y convierte del código HDB3 al binario; el reloj se extrae por medio de un circuito pasivo resonante. Los bitios de información entrantes se almacenan temporalmente en una memoria elástica y se les añaden los bitios de control de ajuste.

A continuación, los cuatro trenes de impulsos afluentes ya sincronizados se multiplexan bitio a bitio y se insertan el código de alineación de trama y los bitios de guarda. Por último, la señal binaria compuesta pasa al circuito de salida, donde se recodifica del binario al HDB3 en los muldex de 8 y 34 Mbit s^{-1}, y al CMI en el muldex de 140 Mbit s^{-1}.

Todas las operaciones anteriores precisan señales apropiadas de sincronismo que se derivan de un oscilador controlado a cristal, el cual asegura las tolerancias permitidas por el CCITT de ± 30, 20 y 15 partes por millón para 8, 34 y 140 Mbit s^{-1}, respectivamente.

Si es necesario, el oscilador interno puede sincronizarse, bien por un reloj externo, bien por la propia señal de entrada del extremo receptor. En ambos casos, si fallara la señal de sincronismo del reloj, el oscilador a cristal volvería automáticamente a funcionar de modo autónomo sin saltos de fase perjudiciales.

En el lado receptor, se emplea el código de alineación de trama para sincronizar la señal binaria compuesta con los circuitos de sincronismo del receptor. Esta señal se demultiplexa luego en sus cuatro señales constituyentes, todavía sincronizadas, y cada una de ellas se descarga de los bitios de ajuste en una memoria elástica. Los trenes de bitios de cada afluente se extraen de esta memoria a una velocidad fijada por un generador de tensión controlado a cristal, que es parte de un PLL (bucle de enganche de fase) de bajo ruido. Finalmente las señales binarias de afluente

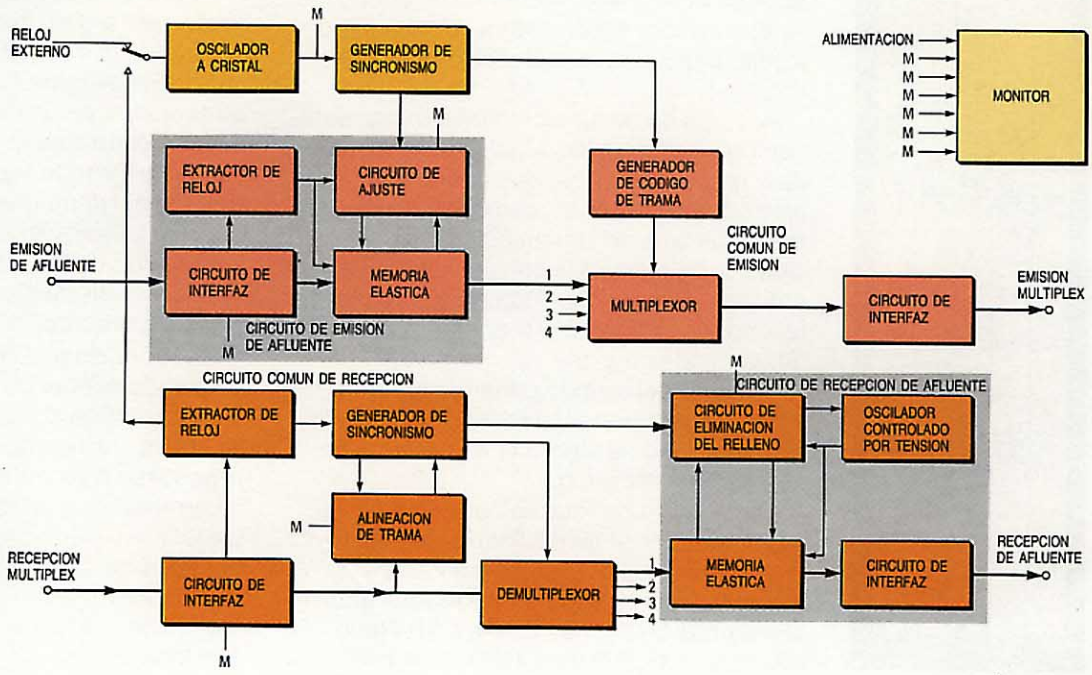


Figura 2
Esquema de bloques de un muldex digital.

recuperadas se reconvierten al código HDB3.

Mantenimiento
Todos los muldex de BTM (Bell Telephone Manufacturing) cumplen las pertinentes recomendaciones del CCITT G.742 y G.751. Así, pues, se controlan las situaciones de fallo siguientes:

1) pérdida de alimentación
2) pérdida de señal de entrada afluente en el lado de transmisión
3) pérdida de señal compuesta de entrada en el lado de recepción
4) tasa de error excesiva (muestreando durante los intervalos de bitio del código de alineación de trama)
5) operación errónea en los procesos de ajuste y eliminación del relleno en cada afluente
6) recepción de AIS (indicación de señal de alarma), es decir, de una señal multiplexada normalmente en el extremo receptor
7) indicación local de alarma en el extremo remoto (transmitida por uno de los bitios de guarda).

La incidencia de una o más condiciones de fallo exige emprender una acción correctora. Si se presenta una de las seis primeras situaciones, se precisa una atención urgente. Al detectarse el estado 3, 4 ó 6, el muldex del extremo distante recibe una indicación de alarma local. Los fallos 3, 4, 5 ó 7 se señalizan en todos los afluentes de salida en el lado de recepción, y los fallos 2 ó 5 en el lado de transmisión. Finalmente, los fallos 6 ó 7 producen una alarma externa.

Estas facilidades evitan al grupo de mantenimiento tener que alertarse innecesariamente por averías originadas antes de su propia unidad. Los criterios para reconocer una AIS (carácter formado totalmente por "unos") obedecen a los siguientes requisitos:

– se garantiza la detección incluso con una tasa de error de 10^{-3}
– se garantiza el rechazo, aun con alarma en todos los afluentes, siempre que se mantenga el código de alineación de trama.

Todas las indicaciones de alarma para el grupo de mantenimiento tienen una estructura sistemática. Una alarma acústica solicita el concurso del personal de la estación, que se dirige hacia el bastidor defectuoso guiado por indicadores de alarma de fila y de bastidor.

Técnica del ajuste

Los procesos de ajuste y de eliminación del ajuste se ejecutan por medio de una memoria elástica que trabaja en el modo FIFO (first in, first out). Naturalmente su contenido instantáneo (esto es, el número de bitios almacenados y en espera de ser leídos) debe estar siempre entre cero y la máxima capacidad de memoria. Sólo entonces será posible asegurar que todo bitio que llega sale una sola vez, y además en el orden correcto.

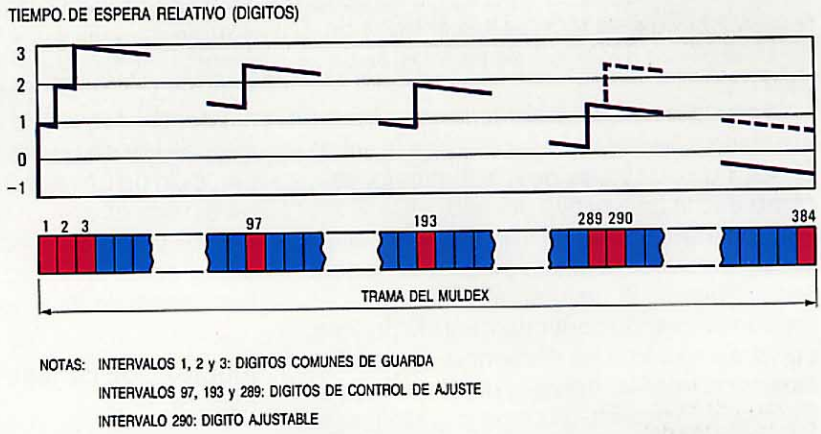


Figura 3
Diagrama del tiempo de espera para el muldex de 34 Mbit s^{-1}.

Muldex de 140 Mbit s^{-1}
La realización clásica de un registro FIFO precisa de un conjunto de memorias biestables que se llenan y vacían cíclicamente usando un contador de dirección para la escritura y lectura. El único requisito para un funcionamiento correcto es que los impulsos de escritura y lectura sobre cada célula del registro se alternen estrictamente.

Ello se logra por medio de comparadores que, tras un umbral crítico de tiempo de espera, deciden utilizar el espacio del bitio de ajuste para transmitir el bitio $N+1$ del afluente dentro de la trama correspondiente. El instante preciso para tal decisión es el inmediato anterior al primer bitio de control de ajuste. Por ello el umbral de decisión no suele alcanzarse en la trama siguiente. La figura 3 ilustra estos procesos en un muldex de 34 Mbit s^{-1} (representa un tiempo de espera típico para una entrada afluente de 8 Mbit s^{-1}).

Se eligió esta técnica, que condiciona ligeramente la velocidad del circuito lógico, para el muldex de 140 Mbit s^{-1}, permitiendo el empleo de lógica ECL de 10K.

Muldex de 8 y de 34 Mbit s^{-1}
Para los muldex de velocidades más bajas se utiliza una técnica diferente de ajuste, más económica y con menos tolerancia al retardo de propagación por exigir varias

operaciones lógicas en cada intervalo de bitios afluentes.

El registro FIFO está constituido por un registro serie de desplazamiento de entrada; en cada instante un multiplexor digital asociado, controlado por un contador regresivo, selecciona la salida en paralelo deseada. El funcionamiento correcto se consigue por dos secuencias de reloj equidistantes en fase[2], y aplicadas a la entrada o a la salida. La figura 4 describe la realización de esta técnica a la entrada de un afluente de 8 Mbit s^{-1} en un muldex de 34 Mbit s^{-1}.

Supongamos que el contador se halle en el estado *4*, es decir, seleccionada la salida SR*4* en el registro de desplazamiento, así como que la fase activa del reloj es la *Ø 1*, indicada por las flechas que apuntan hacia arriba. Entonces la lógica de control genera una secuencia PI de intervalos de protección , vigilando continuamente la posible penetración en dicha secuencia de transiciones de la señal del reloj de 8592 MHz. Cuando ello ocurre, tal como indican los circulitos en la figura, la fase del reloj cambia automáticamente a *Ø 2*, aplicándose un impulso al contador regresivo. De esta forma el siguiente dígito afluente se leerá en la salida SR*3* con la fase *Ø 2*.

Por consiguiente, si el reloj de 8592 MHz sigue sobrepasando la velocidad de llegada de afluentes, 8448 MHz, la situación será la indicada en la parte inferior de la figura 4.

La fase del reloj *Ø 2* penetra ahora dentro del intervalo PI; esta vez, la lógica de control conmutará a la fase *Ø 1* durante el siguiente intervalo de bitio afluente, sin cambiar el estado del contador. El resultado neto es que la fase relativa, o en otras palabras el tiempo de espera, se ajusta en pasos de medio bitio. La información se extrae luego de un biestable tipo D por medio de una secuencia de reloj a 8592 MHz que suministra el circuito común del multiplexor. Entonces aparecen todos los bitios de afluente sólo una vez y en el orden correcto.

Si se hubiera de insertar bitios de guarda, por ejemplo, el código de ajuste de trama, o un bitio de control de ajuste, no se podrían leer los bitios de información afluentes a la salida del biestable D. Para hacer posible la lectura del bitio afluente en la salida siguiente del registro de desplazamiento a la próxima vez, el contador se adelanta en un solo paso. Aunque tal operación coincida con la cuenta atrás a causa de la ecualización del reloj, la lógica de control ignora ambas solicitudes.

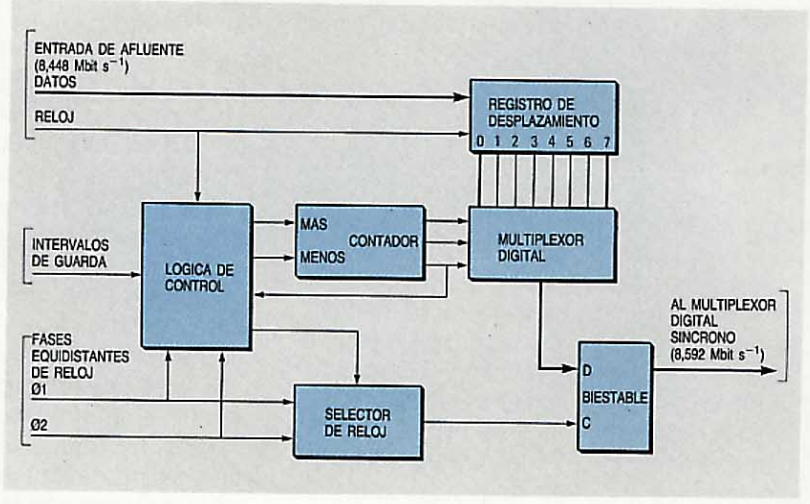
El ajuste sigue las mismas pautas, excepto en lo ocurrido en el bitio *290*, que depende del resultado de la decisión de ajuste tomada mucho antes en la trama, antes del primer bitio de control de ajuste cuyo lugar era el *97*. Esto es, la decisión de ajuste se había tomado durante el bitio *96*. El criterio es sencillamente hacer caer el tiempo de espera, al final de la primera subtrama, por debajo de un umbral crítico, indicando que la memoria elástica podría estar vacía.

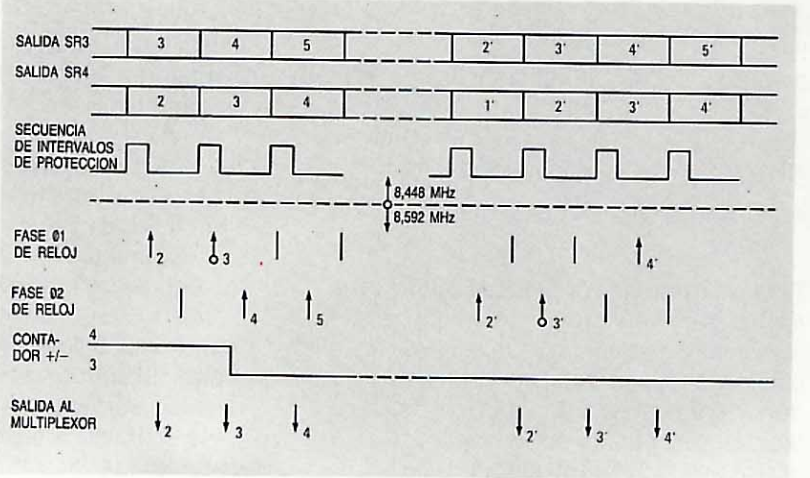
El objetivo es mantener el tiempo medio de espera en la mitad de la capacidad de la memoria FIFO. La figura 3 enseña que la fluctuación teórica pico a pico del tiempo de espera es igual al máximo intervalo por inserción del código de alineación de trama, aumentado en un dígito por el proceso de ajuste. De ese modo, la capacidad FIFO será mayor de cuatro bitios. Por tanto la elección de un registro de desplazamiento de 8 bitios ofrece un margen teórico de 4 bitios pico a pico, actuando cada muldex digital como un eficaz cancelador de la fluctuación de fase.

Fluctuación de fase en el tiempo de espera

La secuencia de tiempo de espera debida al ajuste puede causar una fluctuación de fase

Figura 4
Circuito de ajuste para el muldex de 34 Mbit s^{-1}.





inaceptable, si no se toman medidas adecuadas en el lado receptor (Fig. 3). Por ello el circuito de supresión del relleno contiene un PLL de banda estrecha formado alrededor de un oscilador a cristal controlado por tensión. Su objetivo principal es mantener la memoria FIFO receptora ocupada a la mitad de su capacidad total, pero también sirve para suprimir los principales componentes de la fluctuación de fase a la velocidad de repetición de trama y a múltiplos de la misma.

En la práctica la única fluctuación observable está creada por componentes de muy baja frecuencia del tiempo de espera, que deben aparecer necesariamente cuando la proporción instantánea de bitios de relleno se aproxime a un número racional[3]. De la serie de fracciones propias posible (teóricamente infinita), sólo son perjudiciales las de denominador relativamente pequeño, ya que la fluctuación de fase asociada tiene forma de diente de sierra, con amplitud entre picos igual al intervalo de un bitio dividido por el denominador considerado. Si bien pueden observarse fluctuaciones con valores pico a pico de un 15% aproximado del intervalo de un bitio, ello en la práctica no es nocivo, ya que conlleva una pendiente de fase muy baja, debido al pequeño ancho de banda de ruido del circuito PLL.

Equipo utilizado

Todos los equipos de BTM se instalan en bastidores verticales estrechos.

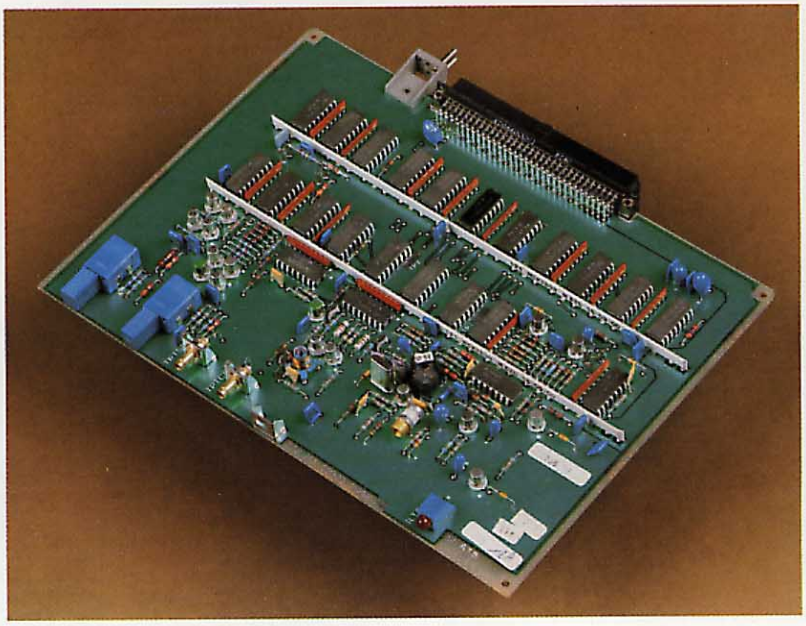
Sistema de 140 Mbit s^{-1}

El bastidor muldex de 140 Mbit s^{-1} equipa un solo sistema por motivos de disipación. La alta velocidad de funcionamiento obligó al uso de ECL (emitter coupled logic), que requiere mucho más potencia que la LS-TTL usada en el muldex de 8 Mbit s^{-1}, o incluso que la S-TTL empleada en el equipo de 34 Mbit s^{-1}, en pequeña escala.

Todas las placas de circuito impreso tienen una capa de tierra casi continua. La distribución de alimentación en baja impedancia se realiza por medio de barras conductoras. Ello reduce la densidad de interconexiones lo bastante para poder utilizar una sola capa.

Equipo muldex de línea de 565 Mbit s^{-1}, de FACE

Uno de los sistemas más recientemente normalizados por el CCITT es el equipo digital de línea 922, no jerarquizado, a 565 Mbit s^{-1}. Este equipo combina físicamente las funciones del terminal muldex y el de línea. La multiplexación se efectúa por entrelazado de bitios y ajuste positivo. Las cuatro señales afluentes plesiócronas a velocidad nominal de 139,264 Mbit s^{-1} se mezclan en una señal compuesta de línea a la velocidad nominal de 564,992 Mbit s^{-1}. Los cuatro interfaces de afluente se adaptan a la Recomendación G.703 del CCITT, y el interfaz de línea (no sujeto a recomendación alguna del CCITT) entrega una señal aleatorizada AMI (inversión alternada de marcas), adecuada para los pares coaxiales de 2,6/9,5 mm.



Unidad de recepción de canal afluente del muldex de 140 Mbit s^{-1}.

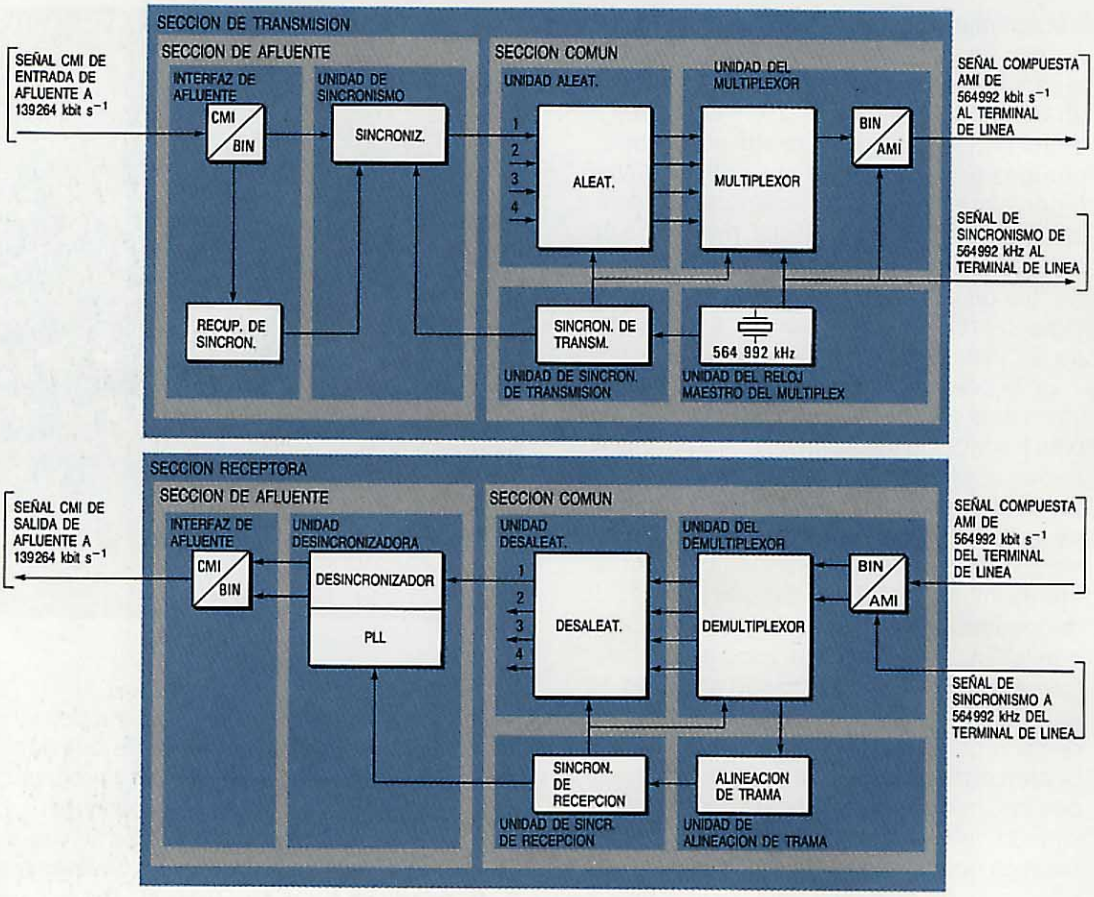
Unidad múltiplex de 140/565 Mbit s^{-1}

La unidad múltiplex (Fig. 5) es la parte del equipo muldex de línea que en el lado de transmisión multiplexa las señales afluentes en una señal compuesta, y en el lado de recepción demultiplexa la señal compuesta.

La tabla 1 reseña las principales características de este múltiplex. Las funciones básicas de cada bloque son semejantes a las realizadas, a velocidades más bajas, por múltiplex de nivel inferior en la jerarquía digital. La estructura de trama se define en la recomendación G.922 del CCITT; se emplea una longitud de trama de 2688 bitios para multiplexar cuatro señales de 139,264 Mbit s^{-1}. Las señales se aleatorizan para evitar periodicidad en la señal de salida AMI multiplexada en línea.

Cada señal entrante de 139,264 Mbit s^{-1} se regenera y convierte de CMI a código binario en la unidad de interfaz de afluente, que recupera también la señal de sincronismo. El ajuste se realiza en las siguientes unidades de sincronización. La señal afluente se almacena continuamente en una memoria intermedia bajo el control de la

Figura 5
Esquema de bloques de la unidad múltiplex de 140/565 Mbit s^{-1}.



señal de sincronismo derivada de la señal de entrada. Los bitios de información se extraen de la memoria bajo el control del reloj múltiplex.

La memoria elimina las diferencias de fase entre los relojes de lectura y escritura. Si la diferencia de fase excede un valor determinado, un circuito de control de fase inicia el ajuste, detiene el reloj de lectura durante un periodo, y añade un bitio de ajuste dentro de la trama múltiplex a la primera oportunidad. Las cuatro señales afluentes sincronizadas pasan luego al aleatorizador y demás circuitos del multiplexor.

Se utiliza un aleatorizador con reposición (es decir, que se pone a cero al inicio de cada trama), al objeto de asegurar que no hay errores de multiplicación. Este dispositivo trabaja a unos 141 MHz (es decir, la cuarta parte de la velocidad de la señal multiplexada). Cuatro secuencias, producidas en paralelo por un generador seudoaleatorio de 7 etapas, y retrasadas una respecto a otra en un periodo múltiplo del correspondiente a 141 MHz, se emplean para aleatorizar las señales afluentes, las cuales se multiplexan seguidamente. La secuencia así obtenida a la salida del multiplexor es de tipo seudoaleatorio, incluso cuando la señal de entrada es de todos *1* ó todos *0* (por ejemplo, con una alarma AIS en los cuatro canales afluentes).

La señal de alineación de trama *111110100000* no se aleatoriza, siendo generada al principio de cada trama por el propio circuito aleatorizador, una vez puesto a cero. La señal multiplexada se convierte luego de binaria a código AMI y pasa al terminal de línea junto con el reloj múltiplex de 564,992 MHz.

En la sección receptora del múltiplex, la señal entrante AMI se convierte a código binario bajo el control de la señal de sincronismo recuperada del regenerador terminal. La señal multiplexada binaria se divide luego en cuatro secuencias (subtramas) en la demultiplexación. El circuito de alineación detecta en paralelo los bitios de alineación relativos a cada subtrama, y reconoce rápidamente la presencia de la señal de alineación de trama. El reconocimiento de tal señal sirve para sincronizar la unidad de sincronismo del receptor, la cual distribuye todas las secuencias de sincronismo a la sección receptora del múltiplex. Las cuatro señales que salen del demultiplexor pasan al desaleatorizador y a las unidades del desincronizador, donde se examinan los bitios de control de ajuste y se escriben los bitios de información en una memoria intermedia. De ahí se extraen los datos por medio de un reloj apropiado, cuyo filtraje para conseguir la necesaria calidad en cuanto a fluctuación de fase se realiza por un circuito PLL constituido por un compa-

rador de fase y un oscilador controlado por tensión. Las señales de 139,264 Mbit s^{-1} se traducen luego de código binario a CMI en el circuito de salida de afluente.

Realización del múltiplex

La mayor parte de las operaciones del múltiplex se realizan a la velocidad de afluente, 140 Mbit s^{-1}; únicamente el multiplexado y demultiplexado se ejecutan a la frecuencia de reloj del múltiplex, 565 MHz.

En este margen de frecuencias el diseño físico del múltiplex está influenciado considerablemente por el consumo de energía de los circuitos lógicos. El empleo de componentes estándar lleva a una disipación de calor muy alta, y en consecuencia a un gran tamaño que mantenga la elevación de temperatura dentro de límites aceptables. Ello implica mayor longitud de conexiones de componentes, así como de cableado entre unidades, creando problemas de retardos de señal, reflexiones, y diafonía. Para superar estos problemas se usan circuitos LSI para la parte principal de las funciones del múltiplex. Puesto que la tecnología de alta velocidad ECL LSI comercialmente disponible asegura un funcionamiento adecuado hasta 150 a 200 MHz, con baja disipación, todos los circuitos digitales del múltiplex que funcionan a la velocidad de afluente, se realizan en esta tecnología. En especial, los circuitos integrados formando macrocélulas (extensión del concepto estándar de conjunto de puertas) emplean un nuevo proceso bipolar de gran densidad para hacer compatible un bajo retardo interno en la puerta (de 0,9 a 1,3 ns, valor típico) con una disipación mucho menor.

Tabla 1 — Características principales del múltiplex de 140/565 Mbit s^{-1}

Interfaz de 140 Mbit s^{-1}	
Velocidad	139,264 Mbit s^{-1}
Tolerancia de velocidad	$\pm 15 \times 10^{-6}$
Código de transmisión	CMI (Recom. G.703 del CCITT)
Pérdidas de retorno	15 dB ó mejor (de 7 a 210 MHz)
Multiplexación	
Número de señales de 139,264 Mbit s^{-1} a combinar	4
Aleatorizador	de puesta a cero
Ajuste o relleno	positivo
Estructura de trama múltiplex	Recomendación G.922 del CCITT
Señal de ajuste de trama	*111110100000*
Interfaz de 565 Mbit s^{-1}	
Velocidad	564,992 Mbit s^{-1}
Tolerancia de velocidad	$\pm 15 \times 10^{-6}$
Código de transmisión	AMI
Forma del impulso (carga resistiva de 75 Ω)	rectangular
Amplitud del impulso	2,4 V pico a pico
Factor de trabajo	1:1
Impedancia	75 Ω desequilibrados

Tabla 2 — Características básicas del conjunto de macrocélulas

106 células en total: 48 principales, 32 de interfaz, y 26 células de salida
Hasta 1192 puertas equivalentes dependiendo de la función lógica usada
Tamaño de pastilla: 211 × 249 milésimas de pulgada
Disipación: 4 W nominales, 4,4 mW por cada puerta equivalente
Retardo de la célula principal: 0,9 a 1,3 ns nominales
Temperatura máxima absoluta de la unión: 115°C
Tensión compensada, VEE = −5,2 V ± 10%

El conjunto de macrocélulas es un conjunto lógico no específico que el usuario puede programar para obtener una determinada función lógica. Dentro del conjunto de macrocélulas, cada una de ellas contiene una cierta cantidad de transistores y resistencias sin conexión. Dentro de un ordenador están almacenadas las instrucciones para crear las interconexiones que pueden transformar dichos elementos de la célula en funciones lógicas de pequeña/media escala, llamadas macros. Tales macros toman la forma de elementos lógicos estándar (por ejemplo, biestables duales D, "quad latches", sumadores duales, etc.). Para generar un diseño concreto el usuario selecciona los macros adecuados, y los dispone en la ubicación deseada creando mediante el ordenador las necesarias interconexiones en la célula. El mismo ordenador genera los apropiados nexos entre las células. La tabla 2 muestra las características básicas de agrupaciones de macrocélulas.

La temperatura máxima de unión con la pastilla en funcionamiento es de 115°C. Si el conjunto funciona a temperaturas de unión mayores de 90°C, el retardo de propagación interior se degrada ligeramente. Al objeto de mantener una temperatura razonable (y adecuado margen de ruido), todas las pastillas de macrocélulas utilizadas en el múltiplex se conectan a disipadores grandes, que presentan una resistencia térmica de 15°C W^{-1} entre la unión y el entorno, y por lo tanto permiten una disipación de 3,3 W por pastilla a temperatura ambiente de 45°C.

Toda la función lógica del aleatorizador se contiene en una pastilla especial con un conjunto de macros. Todos los múltiplex

que contengan un macro, poseen la misma estructura.

El múltiplex 140/565 se equipa en dos armazones, uno para la sección transmisora y otro para la receptora. Todas las unidades son enchufables en los armazones. Los dos armazones se equipan en un bastidor vertical estrecho, que incorpora también la unidad de alimentación. La disipación total de este bastidor de múltiplex es menor de 110 W, incluyendo la disipación de la propia fuente de alimentación.

Conclusiones

Los muldex digitales de ITT cumplen totalmente las oportunas recomendaciones del CCITT. Los equipos de BTM de 8, 34 y 140 Mbit s^{-1} establecen los enlaces de transmisión entre los niveles jerarquizados de 2, 8, 34 y 140 Mbit s^{-1}, recomendados hasta ahora por el CCITT. El muldex de FACE de 565 Mbit s^{-1}, integrante del sistema no jerarquizado de transmisión en línea a 565 Mbit s^{-1} recientemente recomendado por el CCITT, establece el enlace siguiente, de 140 Mbit s^{-1} hacia arriba.

Referencias

1 Comité Consultivo Internacional Telefónico y Telegráfico (CCITT): 7ª asamblea plenaria, Ginebra, 10–21 noviembre 1980, *Libro Amarillo* volumen III.3: Redes Digitales. Sistemas de Transmisión y Equipos de Multiplexación. Recomendaciones G.701–G.941.

2 M. Natens: Communicatiestelsel en Pulsstroomomzetinrichting Daarvoor (Sistema de comunicaciones y de conversión de trenes de impulsos): *Patente Belga* nº 836.517, 11 diciembre 1975, 85 págs.

3 H. Jungwirthova: Jitter in Secondary PCM Systems: *TESLA Electronics*, junio 1973, volumen 6, nº 2, págs. 41–47.

Adriano Barbetta nació en 1943 en Bérgamo, Italia. Estudió física y electrónica en la Universidad Técnica de Milán, donde se doctoró. Hasta 1973 trabajó para Laben en el desarrollo de codificadores de telemetría para el proyecto del satélite ESRO. Ingresó en FACE-Standard a finales de 1973, como jefe del grupo de muldex digitales. El Dr. Barbetta es actualmente responsable de todos los desarrollos digitales de transmisión de FACE en Milán.

M. Natens nació en Amberes, en 1935. En 1959 se graduó en la Universidad Católica de Lovaina, en ingeniería eléctrica. Tras su ingreso en BTM en 1961, participó en el desarrollo de sistemas telegráficos. Comenzó a trabajar en sistemas MIC en 1963, dentro de un proyecto militar para 24 canales, y a partir de 1968 colaboró en el desarrollo del primer equipo MIC de 30 canales, ley A. En 1979 fue nombrado ingeniero jefe del departamento de transmisión MIC de BTM. El Sr. Natens ha participado activamente en el trabajo de normalización sobre sistemas MIC del CCITT.

Sistema de modulación por impulsos codificados de 10 canales

La economía de la transmisión digital en zonas rurales suele favorecer el uso de sistemas de transmisión con menos de los 30 canales estándar. Para estas aplicaciones se ha desarrollado con éxito un sistema nuevo de 10 canales.

T. Henriksen
O. Kvingedal
B. Solberg
Standard Telefon og Kabelfabrik A/S, Oslo, Noruega

Introducción

Los sistemas de transmisión en modulación por impulsos codificados (MIC), que en un principio se introdujeron entre centrales en áreas urbanas para incrementar la capacidad de los cables, han sido cada vez más habituales en las dos últimas décadas. Con regeneradores separados igual que las anteriores bobinas de carga, el sistema normalizado europeo de 30 canales ofrece una ganancia del par razonable en los cables existentes, posponiendo la necesidad de nuevos cables.

Sin embargo, el sistema de 30 canales es menos conveniente en zonas de población dispersa, en las que suele haber menos de treinta circuitos, y las distancias implicadas hacen que el coste de ubicación de los regeneradores sea dominante en la inversión total del sistema.

Un sistema que trabaje a menor velocidad binaria que el sistema de 30 canales, permite incrementar la distancia entre regeneradores a expensas del número total de canales. Basado en este principio, se ha desarrollado un sistema de 10 canales en STK (Standard Telefon og Kabelfabrik) en cooperación con la ANT (Administración Noruega de Telecomunicación).

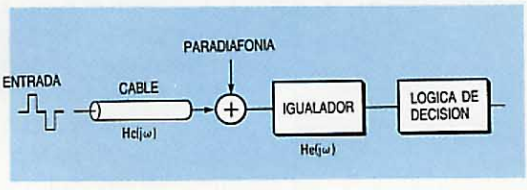


Figura 1
Esquemático del modelo utilizado para simular la transmisión MIC en cables pequeños de enlaces interurbanos.

Evaluación de los parámetros del sistema

En 1978, STK comenzó a desarrollar un sistema de línea MIC de baja capacidad para la ANT. Los requisitos básicos del sistema eran el empleo del código de línea HDB3 y la optimización para aplicaciones que necesiten 20 ó menos canales. Además tenía que trabajar satisfactoriamente, aun en cables muy pequeños (8 a 14 pares) de cuadretes en estrella para enlaces interurbanos.

Se consideraron varias velocidades, siendo 512 y 704 kbit s^{-1} las más atractivas. La primera se descartó en la etapa inicial a causa de su bajo factor de ganancia: para conseguir la adecuada distancia entre regeneradores en cables pequeños, había que utilizar cuadretes separados en cada sentido de transmisión, y se necesitarían cuatro cuadretes para el caso de tres sistemas de 512 kbit s^{-1}. En consecuencia, se eligió para evaluación más detallada la alternativa de 704 kbit s^{-1}, que utiliza una trama de 11 intervalos de tiempo para formar un sistema de 10 canales.

La distancia entre regeneradores se calculó con un ordenador que simula la transmisión MIC en cables pequeños de enlace. La simulación fue realizada por el Laboratorio de Investigación Electrónica de la Universidad de Trondheim, según el modelo que muestra la figura 1. En él se deduce la atenuación de paradiafonía para una tasa de error determinada, y se calcula el margen asociado en el punto de decisión para diversas separaciones entre regeneradores con los tipos de cables investigados, basándose en la selección sistemática del par (tabla 1). Se hace notar que sólo se consideraron cables con aislamiento plástico.

Los márgenes dados en la tabla 1, son valores globales para prever efectos como la variación de la pérdida del cable con la temperatura, o las desviaciones de la función de transferencia ideal del igualador. El margen mínimo total para un funcionamiento correcto del sistema, se estima que es de unos 12 dB, incluyendo posibles variaciones debidas a los limitados datos disponibles sobre diafonía.

Tabla 1 — Márgenes de paradiafonía a 352 kHz

Separación (km)	Secciones de bobina de carga	Margen de paradiafonía (dB)		
		Cable de 0,6 mm, 10 pares	Cable de 0,9 mm, 8 pares	Cable de 0,9 mm, 14 pares
2,8	2	19	–	–
3,5	2,5	11,5	–	–
4,2	3	2,5	17	23,5
5,6	4	–	6,5	13

De las simulaciones se pueden obtener las conclusiones siguientes:

- Se consigue fácilmente, con cable de 0,6 mm y 10 pares, una distancia entre regeneradores igual a dos secciones de bobina de carga, pudiendo alcanzarse 2,5 secciones.
- Con cable de 0,9 mm y 8 pares, se pueden lograr separaciones de tres secciones de bobina de carga, así como con cable de 0,9 mm, 14 pares; con este último es probable que se alcance una distancia de cuatro secciones.

Con los cables de 0,9 mm considerados, son habituales en Noruega secciones de 1,4 ó 2,1 km para sistemas de 2048 kbit s^{-1}. Cuando sólo se necesitan pocos canales, un sistema de 704 kbit s^{-1} reduce sustancialmente el número de regeneradores y por tanto la inversión total en el sistema.

Con base en los resultados anteriores, se desarrolló y probó con éxito en el campo un sistema de línea de 704 kbit s^{-1}, cuya separación entre regeneradores es de tres secciones de bobina de carga.

Para ofrecer un sistema completo de 10 canales, se están desarrollando también los múltiplex para enlace interurbano y para abonado.

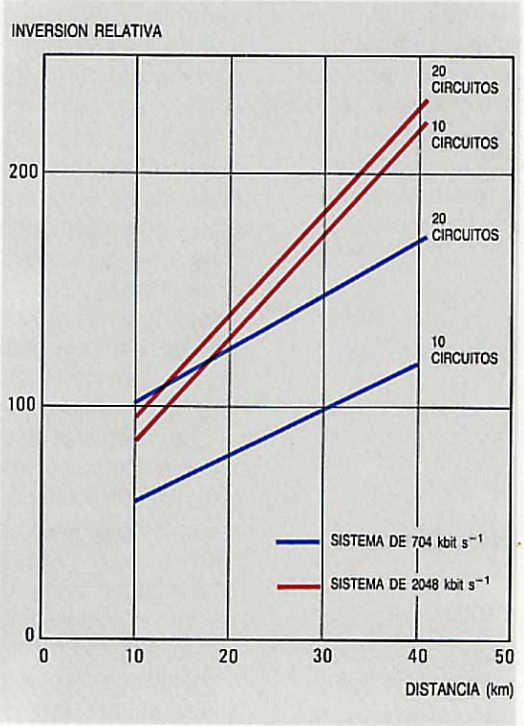


Figura 2
Curvas de la inversión relativa en función de la distancia para sistemas MIC de 10 y 20 canales.

Aplicaciones

Como ya se indicó, la aplicación de un sistema de transmisión de 10 canales se justifica por la reducida inversión en equipo de línea.

Normalmente las centrales locales en zonas rurales son bastante pequeñas. Como ejemplo, alrededor de un tercio de las centrales locales en la red noruega tenía 50 abonados o menos en 1974. Por consiguiente, el número de circuitos necesarios a menudo sería inferior a 30, y en muchos casos bastaría con 10 circuitos. Las distancias de transmisión involucradas exceden los 20 km, y no son raras las distancias de más de 50 km.

En estas condiciones, la aplicación de un sistema de 30 canales MIC en cables de pares requiere una alta inversión por circuito. Fundamentalmente ésta se debe al equipo de línea, puesto que una parte elevada de la inversión total corresponde al coste e instalación de las cajas de regeneradores, incluyendo trabajos con el cable. Para un vano de 30 km en Noruega, el equipo de línea supone cerca del 75% de la inversión total, utilizando un solo sistema de 30 canales MIC.

En cables pequeños (8 ó 14 pares, 0,9 mm) el sistema de línea de 704 kbit s^{-1} ampliará la separación entre regeneradores a tres, y posiblemente cuatro, secciones de bobina de carga, dependiendo de la calidad del cable. Los beneficios económicos de este incremento se pueden apreciar en la figura 2, la cual muestra la inversión relativa (instalación incluida) de los sistemas completos de transmisión para 10 y 20 circuitos realizados mediante sistemas de línea de 704 y 2048 kbit s^{-1}. Las curvas de esta figura se basan en datos de costes actuales en Noruega y suponen la utilización de cajas montadas en postes. Los costes del equipo comprenden los múltiplex con señalización E y M*, equipo terminal de línea, regeneradores, y cajas de regeneradores que contienen la unidad común de supervisión de línea. La separación entre regeneradores se supone igual a una sección de bobina de carga para el sistema

* Los circuitos de señalización E y M requieren hilos separados entre el equipo múltiplex y la central, y admiten varios procedimientos de señalización (p. ej., R2).

de 2048 kbit s^{-1}, y a tres secciones para el sistema de 704 kbit s^{-1}. No se incluye el coste de los pares del cable.

La figura 2 indica claramente cómo el sistema de 10 canales resulta económico al aumentar las distancias. Si quedan disponibles dos pares del cable, puede incluso ser muy ventajoso utilizar dos sistemas paralelos de 10 canales en lugar de un sistema de 30 canales parcialmente equipado. El uso de dos sistemas paralelos aporta beneficios nuevos en cuanto a disponibilidad de circuitos de enlace en el caso de fallo de un regenerador, puesto que el segundo sistema sirve de reserva.

Si un sistema de 30 canales se utiliza para un número de circuitos menor, se elevará considerablemente el coste por canal, puesto que una gran parte del coste total no depende del número de canales. Por este motivo, los planificadores de redes eligen con frecuencia otras soluciones para las zonas rurales.

El problema se ilustra mediante la curva roja de la figura 3 (para una distancia de 30 km), que indica la inversión relativa por circuito para un sistema de 30 canales. La alternativa de 10 canales se refleja en la curva azul, de la misma figura. El coste por circuito se reduce sustancialmente, en particular cuando se necesitan pocos circuitos. Al aumentar la distancia de transmisión las curvas se separan aún más.

Las anteriores consideraciones se refieren a transmisión punto a punto por cable en la red rural de enlaces. Sin embargo, como también se prevé la utilización del sistema de 10 canales en la red de abonado, se está desarrollando para ello un múltiplex de 10 canales distinto. En su principal aplicación este sistema cubrirá la transmisión entre una central local y un pequeño grupo de abonados, una central local y una PABX (centralita privada automática), y una PABX con sus abonados.

La economía que aporta el uso del sistema de 10 canales variará de un caso a otro, pero en general debe de darse una de las siguientes condiciones para que el sistema sea una opción viable en la red de abonado:

- Escasez de pares de cable y elevado coste de instalación de cables nuevos.
- Necesidad de extender el bucle de abonado más allá de la máxima longitud planificada.
- Demanda de servicios especiales de abonados (líneas arrendadas de 4 hilos, transmisión de datos, etc.).

En cualquiera de estas situaciones el sistema de 10 canales puede ofrecer economías a la Administración explotadora.

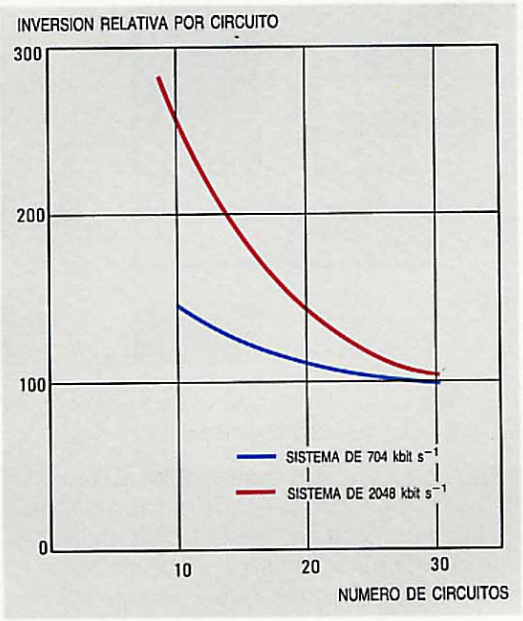


Figura 3
Inversión necesaria en función del número de circuitos para sistemas de 10 y 30 canales.

Descripción del sistema

El sistema está realizado en VSEP-N*, versión local de la práctica de equipo en armazones estrechos de ITT.

La figura 4 muestra un sistema MIC de 10 canales que consta de múltiplex y equipo de línea. En este esquemático no se incluyen el equipo de localización de averías ni el circuito de órdenes.

Equipo múltiplex

El formato de trama contiene 11 intervalos de tiempo, TS*0* a TS*10*, los cuales se suman para constituir la señal multiplexada de 704 kbit s^{-1}. Los TS*1* a TS*10* se asignan a los 10 canales, mientras que el TS*0* se

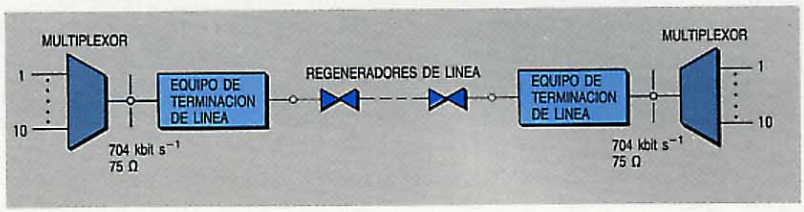


Figura 4
Esquemático del sistema MIC de 10 canales desarrollado por STK.

reparte entre caracteres de alineación y señalización de acuerdo con un formato especificado por la ANT. Las especificaciones para canales de conversación y señalización cumplen las recomendaciones del CCITT relativas a sistemas de 30 canales.

Múltiplex para aplicaciones de enlace interurbano

El armazón del múltiplex puede equipar 10 canales de conversación con señali-

* Marca registrada del Sistema ITT

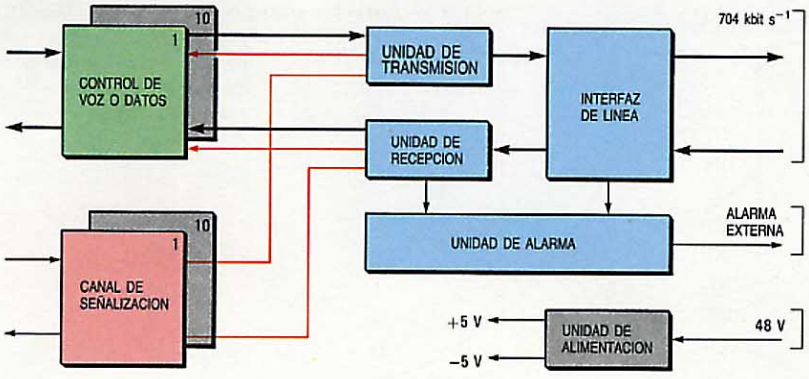


Figura 5
Esquemático del equipo múltiplex de 10 canales.

zación E y M, o bien nueve canales de conversación y un canal de datos de 64 kbit s^{-1}. También puede incluir unidades opcionales para acceso a los bitios de reserva en el formato TS*0* y para señalización por canal común. La figura 5 muestra el esquema de bloques de un equipo múltiplex.

Los canales de conversación se pueden conectar a 4 hilos o a 2 hilos. En cada unidad se montan tres canales. En la parte frontal se equipan atenuadores enchufables.

La señalización es del tipo E y M, con dos canales de señalización por canal de conversación. Cada unidad atiende tres canales de conversación. En las unidades de canal se realiza la conversión analógico-digital y digital-analógico mediante los respectivos codecs de canal. La señal digital que sale de cada codificador comprende ráfagas de 8 bitios a una velocidad de 2048 kbit s^{-1}. Los 10 canales se multiplexan en una señal serie de transmisión común, que se convierte en una señal continua de 704 kbit s^{-1} en la unidad de transmisión.

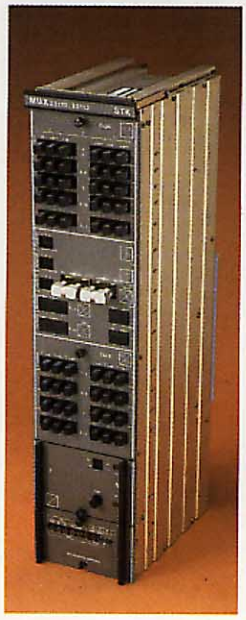
La unidad receptora realiza la alineación de trama y multitrama, convierte la señal continua de 704 kbit s^{-1} en ráfagas de 8 bitios a 2048 kbit s^{-1} para la vía común del receptor, y genera los impulsos de reloj de recepción necesarios.

Por ser de 2048 kbit s^{-1} la velocidad en el interfaz del codec, se pueden utilizar unidades de canal idénticas en los múltiplex de 10 canales y de 30 canales. La unidad de interfaz de línea efectúa la codificación y decodificación binario/HDB 3 y la extracción de la señal de reloj recibida.

Por medio de clavijas de derivación coaxial en U se puede acceder al interfaz de 704 kbit s^{-1}.

El reloj transmisor puede sincronizarse con el reloj receptor o con un reloj externo de referencia de 704 ó 2048 kHz. Esto permite sincronizar la red y también es necesario, por ejemplo, cuando se derivan canales de datos de 64 kbit s^{-1} de un sistema de 10 canales para llevarlos a un sistema de 30 canales.

Estante de múltiplex totalmente equipado para aplicaciones de enlace interurbano; está construido en práctica de equipo VSEP-N.



Las diversas condiciones de alarma se procesan en la unidad de alarma que las visualiza, genera alarmas externas y del extremo distante, e inicia la puesta fuera de servicio de los canales de conversación y señalización en caso de alarma.

La unidad de alimentación convierte la tensión primaria de 48 V en la tensión secundaria necesaria. El convertidor es del tipo de interrupción periódica (chopper), con aislamiento galvánico entre las tensiones primaria y secundaria.

Múltiplex para aplicaciones de abonado

El esquema de bloques del múltiplex de abonado es idéntico al del múltiplex para enlaces interurbanos, pero está distribuido de forma diferente. Cada unidad de canal contiene un solo canal completo con señalización.

Una unidad de canal tiene acceso a un intervalo de 64 kbit s^{-1} y a los cuatro bitios asociados de señalización. Se puede incrementar el máximo de ocho hilos de entrada por canal mediante el uso de conectores frontales. Este concepto da al múltiplex flexibilidad para adaptarse a diferentes servicios, admitiendo unidades adicionales de canal adecuadas al fin requerido.

La utilización de 2048 kbit s^{-1} como velocidad intermedia en el proceso de multiplexación compatibiliza completamente las unidades de canal en los múltiplex de 10 y 30 canales.

Se dispondrá de unidades opcionales para acceso a los bitios de reserva del TS*0*, señalización por canal común, terminación de línea y supervisión remota. Los tipos de unidad de canal telefónico en desarrollo son:

- de 2 hilos o 4 hilos con señalización E y M
- de 2 hilos con señalización en bucle para conectarse a una central local
- de 2 hilos con señalización en bucle para conectarse a un aparato de abonado
- de 2 hilos de enlace directo bidireccional
- de 2 hilos para conectarse a un aparato de batería local.

La unidad de dos hilos para conexión al aparato de abonado es de aplicación general, con posibilidades de señalización tales como detección por botón de tierra (PABX), impulsos de medida de 16 kHz, e inversión de polaridad. Otras características son la protección primaria contra sobretensiones por medio de descargadores de gas inerte, atenuadores enchufables para facilitar el ajuste del nivel, y acceso al sistema de supervisión de línea del abonado distante. También se dispondrá de una versión simplificada de esta unidad.

Las unidades de transmisión de datos incluirán una unidad contradireccional de 64 kbit s^{-1} que satisface la Recomendación G.703 del CCITT, una unidad codireccional que cumple dicha Recomendación G.703, y una unidad de adaptación para terminales de datos síncronos y asíncronos funcionando entre 75 y 19200 bit s^{-1}. Además, se está desarrollando una gama de unidades de canal de datos para diversos servicios de la red.

Equipo múltiplex futuro

Los múltiplex de 10 canales descritos aquí se destinan a aplicaciones punto a punto. No obstante, las futuras configuraciones de la red de telecomunicación requerirán la terminación de uno o más sistemas de 10 canales en un sistema de 30 canales CCITT. Esto se puede hacer por medio de un proceso de "extracción e inserción", o bien mediante una multiplexación digital. Esta última parece ser la solución más atractiva en aplicaciones de cable. La multiplexación se puede realizar insertando el contenido de los intervalos de canal de tres sistemas afluentes de 10 canales en los intervalos asignados del sistema de 30 canales. Los bitios de señalización se insertan como corresponde en el formato multitrama del TS*16*.

Dado que el múltiplex trata individualmente cada intervalo, todos los afluentes deben estar sincronizados al mismo reloj maestro que la señal compuesta de 2048 kbit s^{-1}.

Equipo de terminación de línea.

Tabla 2 — Características principales del sistema de línea de 704 kbit s^{-1}

Velocidad binaria	704 kbit/s^{-1}
Código de línea	HDB3
Q, extracción de reloj	50
Atenuación de línea	5 a 40 dB
Telealimentación de línea	48 mA, 10 a 155 V
Caída de tensión por regenerador	11 V

Equipo de línea

En la figura 4 se muestra esquemáticamente, como parte del diagrama general de bloques, un sistema de línea MIC de 704 kbit s^{-1} para cables de pares. Consta de un equipo de terminación de línea en cada estación terminal y de una serie de regeneradores de línea situados en cajas enterradas o montadas en poste.

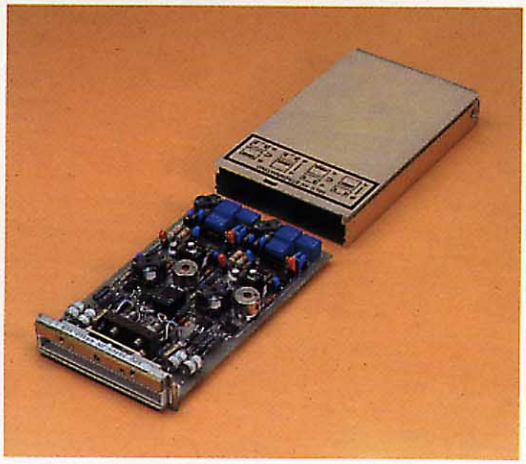
El interfaz de 704 kbit s^{-1} entre el múltiplex y el equipo de terminación de línea tiene características similares a las del interfaz de 2048 kbit s^{-1} en la Recomendación G.703 del CCITT. El código de línea es el HDB3. Unas clavijas de derivación coaxial en U facilitan el acceso al interfaz para pruebas y mantenimiento.

El equipo de terminación de línea comprende un estante y dos unidades enchufables: la unidad de telealimentación de línea y la unidad de regenerador terminal. El estante puede alojar el equipo de terminación de línea para dos sistemas (esto es, dos unidades de telealimentación y dos unidades de regenerador terminal). Para alimentar todos los regeneradores, la mayoría de los sistemas sólo necesitan una unidad de telealimentación de línea en un extremo.

Las funciones que realiza la unidad del regenerador terminal son:

- regeneración de la señal en ambas direcciones de transmisión
- detección, procesamiento y visualización de alarmas
- generación de la señal de indicación de alarma en la dirección afectada
- generación de energía para las funciones anteriores
- acceso al interfaz de 704 kbit s^{-1}.

Cada regenerador de línea compensa la pérdida y la distorsión de la sección de cable anterior. La separación entre regeneradores viene determinada por factores tales como pérdida del cable, atenuación de paradiafonía, y número de los sistemas que interfieren. En cables pequeños (entre 8 y



Regenerador de línea.

14 pares) con aislamiento de plástico, los valores nominales son de tres secciones de bobina de carga con cables de 0,9 mm, y dos secciones de bobina de carga si el cable es de 0,6 mm. Si en la estación terminal se introduce ruido impulsivo, deberá reducirse algo la longitud de la sección terminal.

Se consigue la modalidad adecuada de alimentación al regenerador mediante conectores enchufables, evitándose así el uso en la instalación de soldadores o herramientas para arrollado de hilos.

Cada regenerador de línea está equipado con un detector de violación HDB3 direccionable para supervisión de la tasa de error cursando tráfico. Se necesita un par cargado independiente para transmitir la información de dirección y los errores detectados. La tasa de error se puede controlar manualmente o desde un centro remoto de supervisión. Como variante, puede realizarse la localización de fallos por medio de un bucle si faltan pares en el cable. Los fallos del cable se localizan por el método normal de medida de la corriente inversa, actuando la unidad de telealimentación como fuente de tensión constante.

La amplia utilización de cables aéreos en la red rural puede exponer el equipo a rigurosas descargas eléctricas. El fallo del sistema causa un especial trastorno en las redes rurales, ya que no hay posibilidades de rutas alternativas. Además los circuitos implicados están concentrados frecuentemente en un solo sistema, y el mantenimiento es caro por los largos desplazamientos necesarios. En consecuencia, la protección contra sobretensiones dada al sistema es mucho mejor que la exigida en la Recomendación K.15 del CCITT.

Conclusiones

La transmisión digital en zonas rurales con frecuencia es más económica si se utiliza un sistema con menos de 30 canales. Para tales aplicaciones se ha concebido un sistema de 10 canales, desarrollado por STK en cooperación con la Administración Noruega de Telecomunicaciones. El sistema comprende equipo de línea para cables de pares, así como múltiplex para enlaces interurbanos o abonados.

Terje Henriksen nació en Tromsö, Noruega, en 1942 y se graduó en ingeniería eléctrica en 1967, en la Universidad Técnica de su país natal. Ingresó en STK en 1969, habiendo participado en varios proyectos de transmisión de línea. Actualmente es director del departamento encargado del desarrollo de productos de transmisión.

Odd Kvingedal nació en Masfjord, Noruega, en 1930. En 1956 se graduó en la Universidad Técnica de aquel país e ingresó en STK en 1957. Trabajó en el desarrollo de sistemas de comunicaciones militares hasta 1976, convirtiéndose durante ese periodo en director del departamento. Desde 1976 es responsable del desarrollo de equipo múltiplex MIC.

Bjorn Solberg nació en Oslo, en 1943. Se graduó en la Universidad Técnica de Noruega en 1967. En 1969 ingresó en STK como ingeniero de desarrollo para sistemas de comunicaciones militares. Desde 1975 es director técnico de la división de productos electrónicos de STK.

Sistema de radioenlace digital para redes regionales

Se ha diseñado un nuevo sistema de radioenlace digital para satisfacer los requisitos especiales de las redes regionales, ofreciendo dos canales de 2 Mbit s^{-1} u 8 Mbit s^{-1} en la banda de 15 GHz que cumplen todas las regulaciones internacionales pertinentes.

H. D. Brudy
K. D. Hopf
Standard Elektrik Lorenz AG, Pforzheim, República Federal de Alemania

Introducción

El nuevo radioenlace digital DRS 2×8(2×2)/15000 se ha diseñado para redes regionales. Transmite dos canales de 2 Mbit s^{-1}, o dos de 8 Mbit s^{-1}, en la banda de frecuencias de 15 GHz y cumple los requisitos de las futuras redes de comunicaciones[1, 2].

La capacidad de transmisión del equipo puede adaptarse a la demanda de tráfico cambiando, simplemente, las clavijas de codificación y los cristales de cuarzo. Dentro de un alojamiento a prueba de intemperie pueden integrarse la antena, las unidades de radio y el equipo auxiliar.

Sistema de radioenlace digital DRS 2×8(2×2)/15000, en alojamiento para intemperie que incorpora las unidades electrónicas y la antena parabólica.

Características del sistema

El diseño del sistema tiene en cuenta los requisitos operacionales de la red regional, las condiciones climáticas probables y el fading o desvanecimiento experimentado a 15 GHz. Además, el sistema cumple las normas y recomendaciones del CCITT, CCIR y CEPT[3, 4, 5], y se adapta a las dos primeras etapas de la ordenación estándar de tramas binarias del CCITT. El equipo proporciona dos canales de 2,048 Mbit s^{-1}, que de modo económico pueden transformarse a 8,448 Mbit s^{-1} cuando el tráfico aumente.

Los radiocanales están separados 14 MHz, de acuerdo con la Recomendación 497 e Informe 607 del CCIR, lo que da un total de 16 canales en los márgenes de frecuencia de 14,5 a 14,62 GHz y de 15,23 a 15,35 GHz. Se recomienda polarización ortogonal para los canales adyacentes separados 14 MHz y polarización idéntica cuando esta separación sea de 28 MHz, minimizando de este modo la interferencia de canal adyacente y asegurando un margen de desvanecimiento ilimitado.

Basados en las características del sistema dadas en la tabla 1, se pueden conseguir longitudes de trayecto de 25 km; la tasa de error binario en un trayecto de radioenlace no debe sobrepasar el valor de 10^{-3} durante más del 0,01% del año. En la red regional, la longitud media del trayecto es de 15 km; el sistema ofrece, pues, suficiente margen de desvanecimiento para la mayoría de los enlaces, incluso en condiciones desfavorables de propagación.

En frecuencias por encima de 12 GHz, los efectos de atenuación debidos a la lluvia son especialmente sensibles. Siendo cortos los trayectos, rara vez hay que considerar el desvanecimiento debido a

Tabla 1 — Características del sistema

Señales de banda base	2
Velocidad binaria	8,448 Mbits^{-1} (ó 2,048 Mbits^{-1})
Número de canales telefónicos	240 (ó 60)
Tipo de modulación	QPSK
Velocidad de símbolos	8,64 Mbaudios (ó 2,144 Mbaudios)
Margen de frecuencias	14,5 a 14,62 GHz 15,23 a 15,35 GHz
Pares de canales de RF	
polarización horizontal	8
polarización vertical	8
Nivel de transmisión	+ 20 dBm (100 mW)
Nivel de recepción	− 35 a − 82 dBm
Umbral del sistema (tasa de error ≦ 10^{-3})	− 82 dBm
Factor de ruido del receptor	9 dB máximo
Ganancia de antena, parábola de 60 cm	35 dB
Identificaciones de canal de RF	6
Canales de servicio:	
analógicos	1 (0,3 a 3,4 kHz)
digitales	3 (16 u 8 kbits^{-1})

trayectos múltiples. En caso de vanos desfavorables, este tipo de desvanecimiento puede reducirse mediante diversidad de espacio o de frecuencia.

La estimación de la atenuación creada por la lluvia parte de la distribución estadística de la intensidad de lluvia. Basándose en la densidad de la precipitación y en el margen de frecuencias, puede calcularse la atenuación rebasada durante cortos periodos, en función de la longitud del trayecto. Fijando los valores de la potencia del transmisor, sensibilidad del receptor y tamaño de la antena, puede obtenerse la máxima longitud del trayecto o el margen de desvanecimiento para diferentes regiones geográficas[6, 7, 8]. La figura 1 muestra, para los cinco regímenes de lluvia definidos por el CCIR, la atenuación que debe causar la lluvia y la longitud posible del trayecto, contando con una indisponibilidad del 0,01% del año.

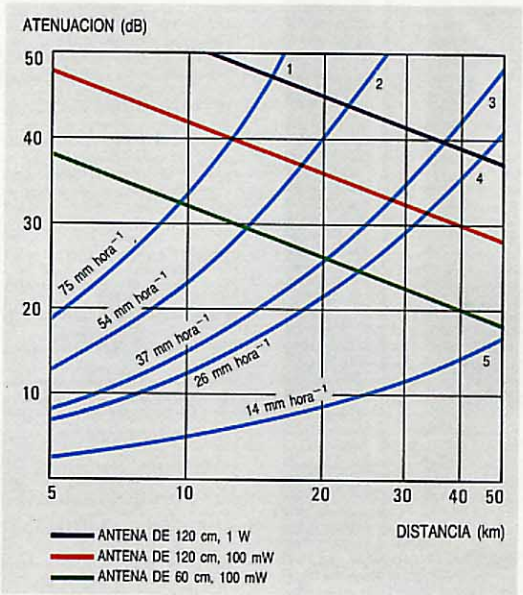


Figura 1
Atenuación de la lluvia a 15 GHz, sobrepasada sólo durante el 0,01% de un año medio, en las cinco zonas climáticas de lluvia que define el Informe 563 del CCIR.

En condiciones geográficas o de operación especiales, puede utilizarse una antena de 120 cm de diámetro con ganancia de 40 dB o una etapa de potencia con salida de 1 W.

Diseño mecánico

El sistema está contenido en la práctica de equipo V-SEP* de ITT con armazones normalizados reemplazables que miden 54 mm de ancho, 197 mm de profundidad y 598 mm de altura. Un conjunto de derivación de RF, constituido por filtros de derivación sintonizados y circuladores, permite conectar hasta cuatro transmisores y cuatro receptores a una antena común sin interrupción del servicio.

Se dispone de varias cajas de intemperie para instalaciones exteriores. La versión normalizada tiene una antena parabólica de 60 cm formando parte del alojamiento. Mediante guiaondas flexibles pueden conectarse otras cajas a la antena. Los cables de señal y de banda base se llevan a través de tubos metálicos flexibles para protegerlos de descargas atmosféricas. El equipo funciona dentro del margen de − 25 a + 55 °C y emplea componentes sellados herméticamente para resistir humedades elevadas.

Transmisor

La figura 2 es un diagrama de bloques del transmisor. La etapa de entrada convierte las señales de entrada HDB3 en códigos binarios e iguala automáticamente las pérdidas de las líneas del alimentador (de 0 a 6 dB). Las señales de reloj se recuperan a partir de la señal de entrada plesiócrona. Si no existe señal a la entrada del transmisor, el detector de señal conmuta una indicación de alarma al camino de transmisión y se genera una alarma de supervisión.

Los circuitos de relleno introducen huecos para bitios adicionales (trama de impulsos), sincronizan ambas señales y las adaptan al reloj del sistema de 8,64 MHz ó 2,144 MHz. Los bitios añadidos transmiten la palabra de trama, la identificación del canal de RF, la información de relleno y tres canales de servicio con velocidad de 16,615 u 8,375 kbits^{-1} cada uno. Salvo para la palabra de trama, los bitios adicionales se insertan en la señal, en las posiciones apropiadas de la trama de impulsos, mediante los dos multiplexores internos. Un aleatorizador, que se repone en cada trama, genera una secuencia seudoaleatoria

* Marca registrada del Sistema ITT.

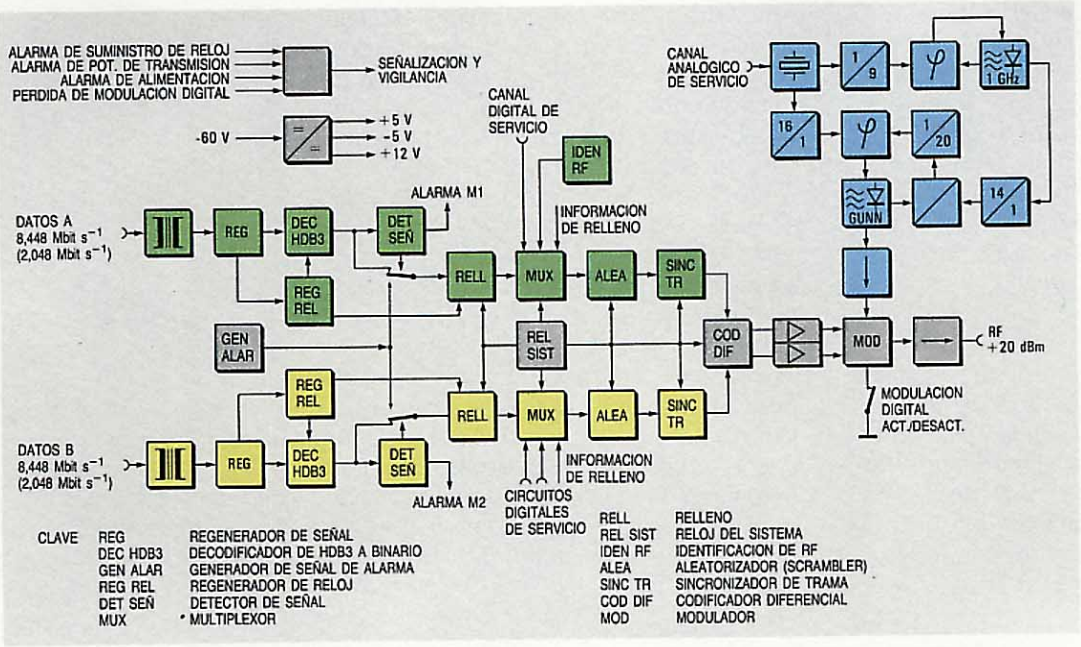


Figura 2
Esquema de bloques del transmisor del nuevo sistema de radioenlace de 15 GHz de SEL.

donde se mezclan los bitios de información. Esto permite extraer la señal de reloj en el lado de recepción, aun en el caso de extensas secuencias de ceros o unos en las señales que se transmiten. Además, se forma un espectro de transmisión uniforme. La palabra de trama se añade después del aleatorizador.

Las dos señales procesadas y el reloj del sistema se aplican al codificador diferencial que controla el modulador de cuatro fases. La codificación funciona de tal modo que los cuatro estados posibles de la señal a la entrada del codificador producen desviaciones de fase definidas de la señal de 15 GHz, sea cual fuere su fase absoluta.

La señal de 15 GHz del transmisor se obtiene de una unidad constituida por un oscilador de cristal, un oscilador de 1 GHz y un oscilador Gunn de 15 GHz. El oscilador de 1 GHz está sincronizado en fase por el múltiplo noveno de la frecuencia del oscilador de cristal (115 MHz). Un mezclador forma una frecuencia intermedia de 150 MHz, que es la diferencia entre el múltiplo 14° del oscilador de 1 GHz y el oscilador de 15 GHz. El oscilador Gunn está sincronizado por la frecuencia del cristal dividida por 16 y la frecuencia intermedia de 150 MHz dividida por 20, utilizando un segundo bucle de control de fase. Un circuito de prueba verifica la sincronización a intervalos regulares; si ésta falla, se desconecta el oscilador Gunn para evitar la emisión de una frecuencia incorrecta. En la banda de 300 Hz a 3,4 kHz, puede modular-

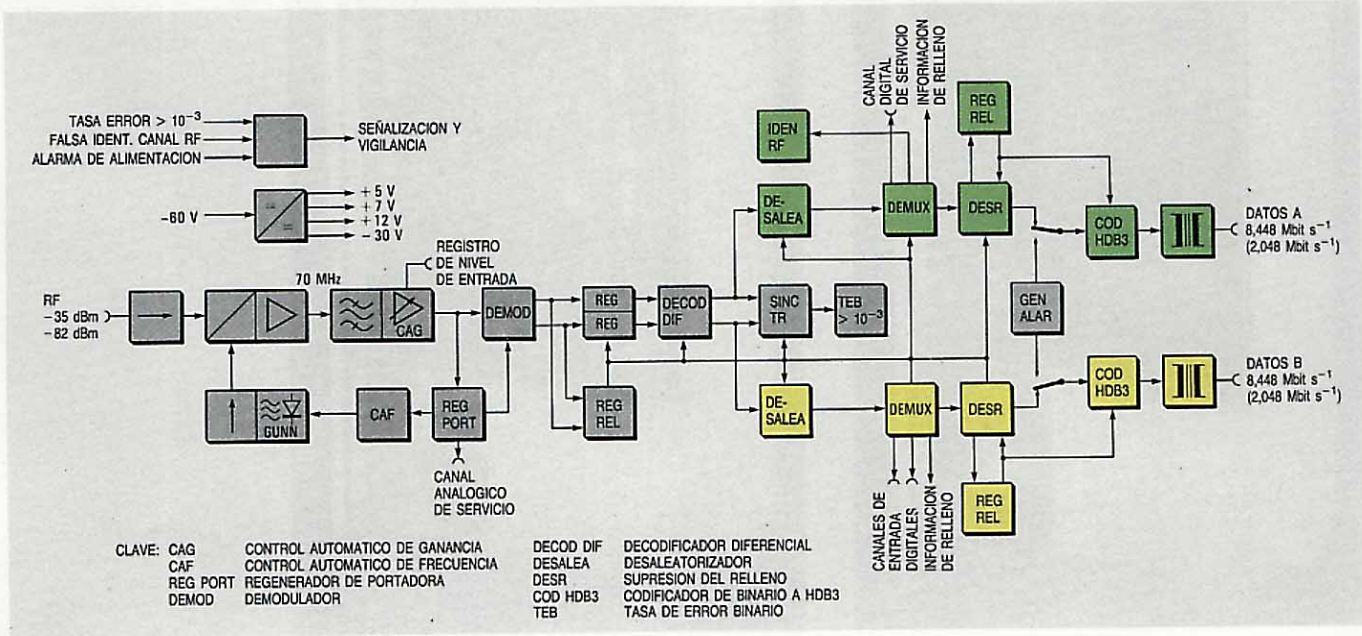


Figura 3
Esquema de bloques del receptor.

se un canal de servicio independiente sobre la portadora de RF mediante el oscilador de cristal, quedando disponible para conversación y para señales de control remoto. El oscilador Gunn entrega 200 mW al modulador digital de cuatro fases, que introduce desfasajes de 0, 90, 180 y 270°. La salida del modulador se lleva, a través de un circulador, a la salida del transmisor a un nivel de potencia de 100 mW.

Receptor

Ante todo, la señal de RF procedente de la unidad de derivación de canales se convierte en un mezclador a una FI de 70 MHz, y luego se amplifica en 20 dB mediante un preamplificador (Fig. 3). El oscilador local Gunn se sintoniza mecánicamente al canal de RF deseado en el panel de entrada del receptor; la estabilidad en la FI se mantiene mediante un bucle de control automático de frecuencia, utilizando una referencia de control procedente de un circuito de derivación de portadora situado en el demodulador, que produce también la señal demodulada del canal de servicio analógico.

Un filtro de FI de tercer orden limita la señal de FI a una anchura de banda de 10 MHz, pasando ésta después por un amplificador principal de FI cuyo margen de control de ganancia es de 50 dB y que entrega un voltaje estable de 300 mV al demodulador. Este voltaje de CC producido por el amplificador con control de ganancia viene a ser proporcional al nivel de entrada del receptor y puede, por lo tanto, utilizarse para fines de indicación y de registro.

La portadora de referencia para demodulación síncrona se obtiene por multiplicación de la FI: un oscilador controlado por

Transmisor (izquierda) y receptor (derecha) del sistema de radioenlace digital de SEL, DRS2×8(2×2)/15000.

voltaje, que trabaja a 280 MHz, se sincroniza a la señal cuádruple de la FI. Por división de frecuencia, se obtienen dos señales de referencia de 70 MHz desfasadas 90°, y se aplican a dos moduladores de producto que multiplican la señal modulada de FI por las señales de referencia y entregan al regenerador las señales de banda base demoduladas. Mediante un circuito de decisión situado en dicho regenerador, se compara esta señal con la señal derivada de reloj de 8,64 MHz (ó 2,144 MHz) y si su valor es superior al umbral de decisión se identifica como "uno" binario, y en el caso contrario, como "cero".

El decodificador diferencial convierte las señales regeneradas en dos señales de banda base procesadas de 8,64 (ó 2,144) Mbits^{-1}.

Las palabras de trama recibidas en paralelo sincronizan el suministro de reloj central y, por tanto, el desaleatorizador y demultiplexor. Se elimina la aleatorización de los bitios de información realizada en el lado de transmisión, y se extrae del flujo de datos cualquier otra información introducida. Además se comprueban las palabras de trama para descubrir errores. A partir del número de errores detectados dentro de un cierto intervalo de tiempo, puede determinarse si la tasa de errores binarios excede 10^{-3}. Un criterio adicional de supervisión consiste en la identificación del canal de RF de la señal recibida. Se supone que hay fallo en el canal de RF cuando la tasa de errores por desvanecimiento excede 10^{-3} ó la identificación del canal de RF difiere de la establecida en el receptor. En cualquiera de ambos casos, se da una alarma de equipo y se aplica una señal de indicación de alarma en ambos canales. Una operación inversa del rellenado suprime los vacíos producidos en el demultiplexor al extraer de la trama los bitios subsidiarios adicionales, y ajusta de nuevo la frecuencia de reloj de las señales de banda base de 8,64 (2,144) Mbits^{-1} a 8,448 (2,048) Mbits^{-1}. Las frecuencias de reloj originales de las dos señales se obtienen en los circuitos de regeneración de reloj asociados. Las señales de banda base binarias se convierten a código HDB3 para formar la salida de recepción, que puede conectarse en tránsito al siguiente transmisor, o bien llevarse a través de una unidad de terminación de línea a un equipo de línea de transmisión coaxial.

Señalización y supervisión

Se supervisa un determinado número de estados operacionales del equipo de radio, produciéndose alarma en caso de fallo del equipo. El fallo lo indica un diodo fotoemisor situado en la unidad correspondiente y una señal de alarma que se transmite a la estación central de control remoto. Además, hay detectores de señal en los transmisores que generan una señal de indicación remota si les faltan las señales de entrada. Los repetidores y los terminales se interrogan de una manera cíclica por la estación central que, a su vez, recibe indicaciones procedentes del equipo y de las estaciones y las representa en un panel visualizador. Las condiciones del transmisor supervisadas son: caída en la potencia de salida del transmisor por debajo de +16 dBm; ausencia de modulación digital; fallo del suministro de reloj central y caída en la tensión de alimentación de +5V. En el receptor se supervisan la tasa de errores binarios superior a 10^{-3}, una identificación errónea de canal de RF y la bajada de la tensión de alimentación de +5V.

Se dispone de puntos de prueba para supervisar y registrar datos operacionales importantes del transmisor y del receptor. Puede hacerse que las señales de alarma del equipo, los impulsos de error binario o la entrada de recepción provoquen la conmutación al equipo de reserva.

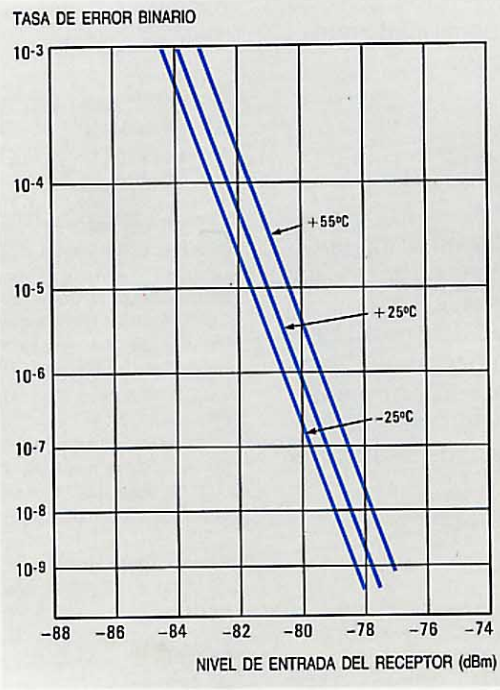


Figura 4
Tasa de errores en función del nivel de entrada del receptor para una velocidad binaria de 8,448 Mbits^{-1}.

Comportamiento operativo

En la figura 4 se representan las tasas de error para la transmisión de señales de 8,488 Mbits^{-1} sobre un trayecto de radio, en ausencia de efectos interferentes.

Los resultados de pruebas de funcionamiento realizadas en la red del Deutsche Bundespost han mostrado que el sistema dispone de margen suficiente, incluso en condiciones climáticas desfavorables (por ejemplo, fuerte nevada en el Zugspitze).

Los resultados de las medidas de propagación en regiones subtropicales, con fuerte precipitación, han confirmado también el comportamiento esperado.

Conclusiones

El nuevo radioenlace digital DRS2×8(2×2)/15000, desarrollado por SEL, se destina a redes regionales. Dispone de dos canales, que trabajan a 2 ó a 8 Mbit s^{-1} mediante cambio del cristal. Hay versión interior y de intemperie.

Las pruebas operacionales han demostrado que el margen del sistema es suficiente, aun en pésimas condiciones de propagación.

Referencias

1 G. Robin y S. R. Treves: Introducción a las redes digitales de servicios integrados. *Comunicaciones Eléctricas*, 1981, volumen 56, n°1, págs. 4–16.

2 E. A. Smith, W. A. G. Walsh, y M. J. Willson: Impacto de los servicios no telefónicos en la evolución de la red. *Comunicaciones Eléctricas*, 1981, volumen 56, n°1, págs. 17–30.

3 M. Glauner: Vergleich der Richtfunk-Systemkonzepte bei analoger und digitaler Modulation: *Fernmeldepraxis*, 1981, volumen 54, n°16, págs. 647–664.

4 O. Zeppenfeld: Das digitale Richtfunksystem DRS2×8/15000, Grundlagen und Begriffe: *Taschenbuch der Fernmeldepraxis*, 1980, págs. 202–223.

5 H. Preibisch: Das digitale Richtfunksystem DRS2×8/15000, Anwendung: *Taschenbuch der Fernmeldepraxis*, 1980, págs. 224–249.

6 N. Abel: Dämpfung durch Niederschläge auf terrestrischen Funkstrecken bei 7 bis 15 GHz (Abschätzungen und Messungen in der Bundesrepublik Deutschland): *Technischer Bericht des Forschungsinstituts des FTZ*, 445 TBr 57 (enero 1976).

7 W. Noack and H.-G. Thaler: Übertragung digitaler Signale mit Richtfunk im regionalen Fernnetz: *Frequenz*, 1976, volumen 30, n°6, págs. 249–259.

8 U. Gierz: Planung von Richtfunk-Netzen in digitaler Technik: *Taschenbuch der Fernmeldepraxis*, 1982, págs. 283–292.

Hans-Dieter Brudy nació en Bruchsal, Alemania, en 1933. Estudio tecnología de comunicaciones en la Universidad Técnica de Karlsruhe, graduándose Ingeniero Diplomado en 1958. Al año siguiente, se incorporó al laboratorio de tecnología de RF de SEL en Pforzheim, como ingeniero de desarrollo, y en 1964 se convirtió en jefe de grupo para el desarrollo de conjuntos de RF. Desde 1971 ha sido responsable de la planificación de sistemas en el desarrollo de radioenlaces. Es también asesor de la Comisión de Estudio 9 del CCIR.

Klaus-Dieter Hopf nació en 1945 en Karlsbad, Checoslovaquia. En 1970 se graduó Ingeniero Diplomado en tecnología de comunicaciones en la Universidad Técnica de Karlsruhe. A continuación ingresó en SEL, Pforzheim, para trabajar en el desarrollo de filtros de microondas, y mas tarde se convirtió en jefe de proyecto para el desarrollo del sistema de radioenlace de 11 GHz. En la actualidad, trabaja como ingeniero de planificación de sistemas.

En este número

Catchpole, R. J.; Dyke, P. J.; Usher, E. S.
Planificación e introducción de sistemas MIC en cables de pares simétricos
Comunicaciones Eléctricas (1982), volumen 57, n°3, págs. 180–186

El número de sistemas MIC que pueden trabajar sobre un determinado enlace depende sobre todo de las características de diafonía del cable de pares existente y del comportamiento de los repetidores. Los autores consideran con algún detalle ambos factores, con objeto de mejorar la planificación e introducción de sistemas MIC. Los avances en el diseño de repetidores y en los cables permiten prolongar los vanos de repetición y aumentar el llenado de los cables.

Nyman, H.; Salcedo, F.; Sharpe, J. T. L.; Tarry, C. W.
Evolución de los módems de datos
Comunicaciones Eléctricas (1982), volumen 57, n°3, págs. 187–194

El veloz crecimiento actual de las comunicaciones de datos por todo el mundo exige mejorar la tecnología de los módems de datos. Los autores describen la aplicación de los recientes avances en circuitos LSI y microprocesadores al diseño de tres módems distintos. Estos presentan las ventajas de su coste relativamente bajo, flexibilidad y amplios medios de diagnóstico incorporados. Dentro de unos pocos años, es muy probable que se llegue a una nueva generación de módems en una sola pastilla, que trabajen hasta en 9600 $bits^{-1}$.

Elce, P. J.; Humphrey, L. D.
El proceso digital de señales en terminales de transmisión
Comunicaciones Eléctricas (1982), volumen 57, n°3, págs. 195–200

Las técnicas de proceso digital de señales experimentan un profundo desarrollo para aplicarse a productos de transmisión. Los autores describen cómo la investigación de una aplicación ha provocado una expansión tecnológica en una gama de aplicaciones presentes y futuras: transmultiplexores, dispositivos de control de ecos y módulos de conversión analógico-digital. También describen los antecedentes históricos del transmultiplexor y analizan probables aplicaciones futuras del proceso digital de señales en terminales de transmisión.

Thomas, D. S.
Sistema óptico multimodo de 140 $Mbits^{-1}$
Comunicaciones Eléctricas (1982), volumen 57, n°3, págs. 201–207

Aunque la tecnología de fibras ópticas prometa ventajas en muchas áreas de la telecomunicación, los beneficios económicos inmediatos para las Administraciones se basan en el largo alcance y alta capacidad de los sistemas. Se describe un nuevo sistema que opera a 140 $Mbits^{-1}$ el cual permite una separación entre repetidores hasta de 10 km utilizando fibra multimodo. El sistema puede ser utilizado tanto para circuitos de larga distancia a cientos de kilómetros, como en sistemas para enlaces de sólo unos pocos kilómetros. La capacidad de tráfico es de 1920 canales telefónicos, o dos canales de televisión de alta calidad, o datos digitales a 140 $Mbits^{-1}$. El sistema emplea fibras individuales para cada dirección de transmisión e incluye un cable metálico para supervisión y telealimentación del repetidor. Está provisto de equipo para medida de características de funcionamiento y detección de fallos.

Debois, P. G.
Sistema de radioenlace digital de mediana capacidad
Comunicaciones Eléctricas (1982), volumen 57, n°3, págs. 208–214

Se ha desarrollado una nueva familia de radioenlaces digitales de mediana capacidad para la banda de frecuencias de 1,7 a 2,3 GHz, que pueden transmitir a velocidades de 2, 8 y 34 $Mbits^{-1}$. Los sistemas son adecuados para aplicaciones en rutas secundarias y de larga distancia, utilizando configuraciones de (1+1). El autor describe la versión de 34 $Mbits^{-1}$ trabajando a 2 GHz y muestra cómo se ha eliminado la necesidad de una trama específica de radio mediante el uso de canales de servicio en una sub-banda base analógica, y de técnicas para medir la tasa de seudoerrores. Todas las versiones cumplen los requisitos del CCIR sobre características de transmisión.

Frey, F.
Sistemas de radioenlaces digitales para transmisión a 34 $Mbits^{-1}$
Comunicaciones Eléctricas (1982), volumen 57, n°3, págs. 215–221

Se han diseñado dos sistemas de radioenlace digital, para bandas de 1,9 y 13 GHz respectivamente, que transmiten 480 canales telefónicos en modulación por impulsos codificados (esto es, a velocidad binaria de 34 $Mbits^{-1}$). Pueden además transmitir un canal de servicio analógico y seis digitales. Para la señal digital se emplea modulación por desplazamiento de fase en cuadratura, y modulación de frecuencia para el canal de servicio analógico en audio. A los bitios de los canales de servicio y de sincronismo de trama, se añaden los utilizados para identificación del canal de RF y evaluación de la tasa de error binario, lo cual eleva la velocidad total a 35 $Mbits^{-1}$. Se incluye un equipo de conmutación protector (1+1), que provee conmutación automática con fines de protección del equipo así como el funcionamiento en diversidad.

Berndt, A.; Gerst, H.-G.
Sistema de radioenlace digital para transmisión a 140 $Mbits^{-1}$
Comunicaciones Eléctricas (1982), volumen 57, n°3, págs. 222–227

Los nuevos sistemas de radioenlace digital deben ser compatibles con los sistemas analógicos existentes en cuanto a asignación de bandas de frecuencia, alcance, calidad de transmisión, disponibilidad e interferencia mutua. Este artículo describe una nueva familia de equipos para transmitir señales de 140 $Mbits^{-1}$ en 4, 6,7 y 11 GHz, ofreciendo elevadas prestaciones combinadas con una flexible planificación de la red. La alta calidad de transmisión se asegura mediante recepción en diversidad espacial, con un combinador de frecuencia intermedia y un igualador adaptable para operar en condiciones difíciles de propagación. Puede alcanzarse la disponibilidad exigida en aplicaciones concretas, mediante el empleo de conmutación protectora de línea, sustitución por equipo de reserva, o funcionamiento en diversidad (1+1).

Barbetta, A.; Treves, S. R.
Multiplexor estadístico por división de tiempo
Comunicaciones Eléctricas (1982), volumen 57, n°3, págs. 228–235

Los multiplexores convencionales por división de tiempo no aprovechan el que los terminales de datos raras veces transmiten continuamente a la velocidad máxima. Los autores describen cómo se han aplicado técnicas de multiplexación estadística para asignar el ancho de banda de la transmisión sólo a aquellos terminales de usuario que lo vayan necesitando, proporcionando así una capacidad varias veces superior a la del canal compartido con multiplexores convencionales. El nuevo multiplexor FS 4000 proporciona también facilidades para un almacenamiento amplio de datos, corrección de errores, adaptación de terminales y recogida de estadísticas.

González-Madroño, C.; Kocher, K.
Sistema de línea coaxial de 18 MHz
Comunicaciones Eléctricas (1982), volumen 57, n°3, págs. 236–242

Por todo el mundo hay modernos sistemas de 12 MHz por cable coaxial, que trabajan cumpliendo con amplio margen las normas del CCITT sobre máxima contribución de ruido. Los autores describen cómo puede aprovechar este margen un nuevo sistema para aumentar hasta 18 MHz el ancho de banda, manteniendo los cables coaxiales y vanos de repetición existentes. Así pueden transmitirse simultáneamente 3600 canales telefónicos bidireccionales, ó 1800 de estos canales más un canal de televisión, o incluso dos canales de televisión. Este nuevo sistema cumple todas las recomendaciones relevantes del CCITT.

Kolb, W.; Norz, A.; Hemsworth, A.; Norman, P.; Jessop, A.; Windus, G.
Equipos de línea coaxial para 34 a 565 $Mbits^{-1}$
Comunicaciones Eléctricas (1982), volumen 57, n°3, págs. 243–250

Merece la pena usar muchos cables existentes, igual que los cables nuevos, para la transmisión digital. Su atenuación para altas frecuencias, relativamente elevada, es por otra parte precisa y estable, y son favorables su reducida diafonía y gran inmunidad al ruido. Los repetido-

res pueden telealimentarse en corriente continua por los propios conductores de cobre del cable. Se describen aquí tres sistemas, que trabajan a 34, 140 y 565 Mbits^{-1}, analizándose la adecuación de los cables, el diseño del equipo terminal, los métodos de codificación en línea, los repetidores, la vigilancia y supervisión, así como las prestaciones logradas.

Barbetta, A.; Natens, M.
Multiplexores digitales para velocidades entre 2 y 565 Mbits^{-1}
Comunicaciones Eléctricas (1982), volumen 57, n°3, págs. 251–258

Se describe una gama de equipos muldex (multiplexor/demultiplexor) digitales, que satisface plenamente las recomendaciones aplicables del CCITT. Los sistemas que trabajan a 8, 34 y 140 Mbits^{-1} establecen las vías entre los niveles jerárquicos de transmisión a 2, 8, 34 y 140 Mbits^{-1}. Otro muldex más, que opera a 565 Mbits^{-1}, establece el siguiente enlace, desde 140 Mbits^{-1} hacia arriba, y se acomoda a lo recientemente especificado por el CCITT para un sistema de transmisión en línea a 565 Mbits^{-1}, no jerarquizado. Se describe el funcionamiento del equipo, sobre todo en lo que atañe a las técnicas de ajuste para lograr una red perfectamente sincronizada. También se analiza la eliminación de fluctuaciones de fase. La gran utilización de componentes LSI, unida a una moderna práctica de equipo vertical, consigue un diseño compacto y de elevadas prestaciones.

Henriksen, T.; Kvingedal, O.; Solberg, B.
Sistema de modulación por impulsos codificados de 10 canales
Comunicaciones Eléctricas (1982), volumen 57, n°3, págs. 259–264

La transmisión digital en zonas rurales suele ser más económica cuando se utilizan sistemas con menos de 30 canales. Los autores describen un sistema de 10 canales para estas aplicaciones, desarrollado por STK en cooperación con la Administración noruega de Telecomunicaciones. Se están desarrollando equipos múltiplex diferentes para que el sistema pueda utilizarse en la red interurbana, así como en la red de abonados.

Brudy, H. D.; Hopf, K. D.
Sistema de radioenlace digital para redes regionales
Comunicaciones Eléctricas (1982), volumen 57, n°3, págs. 265–270

Se ha proyectado para uso en redes regionales un nuevo radioenlace de 15 GHz desarrollado por Standard Elektrik Lorenz. Se dispone de dos canales que trabajan en 2 Mbits^{-1} u 8 Mbits^{-1} mediante selección de cristales. Existen versiones para instalación interior o exterior; la versión exterior puede integrarse con una antena parabólica que forma parte del alojamiento a prueba de intemperie, minimizando, por tanto, la longitud del alimentador. Los autores describen los circuitos del transmisor y del receptor y resumen las características operacionales.

Oficinas Editoriales

La correspondencia relacionada con las diferentes versiones de Electrical Communication debe dirigirse al editor correspondiente:

Michael Deason
Electrical Communication
Great Eastern House
Edinburgh Way
Harlow, Essex
England

Otto Grewe
Elektrisches Nachrichtenwesen
Hellmuth-Hirth-Strasse 42
7000 Stuttgart 40
Deutsche Bundesrepublik

Antonio Soto
Comunicaciones Eléctricas
Ramírez de Prado, 5
Madrid – 7
España