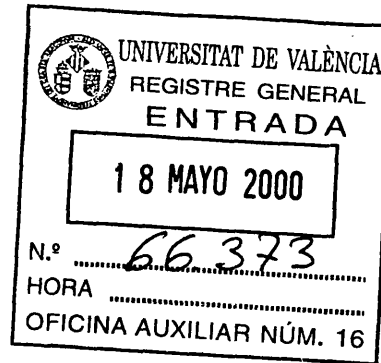




UNIVERSITAT DE VALÈNCIA

Departament d'Ingenieria Electrònica



**DESARROLLO DE UN SISTEMA DE INTERCOMUNICACION  
MULTICANAL Y MULTIMEDIA BASADO EN RDSI.  
CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO ORIENTADO AL  
SERVICIO EN AREAS RESIDENCIALES.**

TESIS DOCTORAL

Presentada por:

D. Jesús Soret Medel

Dirigida por:

Dr. Enrique Sanchis Peris

*Valencia, 2000*

UMI Number: U607757

All rights reserved

INFORMATION TO ALL USERS

The quality of this reproduction is dependent upon the quality of the copy submitted.

In the unlikely event that the author did not send a complete manuscript and there are missing pages, these will be noted. Also, if material had to be removed, a note will indicate the deletion.



UMI U607757

Published by ProQuest LLC 2014. Copyright in the Dissertation held by the Author.  
Microform Edition © ProQuest LLC.

All rights reserved. This work is protected against  
unauthorized copying under Title 17, United States Code.



ProQuest LLC  
789 East Eisenhower Parkway  
P.O. Box 1346  
Ann Arbor, MI 48106-1346

UNIVERSITAT DE VALÈNCIA  
BIBLIOTECA CIÈNCIES

Nº Registre 14.992

DATA 8.9.2000

SIGNATURA T.D.390(FISICAS)

Nº LIBIS: i 20182752

29 cm.



**Enrique Sanchis Peris**, Doctor en Física y Profesor Titular de Tecnología Electrónica del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universitat de València,

**HAGO CONSTAR:**

Que el Ingeniero en Electrónica D. Jesús Soret Medel ha realizado bajo mi dirección, en el Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universitat de València, el trabajo de investigación titulado **“Desarrollo de un Sistema de Intercomunicación Multicanal y Multimedia Basado en RDSI. Construcción de un Prototipo Orientado al Servicio en Areas Residenciales”**, que se presenta para optar al grado de Doctor por la Universitat de València.

Que D. Jesús Soret Medel queda facultado para presentar esta Memoria de Tesis Doctoral, para que pueda ser oportunamente defendida y juzgada públicamente según establecen las disposiciones vigentes.

Y para que así conste, firmo el presente documento en Valencia a 15 de Mayo de dos mil.

  
Prof. Dr. Enrique Sanchis Peris.







*A Tamar*

*A mis padres, Jesús y Maite, y hermanos, Javier y Maite*

*(¿Algún regalito?)*



## **Agradecimientos**

Cuando uno se quiere dar cuenta, llega el día, y la conclusión de un trabajo no es tal si no se hace balance de costes. De bien nacido es ser agradecido, y como mi madre da fe de lo primero, he de cumplir con lo segundo. Allá vamos.

Quizá sea deformación profesional esta afición mía por maquetar, ordenar, clasificar y poner (casi todo) en su sitio. En cualquier caso, me atrevo a dividir mis agradecimientos dos grandes grupos, por otra parte no excluyentes. Estos son los de carácter profesional, y los afectivos.

En la cabeza de la lista profesional he de situar a mi director de Tesis, Dr. Enrique Sanchis Peris, y que conste que no me obliga. Agradezco su confianza en mi trabajo, que me ha permitido trabajar con seguridad e independencia. Sus consejos han sido fundamentales no sólo durante la realización de la tesis, sino para encauzar mi carrera profesional como personal docente e investigador. ¡Hace falta valor para adoptar a alguien con una historia tan atípica como la mía!. En fin, espero seguir aportando mi trabajo para enriquecer los méritos del grupo investigador que él lidera.

Fue Enrique quien me puso en contacto con Carlos Ferrer Zaera, cuando con una beca en el bolsillo buscaba una empresa donde trabajar. Y aun beso la hoja del calendario que contiene ese día. He tenido la oportunidad de conocer en detalle el funcionamiento de una empresa líder en su sector, gracias a un departamento de I+D que considero un lujo dentro del panorama empresarial de la Comunidad Valenciana. En la actualidad, espero conservar un sitio dentro del departamento, para abordar los proyectos tecnológicamente más vanguardistas, y por ello, más arriesgados desde el punto de vista comercial. Creo que mi posición como enlace entre universidad y empresa es muy importante en un área docente tan integrada en la ingeniería. Así pues, gracias al gran jefe Carlos, y al resto de fenómenos que han participado en la construcción de prototipos, o me han aguantado de diversas maneras: Miguel, Paco, Francisco, Jesús, Blas, J.María, J.Vicente, Julio, Salva y Ernesto. Prometo invitaros a saladitos.

Dios los cría y ellos se juntan, y así me pasó con el Dr. Jesús Maio. En un momento importante, Jesús y yo nos encontramos cual noveleta de Corin Tellado (bueno, así no). Su trabajo me permitió iniciar un camino nuevo dentro de mi grupo investigador. Nuestras áreas de

interés son complementarias, y espero que nuestra colaboración continúe más allá del proyecto, al menos, para saldar innumerable deudas pendientes. Sus aportaciones y consejos han sido fundamentales en el desarrollo del presente trabajo.

Ha sido importante el apoyo de Julio Martos, con el que he compartido algunos momentos del desarrollo y verificación del prototipo. Tras horas en la soledad del laboratorio, "jarto" de pelear con el prototipo, era necesario encomendarse a algún santo. San Julio, al final vencimos a Murphy. Además, quiero agradecer el soporte de mis compañeros de despacho Gloria Torralba y Juan Ramón Alarcón, y a Vicente, Alfredo Rafa y Onofre, que han soportado diversas modalidades de quejas, lloros, y trabajos extra, frutos de la tesis. J.R, ya nos iremos al asador, ya...

Esto parece la entrega de los oscar, pero es que yo soy así de agradecido y tesis sólo hay una, espero. Tengo que agradecer a mi gente más allegada su comprensión ante diversas y variadas actuaciones personales con cierta componente errática, sin duda atribuibles, según ellos, a circunstancias ajenas a mi buen corazón. En fin, por algo son mi gente.

¿Para qué sirven los bares, si no son para poner a parir al trabajo y al que lo inventó? Gracias a los insignes miembros de la Hermandad de La Flor, lugar éste de reconocidos poderes balsámicos y medicinales. Talo, Jordi, Alfredo, Yanlua, Dani, Pedro, Iñaki, J.Lluises, Silvia, Estrella...

A mi familia, que han tenido que hacer innumerables sacrificios para que yo pudiera estar hoy escribiendo esto. Son tantos y tan variados, que mejor no los enumero. Es mejor que los diga de viva voz.

Por último, a Thamar. Todo lo anterior, sumado y multiplicado, debería repetirlo de nuevo. Prometo invitarte a mi boda. Un besico.

## Indice.

Prólogo..... vii

### 1. Sistemas de intercomunicación para entornos residenciales.

SUMARIO..... 1-1

1.1. EVOLUCIÓN HISTÓRICA..... 1-1

1.2. DESCRIPCIÓN GENERAL DE LOS SISTEMAS ACTUALES..... 1-5

1.3. CLASIFICACIÓN..... 1-9

1.3.1. Sistemas con hilo de llamada..... 1-10

Sistemas 4+n..... 1-10

Sistemas 1 + n..... 1-10

1.3.2. Sistemas sin hilo de llamada..... 1-11

Sistemas en bus común..... 1-12

Sistemas de distribución en planta..... 1-13

1.4. LIMITACIONES DE LOS SISTEMAS ACTUALES..... 1-13

Sistemas monocanal..... 1-14

Distinto soporte físico en función del tipo de señal..... 1-15

Rigidez topológica..... 1-16

Altas prestaciones en equipos analógicos implican sistemas caros..... 1-16

Servicios limitados..... 1-16

CONCLUSIÓN..... 1-17

### 2. Panorama tecnológico.

SUMARIO..... 2-1

2.1. TECNOLOGÍA DE NATURALEZA DIGITAL..... 2-1

2.2. ALTERNATIVAS BASADAS EN REDES DE DATOS..... 2-3

2.3. TECNOLOGÍAS DE ACCESO A LA RED TELEFÓNICA..... 2-6

2.4. EL PAR DE COBRE COMO MEDIO DE TRANSMISIÓN..... 2-10

CONCLUSIÓN..... 2-16

### 3. Alternativa basada en la digitalización de la red telefónica: RDSI.

|  |             |
|--|-------------|
| <b>SUMARIO.....</b>  | <b>3-1</b>  |
| <b>3.1. EL MODELO DE REFERENCIA DE ACCESO RDSI.....</b>                        | <b>3-1</b>  |
| <b>3.2. CAPA FÍSICA SOBRE LA INSTALACIÓN DEL USUARIO.....</b>                  | <b>3-5</b>  |
| <b>3.2.1. Acceso Básico en la referencia S/T.....</b>                          | <b>3-5</b>  |
| Codificación y entramado. ....   | 3-6         |
| Acceso al canal <i>D</i> . ....  | 3-8         |
| Configuraciones topológicas.....   | 3-9         |
| Conexión física. ....  | 3-10        |
| Arquitectura del transceiver <i>S/T</i> .....                                  | 3-11        |
| <b>3.3. CAPA FÍSICA SOBRE EL BUCLE LOCAL. ....</b>                             | <b>3-12</b> |
| <b>3.3.1. Acceso Básico DSL.....</b>   | <b>3-12</b> |
| Codificación y entramado. ....   | 3-13        |
| Conexión física. ....  | 3-15        |
| Arquitectura del transceiver <i>U</i> .....                                    | 3-15        |
| <b>3.3.2. Acceso Primario: HDSL (High-bit-rate DSL).....</b>                   | <b>3-17</b> |
| <b>3.3.3. Enlace asimétrico: ADSL (Asymmetric DSL). ....</b>                   | <b>3-18</b> |
| Modulación DMT.....  | 3-19        |
| Estructura del flujo de datos. ....  | 3-20        |
| Arquitectura de un transmisor ADSL. ....                                       | 3-20        |
| <b>3.3.4. Enlace de gran ancho de banda: VDSL (Very High-bit-rate DSL). ..</b> | <b>3-22</b> |
| <b>3.4. CAPA DE ENLACE. ....</b>   | <b>3-24</b> |
| <b>3.5. CAPA DE RED. ....</b>  | <b>3-25</b> |
| <b>CONCLUSIÓN.....</b>   | <b>3-26</b> |

### 4. Procesamiento de la señal de audio y vídeo para su transmisión digital.

|  |            |
|--|------------|
| <b>SUMARIO.....</b>  | <b>4-1</b> |
| <b>4. 1. PROCESADO DE LA SEÑAL DE AUDIO.....</b>                           | <b>4-1</b> |
| <b>4.1.1. Modulación por Impulsos Codificados (PCM).....</b>               | <b>4-2</b> |
| <b>4.1.2. Modulación Delta (DM).....</b>                                   | <b>4-4</b> |
| <b>4.1.3. Modulación Diferencial por Impulsos Codificados (DPCM). ....</b> | <b>4-5</b> |

|  |             |
|--|-------------|
| 4.1.4. Modulación Diferencial Adaptativa por Impulsos Codificados (ADPCM).....                           | 4-6         |
| 4.1.5. Codificación Subbanda (SBC).....  | 4-7         |
| <b>4. 2. PROCESADO DE LA SEÑAL DE VÍDEO.....</b>   | <b>4-8</b>  |
| 4.2.1. Problemas básicos en la compresión de señales visuales.....                                       | 4-10        |
| 4.2.2. La recomendación H.261.....   | 4-13        |
| Compresión espacial.....   | 4-14        |
| Compresión temporal.....   | 4-18        |
| Tipos de fotogramas.....   | 4-20        |
| Codificador y Decodificador.....   | 4-20        |
| 4.2.3. La recomendación H.263.....   | 4-22        |
| Modo Vector de Movimiento No Restrictivo (UMV).....  | 4-23        |
| Modo de Codificación Aritmética (SAC).....   | 4-23        |
| Modo de Predicción Avanzado (APM).....   | 4-23        |
| Modo PB-frames.....  | 4-24        |
| 4.2.4. Otras recomendaciones: JPEG, MPEG-1/2/4.....  | 4-25        |
| <b>CONCLUSIÓN.....</b>   | <b>4-26</b> |
| <b>5. Diseño y construcción de un prototipo del sistema intercomunicador basado en tecnologías RDSI.</b> |             |
| <b>SUMARIO.....</b>  | <b>5-1</b>  |
| <b>5.1. NATURALEZA MODULAR DEL DESARROLLO.....</b>   | <b>5-1</b>  |
| 5.1.1. Interconexión mediante ST-BUS.....  | 5-2         |
| 5.1.2. Funcionalidades básicas en el desarrollo de sistemas RDSI.....                                    | 5-3         |
| <b>5.2. DESCRIPCIÓN DE LOS MÓDULOS FUNCIONALES.....</b>  | <b>5-4</b>  |
| 5.2.1. Interface en el punto de referencia <i>U</i> .....  | 5-4         |
| 5.2.2. Interface en el punto <i>S</i> .....  | 5-6         |
| 5.2.3. Interoperatividad con otros sistemas no RDSI en el punto <i>R</i> .....                           | 5-8         |
| 5.2.4. Codificación y decodificación de voz.....   | 5-9         |
| 5.2.5. Comunicación en las capas de enlace y de red.....   | 5-11        |
| 5.2.6. Conmutación de canales.....   | 5-13        |
| 5.2.7. Generación de bases de tiempos.....   | 5-16        |
| 5.2.8. Supervisión y control.....  | 5-16        |
| 5.2.9. Alimentación y Reset.....   | 5-17        |



|   |                |
|---|----------------|
| <b>5.3. CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO. ....</b>  | <b>5-17</b>    |
| <b>5.3.1. Fase 1: Sistema de intercomunicación MDS+.....</b>  | <b>5-19</b>    |
| Protocolo MDS+.....   | 5-21           |
| <b>5.3.2. Fase 2: Enlace Multicanal basado en interface U. ....</b>                                       | <b>5-24</b>    |
| Nodo Maestro (MT).....  | 5-25           |
| Nodo Esclavo (S). ....  | 5-27           |
| Protocolo de la capa de red. ....   | 5-28           |
| <b>5.3.3. Fase 3: Bus Multicanal basado en interface S. ....</b>  | <b>5-28</b>    |
| Nodo Maestro/Esclavo Analógico (MSA).....   | 5-29           |
| Nodo Maestro/Esclavo Digital (MSD). ....  | 5-31           |
| Nodo Terminal (TE). ....  | 5-32           |
| Protocolo de la capa de red. ....   | 5-34           |
| <b>5.3.4. Fase 4: Integración de la información de vídeo. ....</b>  | <b>5-42</b>    |
| Alternativas al diseño de cuantizadores de imágenes. ....   | 5-47           |
| Criterio alternativo para el refinamiento local del flujo óptico. ....                                    | 5-56           |
| Propuestas para las normas basadas en la cuantización de la transformada y estimación del movimiento .... | 5-60           |
| <br><b>Conclusiones y trabajo futuro. ....</b>  | <br><b>C-1</b> |
| <br><b>Bibliografía y referencias. ....</b>   | <br><b>B-1</b> |

## Prólogo.

El objetivo de esta tesis es el desarrollo de un novedoso sistema de intercomunicación local, de coste ajustado e instalación simple, capaz de permitir varias comunicaciones simultáneas, e integrar en el mismo medio físico señales de naturaleza diversa, como alimentación, datos, audio y vídeo.

En los últimos tiempos, el mundo ha experimentado un desarrollo tecnológico sin precedentes históricos, que ha cambiado los aspectos más cotidianos del ser humano. Cada vez es más fácil encontrar sistemas electrónicos complejos concebidos para su aplicación en el entorno doméstico. Pequeñas máquinas realizan o facilitan las tareas del hogar, optimizando de modo inteligente los recursos y proporcionando al usuario gran cantidad de tiempo libre. Los equipos de aire acondicionado permiten crear ambientes climáticos en los edificios, sin importar las características meteorológicas del momento. Los sistemas automáticos de seguridad son cada vez más frecuentes en residencias y viviendas particulares. La comercialización de sistemas domóticos se presenta en la actualidad como una actividad económica de gran proyección.

En particular, los importantes avances en microelectrónica han permitido desarrollar una gran variedad de dispositivos electrónicos, cuya fabricación y comercialización masiva han provocado una tendencia a la baja de los costes. Este hecho ha posibilitado hoy la aplicación de tecnologías de vanguardia en sectores industriales donde, por motivos económicos y comerciales, ayer no era posible.

La última década ha marcado el verdadero comienzo de la era de la información. Gracias a las nuevas tecnologías de telecomunicaciones, hoy en día existen diversos tipos de redes con canales de comunicaciones de variada capacidad. Esta infraestructura hace posible una oferta creciente de nuevos servicios orientados al usuario doméstico, difíciles de imaginar hace tan solo un par de años, como telefonía móvil, televisión interactiva, videotelefonía, o Internet.

Uno de los sistemas electrónicos cada vez más frecuente en el hogar es el sistema de intercomunicación popularmente conocido como portero electrónico. Hasta la fecha, se trata de

un sencillo equipo de comunicaciones instalado en el edificio, que posibilita el mantenimiento de conversaciones entre el portal y la vivienda, y que permite el control del acceso al área residencial. En los últimos treinta años, este tipo de sistemas ha experimentado una rápida evolución. Cada hito en la historia de la electrónica ha tenido su fiel reflejo en la cronología del portero electrónico, permitiendo superar las limitaciones de los sistemas predecesores y posibilitando nuevas funcionalidades y servicios.

Así, el presente trabajo propone un salto tecnológico desde los actuales sistemas analógicos hacia los futuros equipos digitales. La consecución de los objetivos inicialmente propuestos supone el nacimiento de una nueva generación de equipos de altas prestaciones, propias de los sistemas de telecomunicación digital cuya tecnología adopta, para superar las limitaciones de las actuales instalaciones analógicas. A través de la instalación propia de intercomunicación se posibilitará la oferta de nuevos servicios tales como control domótico, climatización y seguridad, interconexión con redes metropolitanas, etc.

El primer capítulo relata brevemente la historia de los equipos de intercomunicación de ámbito residencial. Describe y analiza los sistemas actuales, presentando sus principales características, y sus limitaciones. Estas justifican los objetivos tecnológicos del trabajo.

A continuación, el segundo capítulo inicia el estudio del arte, planteando de modo general diversas alternativas que concluirán delimitando el área tecnológica de interés. Así, partiendo de la disyuntiva entre el mundo analógico y el digital, y continuando con la evaluación de las tecnologías de redes de datos LAN y de control domótico, se presentará como base fundamental del trabajo las tecnologías digitales de telecomunicación telefónica sobre hilo de cobre. Por último, se expone un breve estudio sobre los fenómenos que condicionan la capacidad de tal medio como soporte para la transmisión digital.

Las soluciones aportadas por el mundo telefónico para la integración de servicios, constituyen el camino elegido para fundamentar el desarrollo del prototipo intercomunicador. El capítulo tercero presenta una completa panorámica sobre las técnicas de transmisión digital sobre cobre relacionadas con la Red Digital de Servicios Integrados. Además se presentan algunas de las tecnologías más avanzadas para la provisión de servicios de banda ancha por parte de las compañías telefónicas.

Del mismo modo, el cuarto capítulo presenta diversas posibilidades para la codificación de la señal de audio y vídeo, de modo que su transmisión se realice de modo eficiente. En

concreto, se tratan los mecanismos de compresión de la información, un proceso recomendable en audio e imprescindible en vídeo dado su gran caudal.

El empleo de tecnología normalizada internacionalmente por comités de expertos hace posible utilizar componentes electrónicos de mercado a un precio asequible. Ello es imprescindible para una futura producción y comercialización del sistema. El capítulo quinto expone el desarrollo del prototipo intercomunicador basado en tecnología propia del acceso básico RDSI. Siguiendo una filosofía modular, el diseño de un conjunto de bloques funcionales elementales permite la construcción de los diversos nodos básicos constituyentes de la red experimental. Estos se intercomunican entre sí de acuerdo con los protocolos del nivel de red desarrollados "ad hoc".

La última sección del quinto capítulo afronta uno de los objetivos tecnológicos más ambiciosos en el ámbito de los sistemas de telecomunicación. El interés por la transmisión de vídeo en canales de banda estrecha está sustentado por importantes intereses económicos. La resolución del problema ha exigido la realización, dentro del grupo de investigación, de estudios teóricos sobre los mecanismos de compresión de secuencias de imágenes. Estos han permitido proponer varias mejoras que serán verificadas en breve sobre el prototipo intercomunicador.

La tesis concluye exponiendo conclusiones y comentando diversas líneas de trabajo futuro.

Este trabajo ha sido realizado en el Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Valencia, con el apoyo constante del Departamento de Investigación y Desarrollo de la empresa FERMAX ELECTRONICA S.A.E., de Valencia. El Director del Departamento D. Carlos Ferrer Zaera, ha realizado las labores de coordinación y soporte necesarias para la consecución de los objetivos inicialmente marcados. Con relación a la empresa FERMAX ELECTRONICA S.A.E, ente promotor de la Tesis, cabe comentar que en la actualidad es líder nacional en el sector de sistemas de intercomunicación, control de accesos y videoportería, con el 25% de la cuota de mercado nacional, y delegaciones comerciales en 62 países. Colabora de forma continuada desde hace más de cuatro años con grupos de investigación pertenecientes a la Universidad de Valencia, habiendo firmado varios contratos para el desarrollo de proyectos conjuntos. ,

FERMAX ELECTRONICA S.A.E. soporta una fuerte presión de la competencia. Por ello, dirige en la actualidad sus esfuerzos en mejorar las prestaciones en los futuros sistemas de

intercomunicación, con el fin de ofertar diferentes servicios que le permita la apertura de nuevos mercados. Los avances en la microelectrónica y las nuevas tecnologías multimedia y de telecomunicación, capaces de multiplexar la información independientemente de su naturaleza, permiten proporcionar al usuario nuevos servicios de naturaleza digital. La integración de estos servicios en los futuros sistemas de intercomunicación facilitará la apertura de nuevos mercados y la diversificación de la gama de productos comerciales. El empleo de tecnología normalizada por comités internacionales hará posible mantener un coste ajustado y una larga vida comercial del sistema.

El presente trabajo ha sido realizado gracias a la beca de referencia 1N92-D22546184 Programa Nacional de Formación de Personal Investigador, Subprograma de Intercambio de Personal entre Industrias y Centros Públicos de Investigación, del Ministerio de Educación y Ciencia. Por otro lado, el trabajo ha sido financiado contando con ayudas públicas, cuya relación se especifica a continuación:

- MINER, iniciativa ATYCA, T0070/1997, T-153/98, T-153/99.
- Programa CDTI , 970167-1998.
- Programa FEDER, 1FD-97-1910 (TIC) 99-01.

Finalmente, cabe señalar que la empresa FERMAX ELECTRONICA S.A.E. ha iniciado los trámites de patente de los diversos módulos desarrollados y presentados en la presente memoria. Los derechos de su futura explotación comercial son propiedad de la mencionada empresa.

El autor agradece a FERMAX ELECTRONICA S.A.E la cesión de diverso material gráfico empleado en la presente memoria.

# **1. Sistemas de intercomunicación para entornos residenciales.**

|   |             |
|---|-------------|
| <b>SUMARIO.....</b>   | <b>1-1</b>  |
| <b>1.1. EVOLUCIÓN HISTÓRICA.....</b>                                  | <b>1-1</b>  |
| <b>1.2. DESCRIPCIÓN GENERAL DE LOS SISTEMAS ACTUALES. ....</b>        | <b>1-5</b>  |
| <b>1.3. CLASIFICACIÓN. ....</b>                                       | <b>1-9</b>  |
| <b>1.3.1. Sistemas con hilo de llamada.....</b>                       | <b>1-10</b> |
| Sistemas 4+n.....   | 1-10        |
| Sistemas 1+n.....   | 1-10        |
| <b>1.3.2. Sistemas sin hilo de llamada.....</b>                       | <b>1-11</b> |
| Sistemas en bus común.....  | 1-12        |
| Sistemas de distribución en planta.....                               | 1-13        |
| <b>1.4. LIMITACIONES DE LOS SISTEMAS ACTUALES.....</b>                | <b>1-13</b> |
| Sistemas monocanal.....   | 1-14        |
| Distinto soporte físico en función del tipo de señal.....             | 1-15        |
| Rigidez topológica.....   | 1-16        |
| Altas prestaciones en equipos analógicos implican sistemas caros..... | 1-16        |
| Servicios limitados.....  | 1-16        |
| <b>CONCLUSIÓN.....</b>  | <b>1-17</b> |



## Sumario.

*Este capítulo ofrece una panorámica general acerca de los sistemas de intercomunicación para entornos residenciales, popularmente conocidos como porteros electrónicos. En primer lugar, se presenta una breve revisión histórica. A continuación, se enumeran los elementos que constituyen un sistema intercomunicador típico, y se presentan las diversas variantes tecnológicas que ofrece el mercado. Finalmente, se analizan las limitaciones de los actuales sistemas, basados en tecnología analógica, y se justifica la necesidad de abordar nuevos diseños basados en tecnologías digitales. Ello permitirá concretar los objetivos tecnológicos para un futuro prototipo sistema intercomunicador de elevadas prestaciones.*

### 1.1. Evolución histórica.

El control de accesos es un concepto casi tan antiguo como el propio ser humano. Estudios antropológicos muestran como la aparición de la agricultura hace aproximadamente diez mil años propició el tránsito del hombre nómada al sedentario, el nacimiento de la propiedad privada y de las primeras ciudades. Estas eran comunidades humanas con una estructura social compleja, donde la unidad básica era el clan familiar. Las pertenencias del clan eran guardadas dentro de un recinto privado, una casa o un refugio. Las relaciones entre los miembros del clan se mantenían preferentemente en la intimidad de la casa, mientras que los contactos sociales fuera de la familia se producían en lugares públicos. Sólo ocasionalmente, personas ajenas al clan eran invitadas a acceder al recinto familiar privado.

Desde el empleo de aldabas hasta los videoporteros electrónicos más modernos, los avances tecnológicos han tenido fiel reflejo en la evolución de los sistemas de control de accesos. Durante muchos siglos, los métodos de percusión, primero el puño y más tarde el picaporte, fueron los instrumentos para avisar al inquilino de la oportuna visita. Sólo los personajes de las clases acomodadas evitaban la tarea de abrir la puerta, sustituidos por el personal de servicio. En el siglo XIX, en plena revolución industrial, en los hogares de los personajes mas acaudalados no era extraño encontrar sistemas mecánicos de llamada, consistentes en un conjunto de tiradores, cada uno de los cuales accionaba una campanilla mediante un sistema de cuerdas. Como medio de intercomunicación, se empleaban canalizaciones metálicas, capaces de conducir las ondas acústicas de la voz a cortas distancias.





Fig. 1.1. Sistema basado en tiradores, S.XIX (Florencia, Italia).

La implantación en las ciudades de la red pública de alumbrado, a primeros del siglo XX, permitió la sustitución paulatina de los mecanismos de percusión por timbres eléctricos. En edificios de varias plantas, era frecuente encontrar instalaciones consistentes en una batería de pulsadores en el acceso, cada uno de los cuales excitaba un timbre colocado en la vivienda. Con el tiempo, el acoplamiento de un dispositivo electrodinámico al cerrojo de la puerta consiguió acabar con el molesto trabajo para el inquilino de desplazarse hasta la entrada. Sin embargo, la identificación de la visita se producía una vez ya se había permitido el acceso al edificio.

El acceso al edificio condicionado al proceso de identificación no fue posible hasta la aparición de los sistemas de intercomunicación. El nacimiento y difusión del transistor permitió el desarrollo y comercialización de los primeros sistemas intercomunicadores a mediados de la década de los 50. Se trataba de equipos de audiocomunicación de bajo coste cuya característica principal era su conexión punto a punto monocal *half-duplex*. El mismo transductor actuaba como micrófono y altavoz.

El empleo de intercomunicadores para aplicaciones de control de accesos fue algo inmediato. En estos casos, el sistema se componía de un intercomunicador sito en cada vivienda, y otro en el acceso del edificio, en la calle. Cada intercomunicador de vivienda incluía



un timbre de llamada, y un pulsador para accionar un mecanismo electromecánico en el acceso del edificio.

Estos primeros porteros electrónicos presentaban una instalación costosa y compleja. El esquema de instalación respondía a un diagrama radial, cuyo centro correspondía al intercomunicador de calle. Para cada rama en la instalación era necesario emplear un conductor para el timbre de llamada, otro para accionar el sistema de apertura, un tercero para transmitir la señal de audio, y dos más para la alimentación del intercomunicador de vivienda.

Así pues, la cantidad de cableado empleado era considerable. Ello encarecía el precio del sistema, no solo por los costes de material, sino por el gasto derivado del tendido de cableado a lo largo y ancho del edificio. Además, dado el número de conexiones, eran frecuentes los errores de instalación, con el consecuente perjuicio tanto para el instalador como para el futuro usuario.

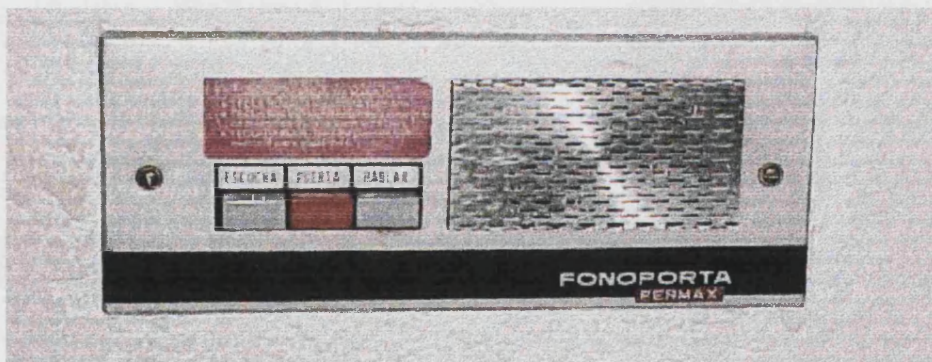


Fig. 1.2 Portero "Fonoporta" (FERMAX, 1967).

Para reducir y simplificar la cantidad del cableado empleado, a mediados de los años 60 aparecieron en el mercado los sistemas de cableado simplificado. En ellos, la instalación de alimentación, audio y apertura conformaba un bus, al que se enganchaban los diversos interfonos *half-duplex* de vivienda. De todos modos, el cableado necesario para transmitir la llamada desde el acceso hacia la vivienda seguía manteniendo una topología en estrella. Así, una instalación para un edificio de  $n$  viviendas exigía el empleo de  $4+n$  hilos conductores, frente a los  $5 \times n$  requeridos hasta entonces.

Un grave inconveniente en los primeros sistemas con instalación de audio en bus común era la imposibilidad de mantener conversaciones secretas. El diálogo entre acceso y cierta vivienda podía escucharse desde cualquier otro interfono.

En los años 70, los porteros electrónicos incorporaron un segundo conductor dedicado al canal de audio, para posibilitar así una comunicación *full-duplex*. Los interfonos de vivienda evolucionaron estéticamente hacia un modelo telefónico, incorporando un altavoz y un micrófono. Gracias al empleo de circuitos integrados en los nuevos diseños electrónicos, los sistemas mejoraron considerablemente sus prestaciones manteniendo los precios. Un avance importante fue la eliminación del hilo conductor para accionar el sistema de apertura desde la vivienda. Este podía ser controlado generando ciertos estados eléctricos en el par de audio. El nuevo sistema se denominó  $4+n$ , y continúa comercializándose hoy en día, por su sencillez y economía.

Pero el mayor salto tecnológico en los sistemas de portería electrónica se produjo como consecuencia de la incorporación de circuitería digital en los nuevos desarrollos. Con la irrupción del microprocesador en la industria a mediados de los 80, el desarrollo de módulos "inteligentes", capaces de comunicarse entre sí mediante protocolos, permitió la aparición de los sistemas de medio compartido o bus común. Por fin era posible realizar instalaciones con un cableado simplificado. La transmisión de comandos a través del sistema posibilitó el desarrollo de nuevas capacidades, como la conversación secreta, la distribución de servicios por planta, la intercomunicación entre edificios, la monitorización de sensores y el control de actuadores, o la supervisión de la instalación mediante PC. Así, los sistemas de portería electrónica abarcaron nuevos servicios más allá de la simple apertura, como el control de alarmas, de equipos de climatización, o de sistemas domóticos sencillos.

En los años 90, la utilización de microcontroladores de bajo coste dentro del terminal telefónico hicieron posible una mayor simplificación del cableado, permitiendo instalaciones en bus de tres hilos. Hoy en día, instalaciones en bus de dos hilos son habituales.

La aparición de sistemas de videoportería a mediados de los 80 supuso un hito, sobre todo desde el punto de vista comercial. Ya a finales de los 70, algunos sistemas precursores se basaron en los sistemas de videovigilancia en circuito cerrado, caros y de gran consumo. Gracias a la popularidad de los aparatos de televisión portátil, fue posible disponer de monitores TCR de 5 pulgadas con un coste ajustado. Aunque el coste del módulo de la cámara era especialmente costoso, este se repartía entre el número de usuarios. En la actualidad, la sensación de seguridad que un sistema de videoportería causa en el usuario, unido al fuerte descenso de los productos de vídeo, ha hecho del videoportero el producto de intercomunicación con mayor crecimiento de mercado. Los últimos avances en los sistemas de videoportero son la



incorporación del color, y la transmisión de la señal de modo diferencial sobre un par trenzado, sin necesidad de coaxial.

Hoy, el panorama tecnológico se caracteriza por un fuerte impulso de los sectores relacionados con las telecomunicaciones. Las líneas de investigación y desarrollo en el sector de los sistemas control de accesos apuntan hacia la incorporación de tecnologías de telecomunicación en los nuevos productos, para mejorar sus prestaciones como sistemas de intercomunicación y para posibilitar la oferta de nuevos servicios, como el control inteligente de edificios, el acceso a redes metropolitanas, etc. Como consecuencia, una nueva generación de productos de control de accesos está al llegar [1].

## 1.2. Descripción general de los sistemas actuales.

En esencia, los sistemas de portería electrónica son equipos de intercomunicación con ciertas modificaciones que permiten el control sobre los accesos a un edificio. En ocasiones suministran otros servicios, como la detección de alarmas o la activación de diversos dispositivos. En general, existen ciertos módulos que se pueden calificar como básicos, por ser ampliamente empleados en estos sistemas, y son los siguientes:

- *Terminal de vivienda.* Es el interfono situado en la vivienda. Estéticamente es similar a un teléfono de pared, aunque por lo general no incluye teclado. Incorpora un pulsador para activar la apertura del acceso. Otras funciones opcionales son posibles mediante la adición de teclas de función. En los sistemas de videoportería, un pequeño monitor completa el terminal.

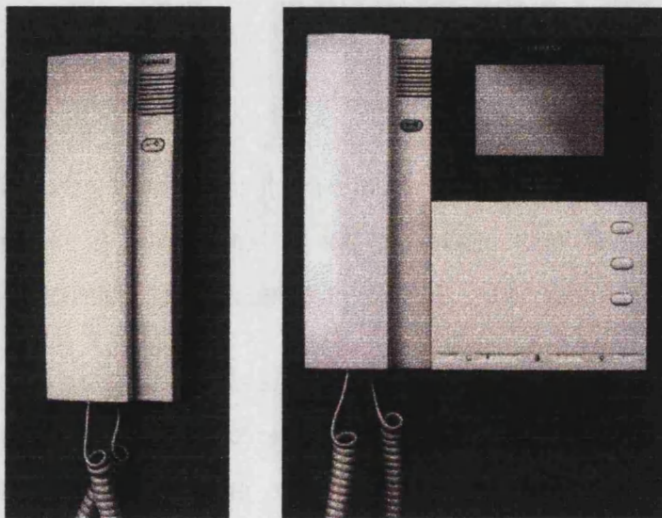


Fig. 1.3. Terminales de vivienda: (a) telefónico, (b) videotelefónico.

En una instalación, el terminal de vivienda es el elemento más numeroso. Por ello, suele ser un sistema electrónico sencillo con objeto de conseguir un producto lo más económico posible.

- *Terminal de acceso o placa de calle.* Es el módulo situado en el acceso al edificio. Se compone de un interfono, un sistema de selección de vivienda (pulsador o teclado), y un módulo de control del dispositivo abrepuertas. En los sistemas de videoportería, el conjunto se completa con una microcámara.

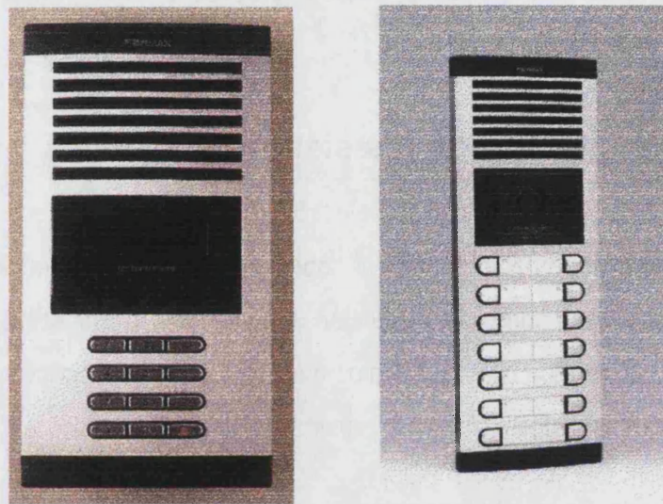


Fig. 1.4. Terminales de acceso: a) Con teclado y display LCD para instalación de audio de altas prestaciones. b) Matriz de pulsadores para instalación básica con vídeo.

En ausencia de módulos de control centralizado, el terminal de acceso aloja la complejidad de la instalación, realizando las funciones de generación de llamada y conmutación del canal de audio.

- *Abrepuertas:* Es el dispositivo electromecánico que controla la apertura del acceso.
- *Alimentador.* Diversas unidades constituidas por fuentes lineales o conmutadas abastecen de energía a todo el sistema a través del bus de alimentación. El número y localización de los alimentadores depende de la extensión y topología de la instalación.
- *Unidad central.* En sistemas complejos de altas prestaciones, permite implementar servicios tales como registro de incidencias, activación de relés, intercomunicación entre edificios, control desde PC o a través de la red telefónica, etc. Mediante el intercambio de tramas



digitales con otros módulos inteligentes, de acuerdo con ciertos protocolos, la unidad central controla y supervisa toda la instalación.

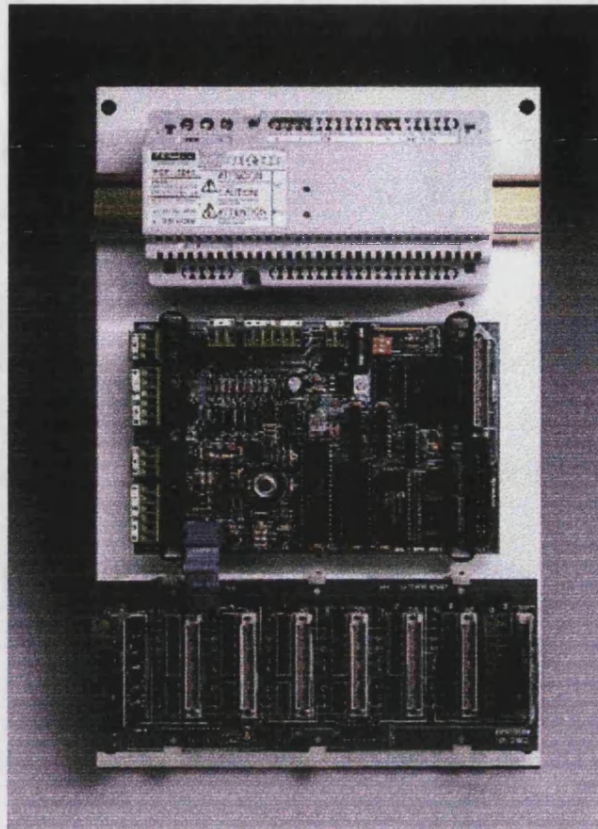


Fig. 1.5. Alimentador y Unidad Central.

- *Distribuidor de planta.* En sistemas en bus con distribución en planta, estos módulos “inteligentes” son controlados por la unidad central. Situados uno por planta, centraliza ciertos servicios para los terminales de vivienda bajo su dominio, como el suministro de energía, la generación de llamadas, y la conmutación del canal de audio. Asimismo, cada distribuidor notifica a la unidad central cualquier incidencia detectada por los propios terminales a su cargo. Estos intercambios de información entre unidad central y los distribuidores se realizan en forma de tramas digitales de acuerdo con cierto protocolo.

En instalaciones de videoportería, el distribuidor de planta controla un módulo esclavo denominado distribuidor de vídeo, por medio del cual controla la conmutación del canal de vídeo hacia el terminal adecuado.

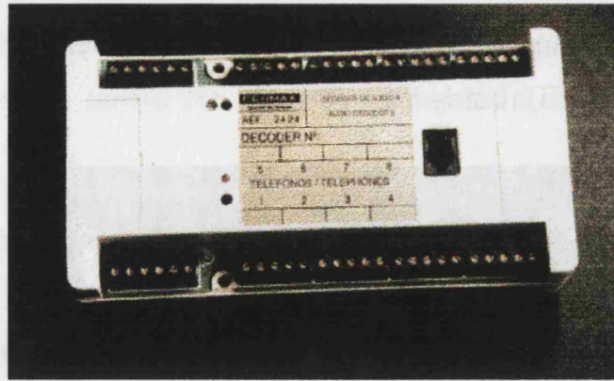


Fig. 1.6. Distribuidor de planta.

Además de los anteriores, una amplia gama de módulos específicos permiten completar las prestaciones del sistema en función de las características de la instalación. Así, es frecuente encontrar centrales de conserjería, grupos de sensores y relés, interfaces telefónicas, terminales de llave electrónica, etc.

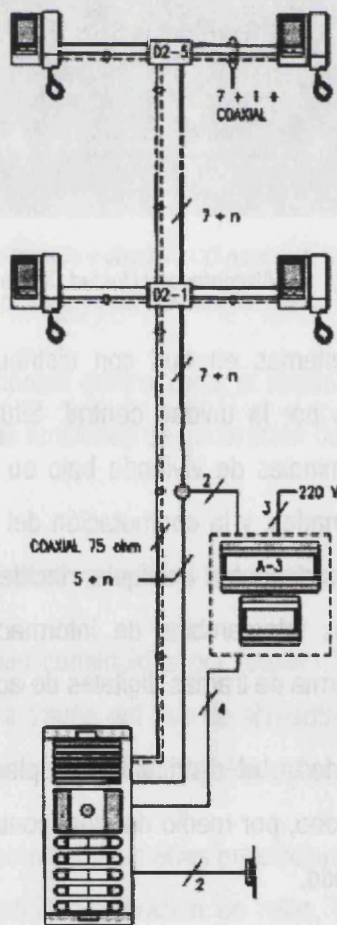


Fig. 1.7. Esquema de instalación de un equipo básico de videoportería.

Como ejemplo, la figura 1.7 muestra un esquema de instalación de videoportería clásico, compuesto por un único acceso con su correspondiente placa de calle y una distribución de dos videoterminales por planta. El principio de funcionamiento es como sigue. Al activar un pulsador desde la placa de calle, sonará una llamada electrónica en el terminal de vivienda correspondiente. La imagen aparecerá inmediatamente en el monitor, que dispone de un circuito de autoencendido. Descolgando el teléfono, será posible mantener una conversación *full-duplex* entre acceso y vivienda. Para accionar el abrepuertas, se pulsará la tecla situada en la parte frontal del terminal de vivienda. Al cabo de un tiempo, el monitor se apagará y el terminal será desconectado del canal de audio. Así, el sistema queda libre y preparado para otra futura intercomunicación.

Las instalaciones de videointercomunicación están compuestas por dos redes físicamente disjuntas, correspondientes al flujo de audio y al de vídeo. La primera constituye la base sobre la que se sustenta cualquier otro servicio, incluido el relativo al vídeo.

El sistema de vídeo está formado por un módulo emisor, fuentes de alimentación, enrutadores y módulos terminales. El emisor, localizado en la placa del acceso, incluye un sensor CCD, con la óptica correspondiente, y un circuito modulador cuya salida es vídeo compuesto. La señal es conducida a lo largo del edificio, normalmente sobre cableado coaxial, junto con los hilos que portan la alimentación exclusiva del sistema de vídeo. En instalaciones de distribución por planta, un módulo cambiador de vídeo, esclavo del distribuidor de planta, enruta la señal hacia el terminal adecuado. En cada terminal, un monitor TRC o TFT presenta la imagen, activado por el módulo telefónico mediante una señal de control. Como se observa, el servicio de vídeo es sustentado por una instalación previa de audio. Por ello, se describirán a continuación diversos sistemas de intercomunicación sin hacer referencia a una eventual instalación de vídeo.

### 1.3. Clasificación.

En la actualidad existen diversos sistemas intercomunicadores cuyas características permiten adaptarse tanto a los condicionantes económicos como a las prestaciones exigidas por el usuario. Una posible clasificación puede fundamentarse en aspectos topológicos. En general, sin considerar las particularidades de cada fabricante, cabe diferenciar dos grandes familias: los sistemas con hilo de llamada o en estrella (sistemas  $4+n$ , sistemas  $1+n$ ), y los sistemas sin hilo de llamada o en bus (sistemas en bus común, sistemas de distribución en planta).



### 1.3.1. Sistemas con hilo de llamada.

En los sistemas con un hilo dedicado a la transmisión de la señal de llamada, es éste quien impone un esquema de instalación radial. Dos son las posibilidades más frecuentes:

#### Sistemas 4+n.

Estos responden al esquema clásico de sistema de portería electrónica, expuesto en la figura 1.7. Los pares de alimentación y audio se disponen en bus común a lo largo de la instalación, mientras que el hilo conductor de la señal de llamada es individual, enlazando el módulo de pulsadores con cada terminal de vivienda, conformando un esquema en estrella.

Desde el punto de vista histórico, el 4+n es el más maduro entre los sistemas de intercomunicación para edificios. Presenta un desarrollo electrónico simple, y por ello, los módulos resultan ser muy económicos. La instalación 4+n no requiere ningún tipo de programación o inicialización. Por su sencillez, sus terminales son fácilmente compatibles con otros sistemas. Sin embargo, la cantidad de hilos conductores incrementa el precio del sistema. El complejo esquema de instalación facilita la comisión de errores de instalación y complica la detección de averías. Por último, presenta una difícil escalabilidad física. Así, es necesario volver a planificar una instalación si requiere incrementar el número de terminales o de accesos. [2]

#### Sistemas 1 + n.

Estos presentan un esquema topológico radial, similar a una instalación telefónica privada. Han sido concebidos para sustituir antiguas instalaciones sin audio, compuestas por parejas de pulsador en calle y timbre en vivienda. El sistema 1+n aprovecha el cableado individual existente para transmitir la señal audio *full-duplex*, el tren de llamada y la señalización para activar el sistema de apertura. El conductor común se emplea como referencia eléctrica.

Las instalaciones 1+n no requieren inicialización. Por otro lado, la privacidad de las conversaciones es una característica inherente al sistema, gracias a su esquema en estrella. Sin embargo, comparte las desventajas del sistema 4+n derivadas del número de hilos a emplear: cableado costoso e instalación compleja, si la instalación no aprovecha una infraestructura previa, y difícil escalabilidad. Finalmente, los terminales son diseñados especialmente para instalaciones 1+n, y no suelen ser compatibles con otros sistemas de intercomunicación. [3]

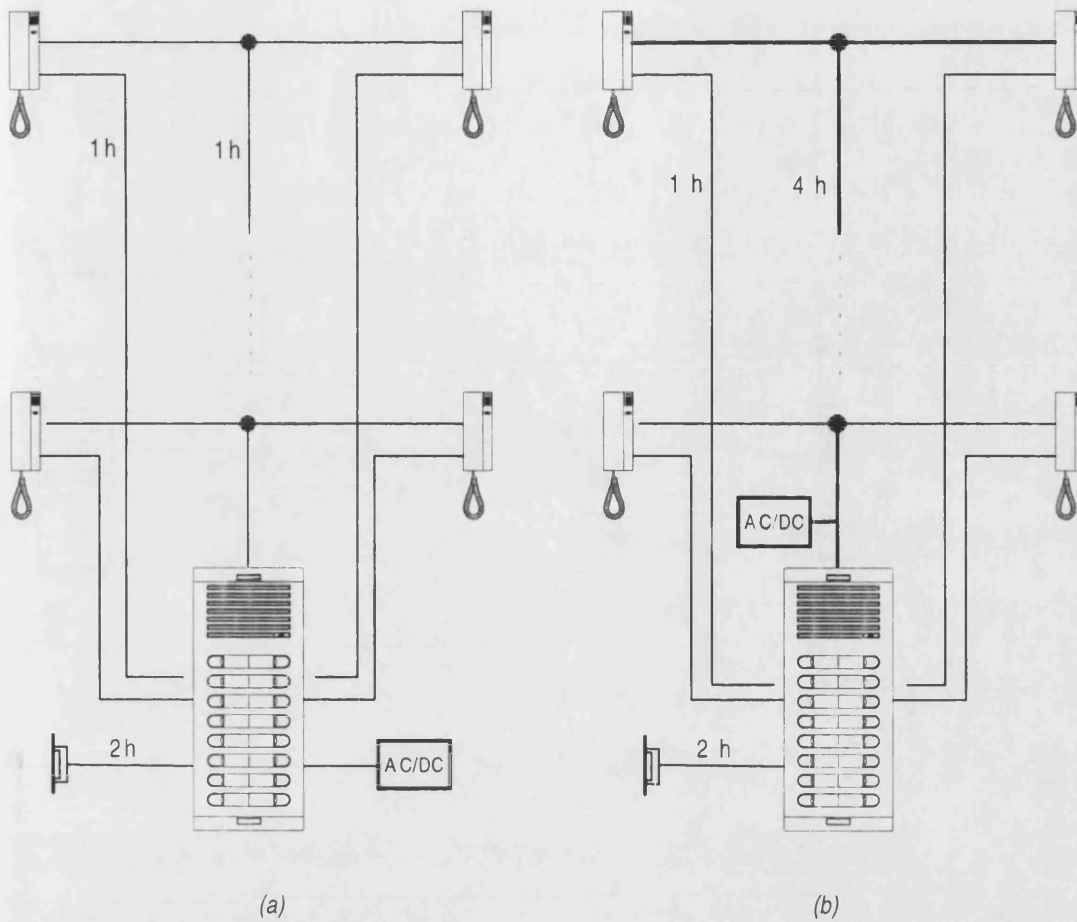


Fig. 1.8. Sistemas con hilo de llamada. a) 1+n. b) 4+n.

### 1.3.2. Sistemas sin hilo de llamada.

El empleo de microcontroladores permitió el desarrollo de módulos capaces de comunicarse entre sí. Ello posibilitó la aparición de sistemas de medio compartido, basados en un bus al que acceden los diversos terminales, bien directamente, o mediante módulos concentradores o distribuidores.

El medio común está formado por un conjunto de conductores en paralelo que portan, por un lado, la señal analógica de audio, por otro, la alimentación del sistema, y finalmente, información de señalización en formato digital. Esta última está constituida por comandos que conforman el protocolo para el establecimiento, control y finalización de las comunicaciones, y para la comunicación de incidencias y la supervisión del sistema.

Dentro de los sistemas en bus, se puede distinguir entre los sistemas en bus común, y los sistemas de distribución en planta.

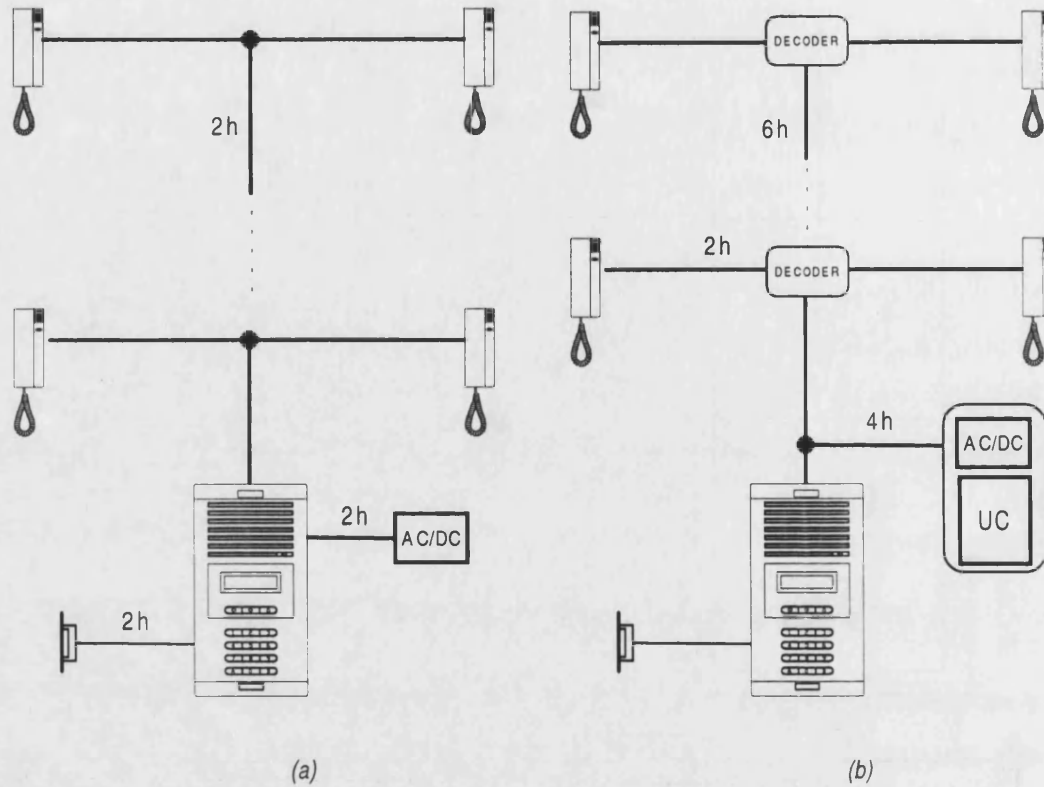


Fig. 1.9. Sistemas en bus. a) Bus común. b) Distribución en planta.

Sistemas en bus común.

Los sistemas en bus propiamente dicho buscan la máxima simplificación de la instalación. El número de conductores es mínimo. Así, un sólo par puede transportar audio, datos, e incluso la alimentación del sistema. Los terminales se conectan al bus directamente, sin el empleo de distribuidores. Ello exige una mayor complejidad de los módulos, que deben ser capaces de establecer por sí mismos los intercambios de tramas del protocolo propio del sistema.

Los sistemas en bus común presentan las ventajas e inconvenientes de una topología de medio compartido. Así, las instalaciones son sencillas y fácilmente ampliables. Sin embargo, los diversos módulos comparten el medio, y esta falta de aislamiento puede provocar que una avería localizada repercuta en toda la instalación. Además, aunque el cableado y conexionado sea simple, la complejidad de los terminales repercute negativamente en el precio final de la instalación. Por otro lado, compartir el medio para transmitir la señal de audio y los comandos propios del protocolo limita el empleo de la instalación para la transferencia de datos. Finalmente, el medio compartido exige la identificación de los módulos, en un proceso de inicialización del sistema. [4]

## Sistemas de distribución en planta.

Presentan una topología mixta. En cada planta, los terminales de vivienda se conectan al denominado distribuidor de planta, configurando una topología en estrella. Un bus central vertebrado la instalación recorriendo el edificio, enlazando los diversos distribuidores de planta y terminando en cierto módulo, la unidad central, que arbitra toda la instalación. En general, el bus canaliza la alimentación, las señales analógicas de audio y vídeo, y los datos en formato digital, empleando pares de hilos aislados entre sí.

El módulo distribuidor conmuta la comunicación desde el bus central hacia el terminal invocado en el proceso de llamada. Es este módulo distribuidor el que concentra la complejidad de la instalación en la planta, ya que debe proporcionar el servicio hacia los terminales, conmutando canales, generando llamadas, e informando a nodo central de las incidencias acontecidas en su dominio de terminales. De este modo, los terminales de vivienda puede ser simples y económicos, similares a los propios del sistema  $4+n$ .

Esta topología presenta la economía en el cableado y la facilidad de ampliación propia de los sistemas en bus. Además, los distintos terminales permanecen aislados entre sí gracias a la topología en estrella, y al empleo de distribuidores en planta. Ello facilita el diagnóstico en caso de avería. Finalmente, el empleo dentro del bus de un par aislado para la transferencia de datos digitales amplía la gama de servicios y prestaciones que el sistema puede ofrecer.

Por otro lado, es necesario programar los diversos módulos con direcciones que permitan su identificación en la instalación. Finalmente, la ubicación física de los distribuidores de planta puede resultar, en ocasiones, un grave problema de instalación. [5]

## 1.4. Limitaciones de los sistemas actuales.

Como se puede comprobar, los sistemas de intercomunicación para edificios presentan características diversas que permiten adaptarse tanto a los condicionantes económicos como a las prestaciones exigidas por el usuario. A modo de resumen, la Tabla 1.1 muestra una comparativa al respecto.

|   | <i>Menor</i>                            | <i>Medio</i>           | <i>Mayor</i>                 |
|---|---|------------------------|------------------------------|
| <i>Tamaño de la instalación</i>         | Hilo de llamada                         | Bus                    | Distribución en planta       |
| <i>Complejidad en la instalación</i>    | Bus                                     | Distribución en planta | Hilo de llamada              |
| <i>Complejidad en la inicialización</i> | Hilo de llamada                         | Distribución en planta | Bus                          |
| <i>Complejidad en los terminales</i>    | Hilo de llamada Distribución en planta. | -----                  | Bus                          |
| <i>Escalabilidad</i>                    | Hilo de llamada                         | -----                  | Bus, Distribución en planta. |
| <i>Accesorios</i>                       | Bus, Hilo de llamada.                   | -----                  | Distribución en planta.      |
| <i>Funciones especiales</i>             | Hilo de llamada                         | Bus                    | Distribución en planta.      |
| <i>Robustez</i>                         | Bus, Hilo de llamada                    |                        | Distribución en planta.      |
| <i>Coste</i>                            | Hilo de llamada                         | Bus                    | Distribución en planta.      |

Tabla. 1.1. Evaluación de los diversos sistemas intercomunicación residencial.

A la vista de lo expuesto, es posible afirmar que los sistemas de distribución en planta constituyen la solución más avanzada del mercado. Los diversos módulos componentes se interconectan en bus, formado por un coaxial para la señal de vídeo, más un cierto número de conductores de cobre para las señales de audio, datos y alimentación. La transmisión de audio y vídeo emplea tecnología analógica, mientras que la información de señalización y control del sistema está constituida por tramas en formato digital. Cada módulo incorpora un microcontrolador. Precisamente, el intercambio de datos digitales entre los sistemas microcontroladores hace posible la integración de distintos servicios sobre la instalación de intercomunicación.

Sin embargo, la tecnología hasta ahora empleada en el desarrollo de la circuitería no permite superar una serie de limitaciones comunes a los sistemas actuales.

#### Sistemas monocanal.

Cada vez son mas frecuentes proyectos de instalación complejos en áreas residenciales de cientos de viviendas, organizados en varios edificios y con múltiples accesos comunes [6].

Para estos casos, los sistemas de intercomunicación y videoportería se basan en topologías en bus con distribución en planta. Ello posibilita una instalación de elevadas prestaciones, sencilla, de fácil mantenimiento y bajo coste.

Sin embargo, la probabilidad de concurrencia de varias comunicaciones por un único tramo de la instalación es grande. Dado el caso, el sistema atiende uno de los requerimientos de conexión, conteniendo o bloqueando el resto hasta la liberación del medio compartido.

Una de las principales limitaciones en los sistemas de intercomunicación y control de accesos actuales es la dificultad para simultanear comunicaciones, ya sea entre pares de usuarios, ya sea entre terminales de acceso y terminales de vivienda. Los condicionantes económicos dificultan aún más la consecución de dicho objetivo. Hoy en día, la solución para incrementar la cantidad de canales de comunicación es añadir un número de conductores adicional por cada nuevo canal a implementar. Esta opción aumenta la complejidad y coste de los sistemas, y complica su instalación y mantenimiento. Por otro lado, el tamaño de las canalizaciones instaladas en el edificio impone una fuerte restricción física al número de canales posibles.

Un sistema de intercomunicación verdaderamente multicanal debe multiplexar la información perteneciente a las distintas comunicaciones o conexiones lógicas dentro de un único flujo de datos. Ello permite el empleo de un medio físico común, ya sea par trenzado, coaxial, o fibra óptica. Sin embargo, es necesario articular mecanismos de arbitraje y asignación de canales para evitar situaciones de contención. Además, compartir el medio exige gestionar los recursos disponibles entre los usuarios para mantener constante la calidad del servicio.

#### **Distinto soporte físico en función del tipo de señal.**

Los sistemas actuales de intercomunicación emplean conductores separados de distinto diámetro, apantallados o no, para señales de distinta naturaleza. La información de audio y vídeo se transporta en modo analógico, mientras que las señales de control pueden estar constituidas por comandos digitales. Es habitual utilizar distintos tipos de conductores según se transporte vídeo, audio o señales de control [4].

La integración de todo tipo de información del usuario independiente de su naturaleza dentro de la misma conexión permitiría el empleo de un único medio físico para todo el sistema. Como es obvio, ello supondría mayor facilidad de instalación y un importante ahorro económico.

Para integrar la información de vídeo, audio, datos, cada una de las señales debe ser digitalizada y tratada de modo específico previamente al multiplexado. Es necesario emplear de modo eficiente la capacidad de transporte del medio. El flujo de vídeo constituye el mayor problema, dado el gran ancho de banda que requiere su transmisión. Un problema añadido es el funcionamiento del sistema en tiempo real, que obliga a una compleja optimización en los diseños de circuitería y complica aún más el tratamiento de las señales.

### Rigidez topológica.

Como se ha comentado, la topología más frecuente en los sistemas de intercomunicación de elevadas prestaciones es el bus. Sin embargo, en función de las características del proyecto de instalación, en ocasiones se necesita combinar diversos esquemas. Ello requiere la combinación de sistemas de tecnología diferente. Por ello, es necesario desarrollar interfaces que encarecen el producto.

### Elevadas prestaciones en equipos analógicos implican sistemas caros.

Los equipos actuales transmiten la información de audio y vídeo mediante circuitos analógicos. La mejora en sus prestaciones se realiza a costa de complicar los desarrollos electrónicos con nuevos componentes discretos. Mientras el precio de los componentes digitales mantiene una tendencia a la baja, no ocurre lo mismo con la tecnología analógica, y ello condiciona fuertemente el precio final del producto.

### Servicios limitados.

La implantación de un sistema de portería electrónica exige el tendido de cableado a lo largo de la instalación. Es posible obtener una mayor rentabilidad del sistema si se utiliza la infraestructura existente para ofrecer nuevos servicios, ajenos al propio de portería electrónica.

En la actualidad, los sistemas de alta gama [4] permiten, por un lado, registrar incidencias detectadas por una variedad de sensores, y por otro, controlar el estado de interruptores. Así, es posible controlar sistemas domóticos simples, gobernar instalaciones de climatización, o gestionar equipos de seguridad y alarmas.

Sin embargo, gracias a las nuevas tecnologías de telecomunicaciones, el usuario espera disfrutar en su propia casa de multitud de nuevos servicios como, por ejemplo, los derivados del acceso a Internet a través de la conexión con redes metropolitanas de telecomunicación. Ello es imposible con los sistemas actuales de portería electrónica.

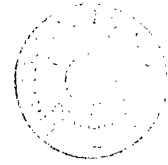
## **Conclusión.**

Un breve repaso a la historia de los sistemas de intercomunicación residencial muestra como los sucesivos hitos en la tecnología electrónica han sido aprovechados para mejorar los sistemas, dotándolos de mayores prestaciones y posibilitando la oferta de nuevos servicios. Hoy, el importante desarrollo de las tecnologías de la información y el abaratamiento de los dispositivos integrados permiten plantear el desarrollo de una nueva generación de sistemas capaces de superar las limitaciones de los actuales.

Así pues, el principal objetivo de la tesis es la concepción de un prototipo de intercomunicación de elevadas prestaciones, multicanal, capaz de integrar alimentación, datos, audio y vídeo para su transporte a través de una instalación de cableado simple y flexible topológicamente, de fácil integración en redes domóticas y metropolitanas, y con un coste económico que permita su futura comercialización.







## **2. Panorama tecnológico.**

|   |             |
|---|-------------|
| <b>SUMARIO.....</b>   | <b>2-1</b>  |
| <b>2.1. TECNOLOGÍA DE NATURALEZA DIGITAL.....</b>           | <b>2-1</b>  |
| <b>2.2. ALTERNATIVAS BASADAS EN REDES DE DATOS. ....</b>    | <b>2-3</b>  |
| <b>2.3. TECNOLOGÍAS DE ACCESO A LA RED TELEFÓNICA. ....</b> | <b>2-6</b>  |
| <b>2.4. EL PAR DE COBRE COMO MEDIO DE TRANSMISIÓN.....</b>  | <b>2-10</b> |
| <b>CONCLUSIÓN. ....</b>                                     | <b>2-16</b> |



## Sumario.

*Dado el amplio espectro de posibilidades tecnológicas, la selección de una alternativa óptima sobre la que basar el desarrollo del nuevo sistema intercomunicador aconseja partir de un planteamiento muy general. La evaluación de diversas tecnologías permitirá profundizar hasta encontrar aquella que ofrezca mayores garantías para alcanzar los objetivos inicialmente marcados.*

*Así, desde la disyuntiva entre sistemas analógicos y digitales, se pasa a la valoración de tecnologías de redes de computadoras y redes domóticas, hasta llegar a las tecnologías de carácter telefónico. El alto grado de similitud entre una instalación de intercomunicación y otra de acceso telefónico hace pensar que las soluciones tecnológicas propuestas para la segunda puedan ser de interés en la primera.*

*Para finalizar, conviene conocer los fenómenos que limitan la capacidad del par de cobre como soporte de transmisión, y que determinarán aspectos ampliamente comentados en el capítulo siguiente, como el procesado de las señales, etc.*

### 2.1. Tecnología de naturaleza digital.

A primera vista, es posible plantearse la consecución de los objetivos tecnológicos recurriendo al empleo de sistemas telefónicos analógicos, comúnmente utilizados hasta hoy. Sin embargo, la conversión de los sistemas de comunicación analógicos hacia los digitales se ha extendido rápidamente desde que en 1962 se instaló el primer sistema telefónico de transmisión digital. Hasta la fecha, la aplicación de técnicas de procesado digital de señal en los sistemas de intercomunicación es un hecho inédito, pero la exigencia por parte del usuario de nuevos servicios obliga a dar el salto, y la reducción en los costes de los componentes digitales lo hace por fin posible. La aplicación de tecnología digital frente a la alternativa analógica ofrece múltiples ventajas [7, 8].

Los sistemas de intercomunicación digital emplean el mismo tipo de dispositivos integrados que los equipos informáticos. El gran desarrollo que experimenta el mercado informático provoca un creciente consumo de circuitería digital, y por lo tanto, una disminución paulatina de los costes del material. Mientras, la circuitería analógica no sigue una tendencia tan favorable. Así, si tanto transmisión como la conmutación de canales es de naturaleza digital, es posible evitar el empleo de dispositivos analógicos más caros.

Por otro lado, el procesado de la señal es más sencillo si se realiza en el dominio digital. Por ejemplo, para reducir el número de conductores empleados en los sistemas es necesario recurrir a técnicas de multiplexado. Concretamente, el multiplexado en el tiempo <sup>1</sup> sobre señales de naturaleza digital es un proceso sencillo y económico gracias al empleo de circuitería digital. Por otro lado, en sistemas de comunicaciones, la señalización para la supervisión del canal es inherentemente digital. Por ejemplo, la señal de colgado-descolgado, o el tren de pulsos que constituye la llamada en un terminal, son transiciones de niveles binarios que pueden representarse mediante un bit dentro del flujo de datos. Con tecnología digital, estos procedimientos se tratan de un modo simple.

En otro orden de cosas, es posible afirmar que una comunicación digital presenta una mayor calidad respecto a la alternativa analógica. Las señales binarias, constituidas por pulsos de perfil definido, son fáciles de reconstruir aún después de sufrir distorsión o ruido. Para obtener una calidad aceptable en una comunicación de voz, una red analógica exige valores de SNR<sup>2</sup> entre 30 y 40 dB. Ello es debido a que el ruido se amplifica con la señal de voz a lo largo de la red. Sin embargo, un sistema digital puede admitir relaciones SNR de 15 ó 20 dB. sin presentar errores en la transmisión. Por otro lado, cuando el fenómeno de cruce de conversaciones (*crosstalk*) se produce en sistemas analógicos, es posible escuchar y entender conversaciones ajenas. Este hecho constituye un grave problema, ya que no sólo se ve afectada la calidad del canal, sino que no es posible asegurar la privacidad de la comunicación. En contraposición, las señales digitales son altamente resistentes frente a fenómenos de *crosstalk*, que se manifiestan como ruido aleatorio e ininteligible.

Además, en el dominio digital, señales de diversa naturaleza pueden ser fácilmente mezcladas para su transmisión conjunta. Los canales de transmisión digital pueden encauzar fácilmente señales de datos, vídeo y audio, previamente digitalizados. Dado que todas las señales tienen la misma forma digital, no es necesario emplear electrónica especial para separarlas, o construir canales especiales de alta calidad. Del mismo modo, es fácil supervisar y corregir el comportamiento del canal digital mediante el empleo de nodos repetidores. Sólo se requiere observar la presencia o ausencia del pulso sin tomar en consideración la fuente, el destino o la naturaleza de la información.

---

<sup>1</sup> Conocido en la literatura como TDM, del inglés *Time Division Multiplexing*.

<sup>2</sup> Del inglés *Signal to Noise Ratio*, es la relación entre la energía de la señal S y la del ruido R: S/N.

La transmisión digital frente a la analógica no está libre de inconvenientes. La principal desventaja es que la primera requiere un ancho de banda ocho veces mayor que la segunda. Ello complica el diseño de circuitos y encarece los costes de transmisión. Por ejemplo, consideremos la transmisión de 24 canales de audio de 4 KHz cada uno. Un enlace T1<sup>3</sup> presenta una velocidad de transmisión de 1.544 Mbps, y ocupa un ancho de banda de 744 KHz. Sin embargo, la transmisión analógica de los 24 canales por multiplexado en frecuencia requiere tan solo 96 KHz. Esta diferencia se puede entender de modo intuitivo si se considera el perfil abrupto de la señal digital. Afortunadamente, este inconveniente puede paliarse mediante el empleo de técnicas de compresión de la información previa a su transmisión.

Otro problema que presentan los sistemas digitales de transmisión es la necesidad de sincronizar los módulos de emisión y recepción para una correcta transferencia de la trama digital. Además, para evitar errores en la recepción de los datos, es necesario asegurar con la mayor exactitud posible la sincronización en frecuencia y fase entre la señal de reloj y el flujo de datos. Pequeñas diferencias en las velocidades de transmisión entre los diversos nodos de la red pueden compensarse si se utiliza el mismo tipo de circuitos integrados, pero si las velocidades son dispares, será necesario sincronizar todos los nodos señalando a uno como maestro.

Así pues, el empleo de tecnología digital parece el camino para alcanzar las metas propuestas en el desarrollo del nuevo sistema intercomunicador.

## 2.2. Alternativas basadas en redes de datos.

La construcción de un prototipo orientado a una futura comercialización exige el empleo de tecnología estandarizada por comités internacionales. Sobre los resultados publicados por diversos grupos de investigación, dichos comités formulan y definen los aspectos tecnológicos que permiten alcanzar las prestaciones necesarias para el desarrollo de aplicaciones en el área de interés. Los fabricantes de circuitería desarrollan sus productos según dichos estándares para asegurar su compatibilidad e interoperatividad. La competencia influye positivamente en el precio de la tecnología, facilitando su desarrollo y expansión.

En la elección de la tecnología base de un proyecto se ha de tener en cuenta no sólo el perfil de la aplicación, sino también factores tales como la escalabilidad e interoperatividad tecnológica, el grado de estandarización, la disponibilidad y coste de los componentes, etc. Una

---

<sup>3</sup> Según la jerarquía de transmisión de señales digitales TDM en USA y Japón, un servicio T1 agrupa 24 canales de 64 Kbps. Su equivalente europeo E1 suma 30 canales de 64 Kbps.

elección afortunada permitirá asegurar una vida larga y rentable para la familia de productos resultantes.

Durante los últimos años, las tecnologías para el intercambio de información entre computadoras han experimentado un gran desarrollo. En concreto, las redes informáticas de ámbito local son cada vez más frecuentes [9, 10], y la producción masiva de módulos y tarjetas para la interconexión de ordenadores ha permitido una caída espectacular del precio de los circuitos integrados que soportan tecnologías tales como IEEE 802.3 CSMA/CD (*Ethernet*) [11] o IEEE802.4 *Token Bus* [12].

A primera vista, el empleo de circuitería propia de tecnologías concebidas para la interconexión de ordenadores parece una solución interesante. La extensión geográfica de una red informática, entre cientos de metros y varios kilómetros, puede ser comparable al área de una instalación de portería electrónica típica. Del mismo modo, el ancho de banda requerido por una teórica instalación de videoportería digital, de varios cientos de Kbps, podría ser soportado por un sistema basado en *Ethernet*, por ejemplo [13].

Sin embargo, las redes de computadoras están pensadas para el intercambio de paquetes de datos entre sistemas de procesado y almacenamiento, y no para el mantenimiento de conversaciones humanas entre terminales. Estas últimas imponen en el proceso de comunicación unas condiciones muy restrictivas. En efecto, las diferencias entre los perfiles de una conexión de audiocomunicación y otra de transferencia de datos son notables [14]. La transferencia de voz o vídeo en tiempo real es de naturaleza isócrona. El mantenimiento de una conversación exige la conexión permanente entre emisor y receptor. La señal puede verse como una sucesión de muestras de tamaño finito generadas, transmitidas y recibidas dentro de un intervalo determinado. Así, es necesario asegurar una total integridad en el flujo de la información, que debe transferirse no sólo conservando la secuencia, sino además a velocidad constante. Por último, una red de intercomunicación cuya calidad de servicio<sup>4</sup> dependiera de la cantidad de tráfico instantáneo sería rechazada por el conjunto de usuarios. En definitiva, son las tecnologías de conmutación de circuitos las que mejor se adaptan a las necesidades de la aplicación [15].

En los últimos tiempos, el auge experimentado por Internet posibilita no sólo la recepción de audio y vídeo desde bases de datos, sino incluso el mantenimiento de videoconferencias o

---

<sup>4</sup> Término conocido en la literatura por "QoS", del inglés, *Quality of Service*.

conversaciones en tiempo casi real, si las condiciones referentes a la calidad del servicio lo permiten. En estos casos, la información de audio digital es empaquetada para su transmisión a través de la red, y tratada en los computadores terminales según protocolos y estándares definidos para distintos niveles de proceso. Esta tecnología está al alcance de cualquier usuario que disponga de un ordenador conectado a una red metropolitana. Sin embargo, el empleo de ordenadores como terminales de intercomunicación o portería está fuera de las especificaciones del presente trabajo.

Para el desarrollo de sistemas de intercomunicación en edificios, una posibilidad que merece ser evaluada es la constituida por las denominadas tecnologías domóticas [17]. Estas pueden ser consideradas como un subconjunto de las tecnologías de red de área local, con un ámbito de aplicación limitado a la interconexión de dispositivos en un área residencial.

Sin embargo, las estas tecnologías presentan dos serios inconvenientes. Por un lado, las redes domóticas están principalmente concebidas para el intercambio de datos de control entre los diversos electrodomésticos de la vivienda. Con carácter muy especial, algunos sistemas prevén la integración de señales de televisión o de teléfono, pero la necesidad de dotar a la red de habilidades complejas, como son, la asignación dinámica los recursos del medio en función de la naturaleza de la información, o el establecimiento de protocolos multimaestro compatibles con una gran variedad de dispositivos, los encarece enormemente. Pero la desventaja más grave está constituida por la ausencia de estándares internacionales. La dificultad de integrar una gran diversidad de productos en una sola red favorece la realización de soluciones particulares para cada tipo de dispositivos. Además, los intereses particulares de los fabricantes han impedido hasta la fecha los acuerdos internacionales que permitirían asegurar la interoperatividad, necesaria para impulsar definitivamente la tecnología domótica en el mercado<sup>5</sup> [18].

Con todo ello, es posible proponer para el prototipo de intercomunicación un diseño basado en una tecnología digital estándar. Rechazadas las alternativas relativas a redes de área local para transferencia de datos o para aplicaciones domóticas, cabe pensar en aquellas tecnologías concebidas para la comunicación de voz.

---

<sup>5</sup> Algunas de estas tecnologías son: Cebus, X10, EI-BUS, Batibus, Lonworks, etc.



### 2.3. Tecnologías de acceso a la red telefónica.

La infraestructura que permite el acceso del abonado a la red digital pública se compone de dos tramos: la instalación del usuario y la red local. El primero permite interconectar dentro del recinto propiedad del usuario, equipos tales como terminales telefónicos, ordenadores, etc. El segundo, también conocido como "lazo" o "bucle del abonado", es responsabilidad de la compañía telefónica, y hace referencia al enlace entre la instalación del abonado y el nodo de la red pública más cercano [19].

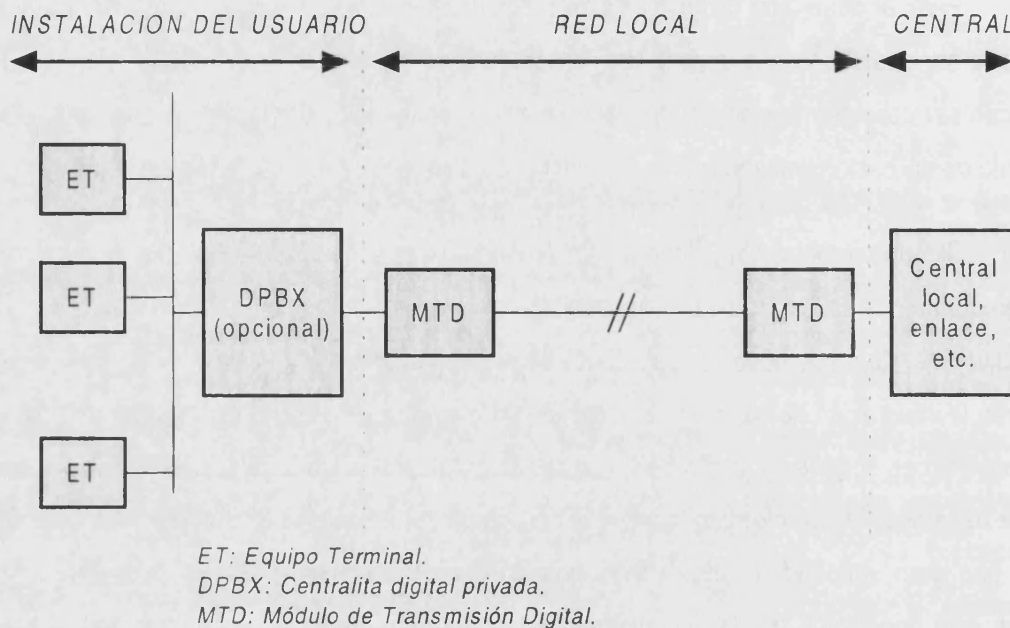


Fig. 2.1 Acceso del usuario a la red digital pública.

Es evidente el alto grado de similitud entre una instalación telefónica y una de intercomunicación. Por ello, son varias las razones que inducen a plantear el desarrollo del prototipo intercomunicador a partir de las tecnologías digitales que permiten al abonado el acceso a la red telefónica pública.

El bucle del abonado consiste en un enlace entre un nodo de acceso a la red pública y el usuario, cuya longitud máxima ronda los 4 Km. Por otro lado, la instalación del usuario puede ofrecer diversas variantes topológicas para la interconexión de sistemas en un radio de hasta 1 Km. Dichas magnitudes concuerdan con la cantidad de cableado empleado habitualmente en una instalación de intercomunicación en el ámbito residencial.

La red de acceso del abonado está formada por cierto número de hilos de cobre, estructurados en pares. Del mismo modo, los actuales sistemas de intercomunicación para

comunidades residenciales se basan en el cobre como soporte físico para la transmisión. Ello es así por motivos históricos y económicos. Por un lado, las características mecánicas facilitan su manipulación por parte de instaladores y usuarios. Por otro, el cobre es un material altamente resistente a los factores medioambientales. Además, los aspectos eléctricos como medio de transmisión se adaptan a las exigencias de la telefonía básica, basados en el transporte señales analógicas con un perfil frecuencial en la banda de 0 a 4 KHz. Finalmente, el cobre como materia prima es abundante y fácil de obtener, y ello tiene fiel reflejo en el precio del cableado.

Estas razones promueven el interés por continuar empleando pares de hilos conductores como medio de transmisión en los futuros sistemas de intercomunicación. Por añadidura, el mercado de reposición en edificios de antigua construcción, en los cuales ya existe una infraestructura cableada previa, representa un importante volumen de negocio para las compañías fabricantes e instaladoras de sistemas de intercomunicación. Sin embargo, el perfil de la señal eléctrica en los medios de transmisión digital, cuyo espectro podría extenderse más allá del MHz, supone a priori una fuerte restricción al empleo del par trenzado que, de no superarse, podría exigir la utilización de otros medios, como coaxial o fibra óptica.

La digitalización del servicio sobre el lazo del abonado en las instalaciones telefónicas, presenta este mismo problema. Consecuentemente, las soluciones tecnológicas adoptadas por las compañías telefónicas para la transmisión digital en el lazo del abonado sobre par de cobre pueden ser de inmediata aplicación en el sector de la intercomunicación residencial.

Otro aspecto a considerar es la naturaleza de la información. Tanto la red telefónica como la instalación de intercomunicación están inicialmente concebidas para el establecimiento de comunicaciones humanas. Como ya se ha expuesto, una conexión de naturaleza humana exige una estrecha relación temporal entre ambos extremos para la correcta transmisión del mensaje. Así, la conexión debe mantenerse durante la comunicación, la información debe fluir de modo constante, manteniendo la integridad secuencial, y con una calidad del servicio constante. Las exigencias para la transmisión entre máquinas son mucho más tolerantes, y resulta más sencillo intercambiar datos a través de la red orientada a comunicaciones de voz que mantener una conversación hablada sobre una red de transferencia de datos.

Como se recordará, el prototipo intercomunicador objeto de este trabajo pretende integrar sobre el mismo soporte físico varias comunicaciones de audio y vídeo. Es evidente que, para alcanzar dichos requerimientos, la principal dificultad consiste en acomodar semejante flujo

de información, que una vez digitalizado puede alcanzar varios cientos de Mbps, en un medio, par de cobre, cuya capacidad en el caso más favorable puede ser del orden de 10 Mbps [20]. El soporte de este tipo de servicio supone el procesamiento de un gran ancho de banda, por lo que es globalmente conocido como servicio de banda ancha<sup>6</sup>.

De nuevo, este es un problema compartido por las compañías telefónicas [21]. En la actualidad, tres hechos marcan la evolución actual de las redes de comunicaciones. Por un lado, la aparición de las comunicaciones digitales móviles, por otro la implantación progresiva de servicios integrados de banda ancha, y por último, la explosión de Internet.

La tecnología ATM<sup>7</sup> [22] ha sido considerada por los organismos de estandarización como la mejor solución para la provisión de servicios integrados de banda ancha (RDSI-BA)<sup>8</sup> [23]. Sin embargo, hasta la fecha presenta dos inconvenientes. Por un lado, hay aspectos concretos de los estándares que aún no han sido completamente definidos como, por ejemplo, los relativos al mantenimiento de la red. Por otro lado, el desarrollo de sistemas basados en ATM implica efectuar grandes inversiones en infraestructuras y equipos.

Hoy por hoy, en el área de las comunicaciones móviles a través de enlaces de radio digital sólo están disponibles los servicios de comunicaciones de audio y datos de bajo caudal.

En cuanto a Internet, su éxito reside sobre todo en el bajo coste que supone para el usuario. Gracias a las últimas técnicas de codificación compresión de vídeo y audio, en la actualidad es posible disfrutar de servicios multimedia a través de Internet. En este sentido, se podría considerar a Internet como una alternativa de bajo coste a la tecnología ATM. Sin embargo, presenta como gran inconveniente la imposibilidad de garantizar el mantenimiento constante en la calidad del servicio al usuario.

Así pues, por distintos motivos, ninguno de los campos tecnológicos hasta ahora citados es lo suficientemente maduro como para posibilitar una integración de servicios de banda ancha de extremo a extremo.

Mientras, existen fuertes motivaciones económicas que presionan para encontrar alternativas transitorias. El desarrollo de redes de banda ancha está principalmente motivado por la demanda de los usuarios. Por ello, las compañías telefónicas consideran como un aspecto

---

<sup>6</sup> En la literatura es frecuente encontrar el término en inglés, *broadband*.

<sup>7</sup> ATM son las siglas de *Asynchronous Transfer Mode*, modo de transferencia asíncrona.

<sup>8</sup> Conocida en la literatura como *broadband ISDN* (B-ISDN).

estratégico muy importante, el acceso a las redes públicas de comunicación a corto plazo. Así, desde finales de los 80, se investigan diversas tecnologías y arquitecturas sobre el lazo del abonado para integrar servicios integrados de transmisión de datos, voz y vídeo.

Así, las crecientes prestaciones de los dispositivos integrados junto a los avances en procesamiento digital han posibilitado el desarrollo de las tecnologías de transmisión sobre la Línea Digital del Abonado, conocidas globalmente como xDSL<sup>9</sup>. Estas emplean la infraestructura de cobre existente en el lazo del abonado, y aprovechan la porción de ancho de banda no ocupada por el canal clásico de voz para hacer posibles nuevos servicios digitales de banda ancha [24].

Las tecnologías xDSL evitan el empleo de repetidores o amplificadores, así como la instalación de medios como coaxial o fibra. Simplemente se requiere colocar un módem xDSL en cada extremo del bucle basado en par de cobre. Soportan los formatos y caudales marcados por las jerarquías internacionales. Las tecnologías más vanguardistas, como DSL asimétrico (ADSL) o DSL de muy alta velocidad (VDSL)<sup>10</sup>, permiten el servicio simultáneo de telefonía analógica con transmisión digital.

Dichas tecnologías incorporan avanzadas técnicas de procesamiento digital para satisfacer ciertos requerimientos propios de las instalaciones telefónicas. Afortunadamente, las características propias de una instalación de intercomunicación local imponen unos condicionantes menos restrictivos. Así, será posible prescindir de algunos de dichos procesos, simplificando el desarrollo. Ello influirá positivamente en el coste económico del sistema intercomunicador.

La calificación como estándares internacionales de las tecnologías xDSL facilitarán su desarrollo y posterior implantación, unificando los criterios de diseño y fabricación de nuevos productos para asegurar su interoperatividad. De nuevo, la natural competencia comercial redundará positivamente en los precios.

Las prestaciones ofrecidas por las diversas tecnologías xDSL mantienen una estructura de capas. Es decir, las técnicas propias de una tecnología en un nivel superior ofrecen alto grado de compatibilidad con las de orden inferior. Ello facilita la futura evolución del sistema de intercomunicación, adoptando las tecnologías más vanguardistas conforme los condicionantes económicos lo permitan.

---

<sup>9</sup> Las diversas tecnologías tienen el sufijo DSL, del inglés, *Digital Subscriber Line*.

<sup>10</sup> Del inglés, *Asymmetric DSL (ADSL)* y *Very High DSL (VDSL)*.

Una de las características deseables en el nuevo prototipo intercomunicador sería su fácil interconexión con las redes de ámbito local o metropolitano, ofreciendo conexiones digitales extremo a extremo. La consecución de esta meta es más sencilla si tanto la red metropolitana como la residencial comparten los mismos fundamentos tecnológicos.

Así pues, las soluciones adoptadas por las compañías telefónicas para permitir el acceso del abonado a redes de banda ancha a través del enlace local digital, parecen constituir la plataforma más consistente sobre la que basar el diseño de un prototipo intercomunicador para áreas residenciales. En este sentido, la Red Digital de Servicios Integrados (RDSI)<sup>11</sup> constituye el modelo básico que permitirá definir, por un lado, los bloques funcionales constituyentes del prototipo, y por otro, las tecnologías de transmisión entre ellos [25].

Como se ha comentado, la provisión de servicios de banda ancha sobre par trenzado de cobre es un reto tecnológico motivado por importantes intereses comerciales. A continuación se presentará un breve estudio sobre las características del hilo de cobre como medio de transmisión digital, con especial atención sobre los efectos que limitan su capacidad de transporte.

## **2.4. El par de cobre como medio de transmisión.**

El comportamiento del medio de transmisión constituye el factor que más restringe las prestaciones de las tecnologías digitales sobre cobre. Por ello, merece la pena considerar algunos aspectos físicos del bucle local. Como ya se ha expuesto, está constituido por un conjunto de pares de hilos de cobre individualizados desde el nodo de conexión a la red pública hasta cada abonado. Para el rango de frecuencias propio de aplicaciones de transmisión de voz o de datos vía módem, el comportamiento del par de cobre es bien conocido. Sin embargo, para transferencias de alta velocidad, aparecen continuamente en la literatura nuevos modelos que permiten predecir cada vez con mayor exactitud las prestaciones del medio [28, 31].

Son diversos los factores que limitan la capacidad de los canales en los bucles del abonado. La respuesta en frecuencia de un bucle típico cae rápidamente a altas frecuencias. Para aplicaciones de voz, es aconsejable emplear ecualizadores que modelen el perfil del canal. Concretamente, para lazos superiores a 5 Km., era frecuente hasta hace muy poco colocar en la

---

<sup>11</sup> Conocida en la literatura por sus siglas en inglés: *Integrated Services Digital Network* (ISDN).

línea inductores que ecualizaran la respuesta del medio en la banda de voz. Sin embargo, esta solución incrementa fuertemente la atenuación a frecuencias superiores a 4KHz, y es inviable en aplicaciones de transmisión digital. Por otro lado, en este tipo de transmisión es necesario considerar no sólo su respuesta en amplitud, sino también en fase. El hilo de cobre es un medio dispersivo, es decir, su respuesta en fase no es estrictamente lineal con la frecuencia, muy especialmente a frecuencias bajas (<20 KHz) [26].

De la Teoría de Parámetros Distribuidos [27] en líneas de transmisión, se deduce que la respuesta en frecuencia de un par de hilos es:

$$H(f) = e^{-\gamma(f)d} \quad [2.1]$$

donde  $d$  es la longitud de la línea y  $\gamma$  es la constante de propagación

$$\gamma(f) = \sqrt{(R + j2\pi fL) + (G + j2\pi fC)} \quad [2.2]$$

con  $R$ ,  $L$ ,  $G$ , y  $C$  denotando la resistencia serie, la inductancia serie, la conductancia paralelo y la capacidad paralelo por unidad de longitud. Considerando partes real e imaginaria, se tiene

$$\gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f) \quad [2.3]$$

donde  $\alpha(f)$  es el factor de atenuación y  $\beta(f)$  es el factor de distorsión de fase.

La atenuación del cable  $L$  a una distancia  $d$  y para una frecuencia  $f$  se puede poner como

$$L_{dB}(d, f) = -20 \log_{10} |H(d, f)| = \frac{20}{\ln 10} d\alpha(f) = 8.686d\alpha(f) \quad [2.4]$$

Una breve discusión sobre las propiedades de  $H(f)$  puede encontrarse en [28]. En resumen, para frecuencias menores de 20 KHz, las constantes  $R$ ,  $L$ ,  $C$  y  $G$  pueden considerarse independientes de la frecuencia, y  $\alpha(f)$  y  $\beta(f)$  presentan una proporcionalidad aproximada con la raíz cuadrada de  $f$ . Para frecuencias mayores de 200 KHz, la dependencia de las constantes con la frecuencia debe ser tenida en cuenta, y en concreto el efecto piel relacionado con  $R(f)$  impone de nuevo una dependencia de  $\alpha(f)$  con la raíz cuadrada de  $f$ , mientras que  $\beta(f)$  es aproximadamente lineal con  $f$ .

Así, sobre una señal digital consistente en un tren de pulsos, la influencia del medio dispersivo se manifiesta como una atenuación de la amplitud y una distorsión de la fase que provoca un incremento de la anchura de cada pulso, produciéndose solapamientos. Este fenómeno se conoce como interferencia intersímbolo (ISI), y se ve agravado por la presencia en el medio de uniones entre conductores de distinto diámetro, o de conectores en circuito abierto. Estos elementos causan desadaptaciones de impedancias que provocan reflexiones y distorsiones en la señal digital. Así pues, los módulos de comunicaciones deberán incluir circuitos de equalización y de recuperación de sincronismos en recepción capaces de compensar estas degradaciones.

Desde el punto de vista económico, es muy interesante emplear en la infraestructura de acceso a la red el mínimo número de hilos necesarios para posibilitar el servicio. Así, es muy frecuente efectuar una transmisión en ambos sentidos simultáneamente sobre un único par de hilos. Ello se consigue gracias a la utilización de redes balanceadas híbridas, que separan las dos direcciones de transmisión empleando un puente balanceado de cuatro terminales. Si las impedancias están balanceadas la conversión de dos a cuatro hilos se realiza con éxito. En la actualidad, los circuitos híbridos incluyen circuitos activos, tal y como se muestra en la figura 2.2.

El transformador  $T$  facilita la transmisión balanceada y el rechazo de la interferencia en modo común. El condensador  $C$  situado en el bucle permite una posible alimentación a través de la línea. En efecto, desde la central podría aplicarse una tensión sobre la línea, y en el lado del abonado, dos conectores situados a ambos lados del condensador  $C$  permitirían la alimentación remota de la circuitería electrónica.

Por otro lado, por el principio de superposición, la salida del amplificador de recepción contiene la suma de la señal recibida de la línea, más una pequeña componente correspondiente al transmisor local. Esta aportación es nula si se cumple:

$$Z_1 / Z_2 = Z_3 / Z_L \quad [2.5]$$

donde  $Z_L$  hace referencia a la impedancia vista a través del transformador y el condensador. En la realidad, esta condición no se puede cumplir exactamente, dado que  $Z_{1,2,3}$  están constituidas por elementos discretos, mientras que  $Z_L$  forma parte del bucle, que es un sistema distribuido. Y aunque fuera posible, sería necesario realizar un ajuste para cada usuario. En definitiva, existe una pequeña componente de la energía emitida que se filtra por el canal de recepción. La

eliminación de este eco pasa por el empleo de circuitos denominados canceladores adaptativos de eco.

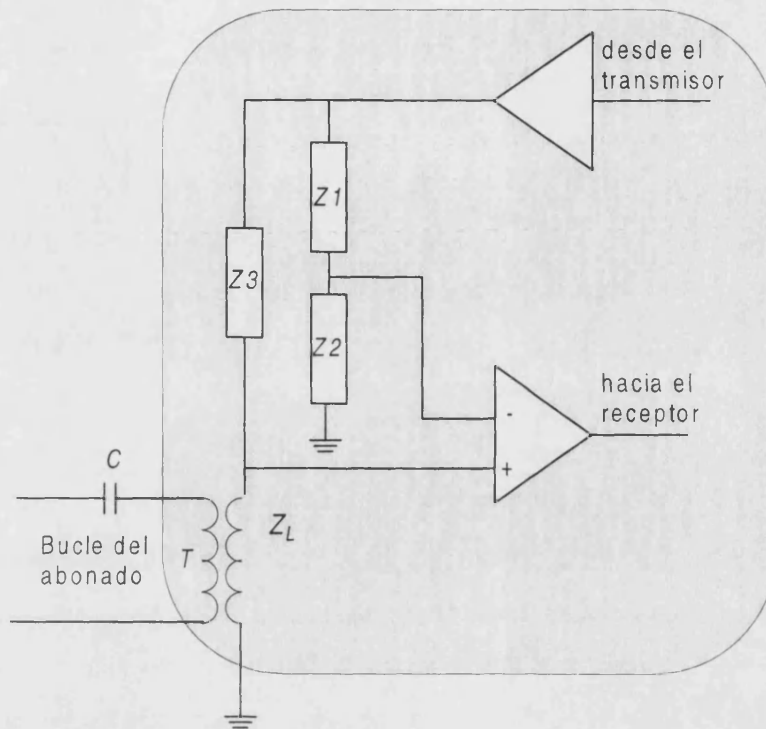


Fig. 2.2. Ejemplo de red híbrida.

Además de los fenómenos de ISI y de eco, existen otros tipos de ruido. Las redes de telecomunicaciones pueden estar expuestas a fuentes de ruido electromagnético. Así, las señales digitales a alta velocidad sobre pares de hilos no apantallados pueden generar y captar ruido en la banda de frecuencias asignada a diversos servicios de radio, como la de difusión comercial AM, por ejemplo. Por consiguiente, es necesario dotar a la red de la inmunidad suficiente para evitar la conducción de las interferencias de radio hacia los extremos del enlace.

Los factores adversos asociados al medio bifilar expuestos hasta el momento han sido tratados frecuentemente por la literatura [26, 28, 29]. Es fácil encontrar diversos modelos que describen el comportamiento estadístico de cada uno de dichos fenómenos [30, 31]. Sin embargo, los espúreos <sup>12</sup> exigen un tratamiento especialmente complejo, ya que es muy difícil de predecir y analizar dado su carácter esporádico. Está originado por diversos mecanismos, como pulsos de marcación, señales de llamada, transiciones colgado/descolgado, sistemas de conmutación eléctrica, etc., que inducen pulsos de energía en los conductores adyacentes,

<sup>12</sup> Conocido en la literatura como *impulse noise*.



esporádicos y de corta duración, del orden de microsegundos. Si la magnitud del pulso es suficientemente grande, puede ser causa de errores en la transmisión. En este caso, los efectos pueden ser mitigados mediante el empleo de una codificación FEC<sup>13</sup> que permita la detección y corrección de errores [32].

En la práctica se demuestra que uno de los fenómenos más perjudiciales en los sistemas de transmisión digital en el bucle del abonado es el conocido como *crosstalk* [24, 28]. Este es causado por el acoplo inductivo-capacitivo inevitable entre pares conductores adyacentes a lo largo de la línea. Son varios los tipos de *crosstalk* distinguidos por la literatura. Concretamente, en los sistemas *full-duplex* se considera como uno de los factores más dañinos el denominado *near-end crosstalk* o NEXT. Este se produce cuando la señal transmitida hacia el terminal remoto, de cierta potencia en las cercanías del emisor, se induce sobre el hilo de recepción que transporta la señal débil procedente del terminal remoto. En contraposición, cuando el fenómeno de *crosstalk* se induce sobre la señal que es transmitida hacia el extremo lejano de la red, lo que se conoce como *far-end crosstalk* o FEXT. Al contrario que NEXT, FEXT experimenta la atenuación del cable, ya que tanto la interferencia como la señal perturbada son atenuadas durante la transmisión. Por ello, en general, el efecto NEXT sobre la transmisión es más perjudicial que el derivado de FEXT.

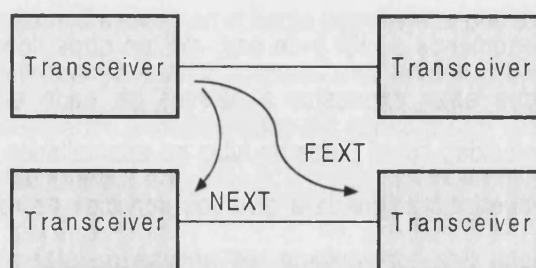


Fig. 2.3. Tipos de *crosstalk*.

Para tratar de minimizar estos fenómenos, los hilos conductores suelen trenzarse por pares, con objeto de conseguir una estructura eléctricamente balanceada. En la realidad, debido al proceso de construcción del par, ello no es posible, y las diferencias capacitivas e inductivas entre hilos son la causa directa de los fenómenos de *crosstalk*.

<sup>13</sup> Siglas de *Forward Error Correction*, permite la corrección de errores mediante la introducción de información redundante en la codificación. De este modo, se evita la retransmisión del dato erróneo.

De acuerdo con el teorema de Shannon, puede asignarse a la capacidad del canal un límite superior expresado en  $bps^{14}$ , que depende tanto del intervalo de frecuencias dentro del cual es posible transmitir,  $W$ , como de la calidad del canal, representada por la relación SNR, donde  $S$  es la potencia de la señal recibida al final del medio de transmisión y  $N$  da cuenta de la potencia de ruido detectada en el receptor. Así,

$$D_{max} = W \cdot \log_2 \left\{ 1 + \frac{S}{N} \right\} \quad [2.6]$$

Para el caso de un par trenzado para servicio telefónico analógico, valores típicos son  $W = 4$  KHz.,  $S/R = 30$  dB. Por lo tanto, la máxima capacidad teórica del canal en dicha aplicación ronda los 40 Kbps.

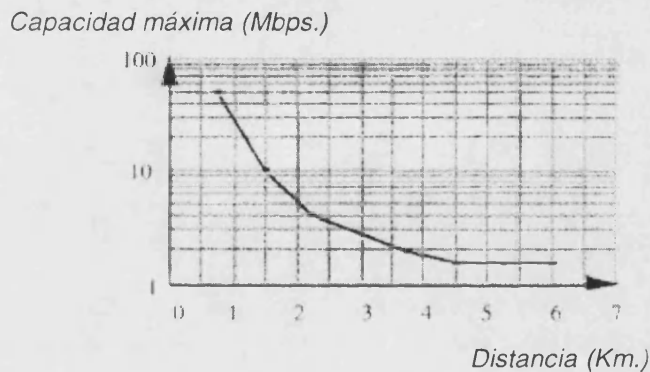


Fig. 2.4. Capacidad del par trenzado cuando NEXT es predominante [24].

Por otro lado, de los diversos fenómenos que condicionan la transmisión digital sobre cobre, el que con mayor frecuencia condiciona el valor de SNR es el *crosstalk* NEXT [28]. En [31] pueden obtenerse las expresiones aproximadas para este caso. Junto con (2.7) es posible obtener la figura 2.4, que muestra la variación de  $D_{max}$  en función de la longitud del cable, con NEXT predominante. Se puede observar como para longitudes entre 1000 y 3000 m., la capacidad  $D_{max}$  varía entre 30 y 3 Mbps, respectivamente. Este resultado señala claramente que el par trenzado de cobre en aplicaciones de telefonía analógica es infrutilizado como medio de transporte de información.

<sup>14</sup> Bps significa bits por segundo

## **Conclusión.**

Una primera evaluación del panorama tecnológico ha puesto de manifiesto un gran número de analogías entre una instalación de intercomunicación residencial y el denominado bucle del abonado en una red telefónica. Parece lógico concluir que las soluciones disponibles para posibilitar el acceso digital del abonado a la red telefónica pueden ser de interés para el desarrollo de un prototipo intercomunicador de altas prestaciones. Conviene además conocer los fenómenos que limitan las prestaciones del bucle local de cobre como medio de transmisión, para comprender las técnicas de procesado digital aplicables en el presente desarrollo. En el capítulo siguiente se expondrá la alternativa telefónica de modo más detallado.



### **3. Alternativa basada en la digitalización de la red telefónica:**

#### **RDSI.**

|   |             |
|---|-------------|
| <b>SUMARIO.....</b>   | <b>3-1</b>  |
| <b>3.1. EL MODELO DE REFERENCIA DE ACCESO RDSI. ....</b>                        | <b>3-1</b>  |
| <b>3.2. CAPA FÍSICA SOBRE LA INSTALACIÓN DEL USUARIO. ....</b>                  | <b>3-5</b>  |
| <b>3.2.1. Acceso Básico en la referencia S/T.....</b>                           | <b>3-5</b>  |
| Codificación y entramado. ....  | 3-6         |
| Acceso al canal <i>D</i> . ....   | 3-8         |
| Configuraciones topológicas.....  | 3-9         |
| Conexión física.....  | 3-10        |
| Arquitectura del transceiver <i>S/T</i> .....                                   | 3-11        |
| <b>3.3. CAPA FÍSICA SOBRE EL BUCLE LOCAL.....</b>                               | <b>3-12</b> |
| <b>3.3.1. Acceso Básico DSL.....</b>  | <b>3-12</b> |
| Codificación y entramado. ....  | 3-13        |
| Conexión física.....  | 3-15        |
| Arquitectura del transceiver <i>U</i> .....                                     | 3-15        |
| <b>3.3.2. Acceso Primario: HDSL (High-bit-rate DSL).....</b>                    | <b>3-17</b> |
| <b>3.3.3. Enlace asimétrico: ADSL (Asymmetric DSL).....</b>                     | <b>3-18</b> |
| Modulación DMT.....   | 3-19        |
| Estructura del flujo de datos. ....   | 3-20        |
| Arquitectura de un transmisor ADSL. ....  | 3-20        |
| <b>3.3.4. Enlace de gran ancho de banda: VDSL (Very High-bit-rate DSL).....</b> | <b>3-22</b> |
| <b>3.4. CAPA DE ENLACE.....</b>   | <b>3-24</b> |
| <b>3.5. CAPA DE RED.....</b>  | <b>3-25</b> |
| <b>CONCLUSIÓN. ....</b>   | <b>3-26</b> |



## Sumario.

*Evaluadas diversas líneas de desarrollo posibles, el alto grado de similitud entre las instalaciones de intercomunicación residencial y la infraestructura telefónica en el tramo de acceso del abonado induce a considerar como base tecnológica más viable para el futuro prototipo, a las tecnologías para la digitalización del acceso a red telefónica en el tramo del abonado. En este contexto, la denominada Red Digital de Servicios Integrados (RDSI) constituye la referencia fundamental. Primeramente se presenta el denominado Modelo de Referencia para el Acceso del Abonado, que propone la terminología que será utilizada posteriormente. Seguidamente, partiendo del esquema en capas ISO-OSI <sup>1</sup> para RDSI, se describe las características físicas de la tecnología empleada en la parte de la instalación responsabilidad del usuario, en primer lugar, y posteriormente, del conjunto de tecnologías xDSL, referentes al enlace digital entre el abonado y la red pública de telefonía. Finalmente, se exponen algunos aspectos de las capas de enlace y de red, de interés para el diseño de protocolos.*

### 3.1. El Modelo de Referencia de acceso RDSI.

Desde los años 60, la introducción de técnicas digitales y los sistemas de señalización por canal común en las redes telefónicas llevaron a la creación de una Red Digital Integrada (RDI) capaz de transportar cualquier tipo de información. La RDI presenta una conectividad digital entre centrales, mientras que la conexión del usuario con la central local, denominada lazo del abonado, es analógica.

En 1971, el concepto de Red Digital de Servicios Integrados (RDSI) nace de la necesidad de ofertar servicios integrados mediante el empleo mejorado del ancho de banda potencial en los lazos del abonado de las instalaciones de telecomunicaciones existentes. En 1984, CCITT <sup>2</sup> publica con el nombre de Libro Rojo un conjunto de normas que definen a RDSI y especifican cómo funciona [35]. Dicha normativa es reconsiderada en 1988 y publicada en el Libro Azul [36]. Acuerdos internacionales han permitido su paulatina implantación en los primeros años 90. Hoy en día, los avances tecnológicos no sólo han hecho posible la transmisión digital a alta velocidad en el lazo del abonado, sino económicamente viable para la mayoría de usuarios [34].

---

<sup>1</sup> Acrónimo de *International Standards Organization – Open Systems Interconnection* [32, 33].

<sup>2</sup> Actualmente conocido como ITU-T, CCITT corresponde a las siglas Comité Consultivo Internacional sobre Telefonía y Telegrafía. Es un grupo dependiente del organismo ITU (*International Telecommunication Union*), encargado de normalizar aspectos relativos a las telecomunicaciones.

El CCITT define la red RDSI como aquella que procede por evolución de una RDI y que facilita conexiones digitales extremo a extremo para proporcionar una amplia gama de servicios, tanto de voz como de otros tipos, y a la que sus usuarios tienen acceso a través de un conjunto limitado de interfaces normalizados.

Para permitir el acceso de cualquier abonado a las redes RDSI, es necesario conseguir, por un lado, una completa interoperatividad entre fabricantes, y por otro, una total compatibilidad internacional. El CCITT ha asegurado dicha premisa postulando como estándar un rígido modelo compuesto por diversas agrupaciones funcionales y en las que se define varios puntos de referencia. Consecuentemente, se han definido un conjunto de especificaciones que facilitan el desarrollo de módulos e interfaces genéricos para múltiples aplicaciones [36]. La aceptación y proliferación de la tecnología RDSI es consecuencia de la interconectividad posibilitada por la definición de dichos estándares. Aún más, la competencia comercial ayuda en este sentido, provocando la reducción de los costes de fabricación.



Fig 3.1. Modelo de Referencia del Acceso Básico RDSI (BRI).

Dos son las modalidades de acceso contempladas por RDSI, denominadas Básico (BRI) y Primario (PRI)<sup>3</sup> [37]. La figura 3.1 muestra el Modelo de Referencia para el Acceso Básico a la red RDSI. Los diversos módulos constituyen agrupaciones funcionales que requieren una breve definición. Así, *TE*<sup>4</sup> hace referencia a aquellos equipos terminales compatibles con las exigencias de un acceso RDSI. Por el contrario, *TE2* denota a aquellos equipos terminales

<sup>3</sup> BRI y PRI corresponden respectivamente a *Basic* y *Primary Access Interface*.

<sup>4</sup> TE, TA, NT, LT y ET son siglas del inglés, correspondientes a *Terminal Equipment*, *Terminal Adapter*, *Network Termination*, *Loop Termination* y *Exchange Termination*, respectivamente.

ajenos a RDSI, que requieren el empleo de módulos adaptadores de terminal (*TA*). Por *NT2* se identifican aquellos equipos terminales de red que poseen alguna función de control sobre tráfico del usuario, como LAN o centralitas privadas PBX. *NT1* es el módulo interface entre la red y el lazo del usuario. Por *LT* se conoce al extremo terminal de línea en la parte de la red. Finalmente, el terminal de conmutación *ET* realiza funciones de señalización, conmutación, conversión de protocolos, etc., dentro de la red RDSI. Estas funciones se reparten entre distintos conmutadores de usuario, de tránsito, de puntos de transferencia de señalización y centros de mantenimiento.

A lo largo de una conexión extremo a extremo RDSI, se localizan ciertos puntos en los cuales el formato de la información debe ser modificada. Así, el punto de referencia *S* define el caudal y estructura de canales para el acceso a RDSI. Pueden conectarse varios terminales en una configuración multipunto, directamente a la red o a través de un módulo *NT2*. El punto de referencia *R* está constituido por interfaces no RDSI, que requieren ser adaptados al punto de referencia *S* para poder acceder a la red digital. Si en la aplicación existe un módulo *NT2*, éste permite el tránsito desde los diversos puntos de referencia *S* a un único punto *T*, con una estructura y un ancho de banda determinados. El punto de referencia *U* define las características de la línea usuario-red, con un caudal de 144 Kbps. Finalmente, el punto de referencia *V* permite la conexión de distintos sistemas de transmisión sobre un mismo tipo de terminal de conmutación.

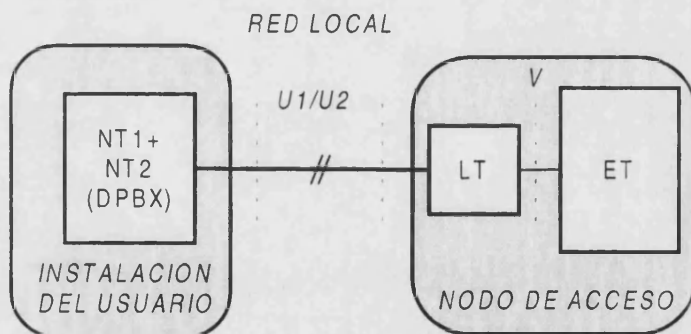


Fig 3.2. Modelo de Referencia del Acceso Primario RDSI (PRI).

La figura 3.2 muestra el Modelo de Referencia para el Acceso Primario a la red RDSI, concebido para posibilitar el acceso a la red a alta velocidad. El interface *U1* provee un servicio E1, correspondiente según la jerarquía europea a un caudal de 2.048 Mbps. RDSI incluye una versión a 1.544 Mbps, denotada como *U2*, para ofrecer un servicio T1, común en USA y Japón. En el lado del usuario, es común aglutinar las funciones *NT1* y *NT2* en un mismo módulo. Por ejemplo, una centralita digital (DPBX) concentra o distribuye convenientemente el tráfico privado.



En un medio de transmisión RDSI, la información viaja convertida en flujos de datos digitales. Cada flujo puede transportar múltiples canales multiplexados en el tiempo. El CCITT define diversos tipos de canales, cada uno para cierta velocidad de transmisión. Así, la información de señalización, telemetría, o comunicaciones de datos empaquetados a baja velocidad pueden encauzarse a través de canales denominados *D*, a una tasa de transmisión de 16 Kbps, o de 64 Kbps. Por otro lado, la información propia del usuario, consistente en conmutación de circuitos, audio o vídeo, es transportada por canales distintos al de señalización, llamados *B*, con un caudal de 64 Kbps<sup>5</sup>. El agrupamiento de varios canales *B* permite construir enlaces *H* de mayor capacidad<sup>6</sup>. Así, es posible unir 6 canales *B* para conseguir un canal, denotado por *H0*, cuyo caudal es de 384 Kbps. Del mismo modo, la asociación de 24 canales *B*, identificada como *H11*, permite emplear una tasa de transmisión de 1536 Kbps. Finalmente, un canal *H12* está constituido por 30 canales *B*, lo que suma un caudal de 1920 Kbps.

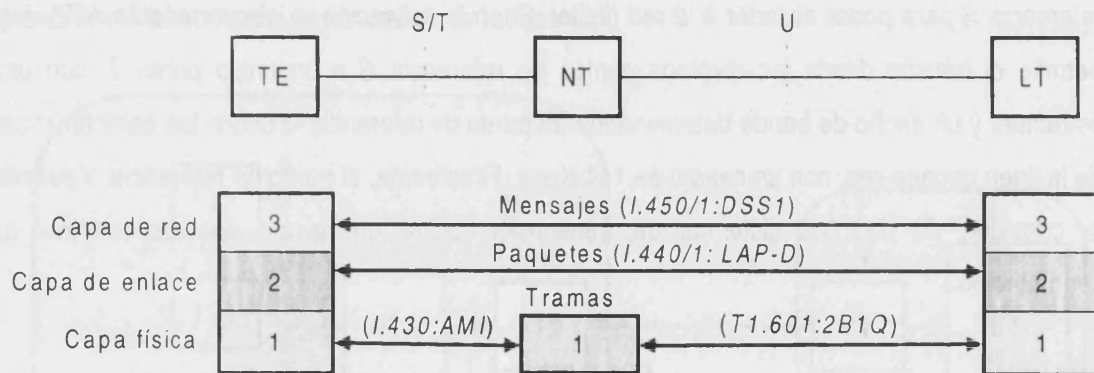


Fig. 3.3. Protocolo de señalización en el Acceso Básico del usuario a la RDSI.

La RDSI agrupa una serie de normas referentes a los protocolos de acuerdo con el esquema de capas ISO-OSI [33]. En concreto, la serie de recomendaciones I.400 del CCITT hace referencia a los aspectos propios del acceso del usuario a la RDSI. Así, las recomendaciones I.430/1, I.440/1 e I.450/1 describe de modo detallado las características referentes a las capas física, de enlace y de red, respectivamente [36].

La capa física hace referencia a los parámetros físicos de la señal: transporte de bits, alineamiento y codificación, detección de colisión en el canal D, topología, etc. RDSI define dos posibilidades. Para el Acceso Básico, la recomendación I.430 normaliza la instalación del usuario (punto de referencia *S/T*), mientras que, en lo referente al lazo del abonado (punto de referencia

<sup>5</sup> D y B, corresponden a los términos en inglés *Data*, y *Bearer*, dato y portador, respectivamente.

<sup>6</sup> H hace referencia al término inglés, *Hierarchy*.

U), el CCITT no ha publicado especificación alguna, y es frecuente basarse en la recomendación americana ANSI T1.601 [38]. Para el Acceso Primario, I.431 especifica los aspectos referentes al formato de trama en el punto de referencia *U1/U2*, pero no trata asuntos tales como la codificación en la línea.

En cuanto a los niveles de enlace y red, las especificaciones son comunes para ambos puntos de referencia *S/T* y *U*. Normalizan los aspectos relativos a la señalización fuera de banda<sup>7</sup> a través del canal *D*. En conjunto, el sistema de señalización RDSI sobre el acceso del usuario se denomina Sistema de Señalización Digital nº1 (DSS-1)<sup>8</sup>.

A continuación, se describen en primer lugar las características físicas del Acceso Básico RDSI en el punto de referencia *S/T*, que hacen referencia a la instalación propia del usuario. Posteriormente, se exponen las diversas tecnologías conocidas como xDSL, concebidas sobre el bucle del abonado, en el punto de referencia *U*. Finalmente, se presentan de modo resumido los procedimientos de señalización sobre el bucle del abonado que hacen posible el establecimiento de conexiones a lo ancho de la red.

## 3.2. Capa física sobre la instalación del usuario.

Como se acaba de exponer, el Modelo de Acceso Básico RDSI define distintos módulos e interfaces de referencia. El bloque *NT1* constituye la terminación física del bucle del abonado y delimita la instalación del usuario. El formato de la señal en lo referente a la capa física es idéntico en los puntos *S* y *T*. Entre ambos, el bloque *NT2*, que agrupa las funciones de conmutación local y multiplexado, puede no existir, en cuyo caso, es posible denotar como *S/T* a la interfaz digital en la instalación del usuario, entre un terminador de red genérico *NT* y uno o varios nodos terminales *TE*.

### 3.2.1. Acceso Básico en la referencia *S/T*.

El caudal disponible en el interfaz *S/T* se estructura en dos canales *B* de 64 Kbps más un canal *D* a 16 Kbps. Así, el ancho de banda accesible al usuario es  $(2B+D)$ , 144Kbps. En realidad, incluyendo la información relativa a sincronización, supervisión y mantenimiento, el caudal alcanza los 192 Kbps.

---

<sup>7</sup> Este tipo de señalización conducida por un canal distinto al del flujo de datos del usuario se conoce en la literatura como *out of band*.

<sup>8</sup> Del inglés, *Digital Signalling System 1*.

### Codificación y entramado.

El código de línea utilizado es el código pseudoternario, también conocido como AMI (*Alternate Mark Inversion*). Este es un código ternario donde el uno lógico se representa por la ausencia de señal, mientras que el cero lógico alterna polaridad positiva y negativa. Los pulsos positivos o negativos, denominados genéricamente marcas, presentan una amplitud de 750 mV  $\pm$  10%. Cuando se emiten dos marcas con la misma polaridad se dice que se ha producido una violación de código.

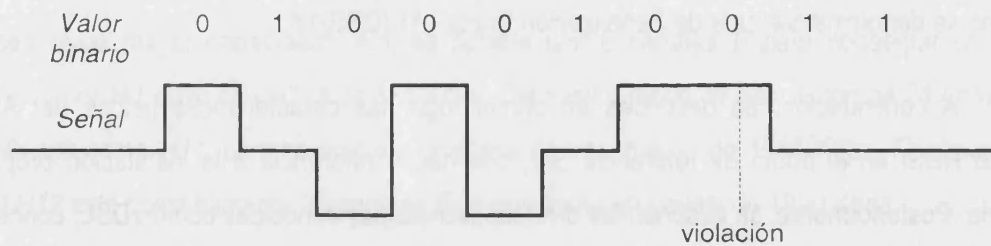


Fig. 3.4. Ejemplo de codificación AMI.

Las tramas en el interfaz S/T se componen de 48 bits transmitidos a una tasa nominal de 192 Kbps. Ello da una frecuencia de trama de 4 Khz. La estructura del entramado no es simétrica, y difiere según el sentido de la transmisión, como muestra la figura 3.5. Cada trama incluye dos bloques de 8 bits por cada canal B, mientras que para el canal D se transmiten cuatro bits intercalados entre los bloques B. Los bits restantes se emplean para labores de sincronización, mantenimiento y supervisión:

- Bit *F*: es el primer bit de la trama y siempre es una marca positiva. Así, permite el alineamiento de la trama, ya que el último bit de la trama también es una marca positiva, y siempre supone una violación del código que señala el inicio de la estructura.
- Bit *Fa*: es el bit de alineamiento auxiliar. Se utiliza para asegurar el alineamiento de la trama cuando los canales B y D permanecen desocupados. Junto al bit *N*, puede ser empleado para identificar una estructura multitrama.
- Bit *N*: siempre se activa en conjunción con el bit *Fa* para definir una estructura multitrama.
- Bits *L*: son bits de equilibrado de la componente DC. Hacen que el número de marcas sea par, para anular la componente de continua. También se emplean en la trama en sentido *TE* hacia *NT* para mantener la consistencia en la polaridad para la primera marca de cada canal B o D.

- Bit *A*: es utilizado por el bloque *NT* durante los procesos de activación y desactivación. El estado del bit *A* informa al bloque *TE* sobre si *NT* ha logrado sincronizarse. Un “uno” lógico constituye la respuesta afirmativa.
- Bit *E*: es el eco del canal *D*. El *NT* refleja el valor binario recibido por el canal *D* transmitiéndolo sobre el bit *E*. Entonces, el *TE* puede monitorizar el eco del canal *D* para establecer la resolución de la contienda en una configuración punto-multipunto.
- Bit *M*: permite el alineamiento de una estructura multitrama.
- Bit *S*: programable por el usuario.

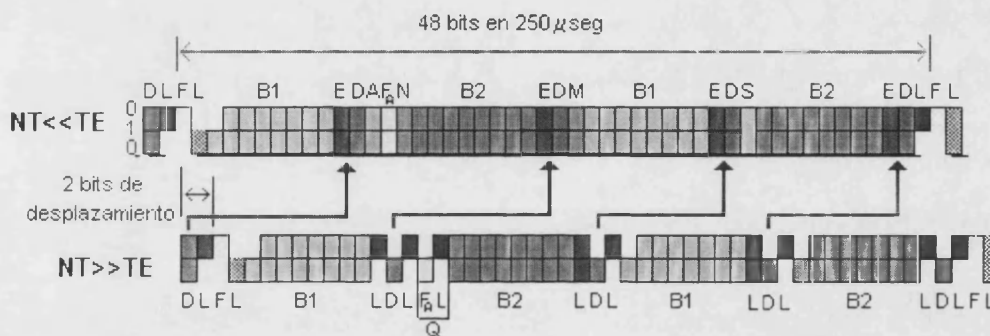


Fig. 3.5. Formatos del entramado en la referencia S/T

El interfaz *S/T* es un sistema portador completamente sincronizado, donde la trama emitida desde *NT* está alineada en fase con la trama transmitida por *TE*. El bit *F* de cada trama *TE* se encuentra retardado dos bits respecto al bit *F* de la trama recibida desde *NT*. En una aplicación típica, el *NT* genera su reloj directamente de la red. En el otro extremo, *TE* deriva su reloj a partir de la señal en la línea del abonado.

Como se ha comentado, el mecanismo de entramado en el interfaz *S/T* emplea violaciones de código en la línea para establecer las fronteras de la trama. El bit *F* viola la secuencia de código alterna en la línea, lo que permite una rápida identificación de los límites de la trama. La recomendación I.430 especifica que para asegurar la correcta alineación de la trama, además debe ocurrir otra violación dentro de los catorce bits posteriores al bit *F*. Esta es provocada por la marca siguiente al bit *L*. En el caso de que los datos siguientes al bit *L* sean todo “unos”, un “cero en el bit *Fa* provocara la violación que satisfará las especificaciones.

El interfaz *S/T* posibilita el reconocimiento de una estructura multitrama, compuesta por la unión de 5 tramas, cuya frontera puede identificarse gracias a la inversión binaria de los bits

$F_a$  y  $N$  pertenecientes a la primera trama de la estructura en sentido  $NT$  hacia  $TE$ . Una vez detectada la señal multitrama, el  $TE$  reemplaza el siguiente bit  $F_a$  por un bit denominado  $Q$ , mientras que  $NT$  inserta el valor adecuado en el bit  $S$ . La utilización de los bits  $Q$  y  $S$  permiten dotar a la superestructura de funciones de señalización y mantenimiento. Finalmente, el empleo del bit  $M$  en la estructura desde  $NT$  a  $TE$  permite definir un segundo nivel de multientramado. El valor positivo del bit  $M$  señala la frontera de una superestructura compuesta por 4 multitramas, para totalizar 20 tramas.

### Acceso al canal $D$ .

Como ya se ha comentado, el canal  $D$  se emplea preferentemente para transportar la información de señalización de modo aislado respecto al flujo de datos  $B$  del usuario. Ocasionalmente puede canalizar datos empaquetados. En cualquier caso, la información es transmitida en tramas con estructura HDLC<sup>9</sup>[39].

En configuraciones punto-multipunto, es necesario diseñar algún mecanismo que permita la contienda entre los diversos  $TE$  por el acceso al canal  $D$ . Dicho método de resolución de conflictos se denomina Acceso al Medio por Escucha de Portadora Con Detección de Colisiones ( $CSMA-CD$ )<sup>10</sup>. Se basa en la definición de una jerarquía que permite asignar prioridades entre los terminales y resolver los procesos de contienda. Cuando no hay  $TE$ s con intención de utilizar el canal  $D$ , la línea es "todo unos". Los diversos  $TE$ s interesados en transmitir supervisan el estado del canal  $D$  en sentido  $TE$  a  $NT$  gracias al bit de eco  $E$  en sentido  $NT$  hacia  $TE$ . Así, cuentan el número de "unos" consecutivos por el canal  $E$ . Cualquier "cero" recibido reinicia el proceso de cuenta. El mecanismo de prioridades se basa en este proceso de cuenta, es decir, un  $TE$  es autorizado a transmitir únicamente cuando el valor de cuenta haya igualado o superado su prioridad. Se establecen dos grados de prioridad, alta y baja, sobre dos clases de información, señalización y datos. Ello totaliza cuatro niveles de prioridad.

El bit  $E$  permite detectar situaciones de contención sobre el canal  $D$ . En efecto, los diversos  $TE$ s que luchan por acceder al canal  $D$  monitorizan y comparan dicho bit con el último que han transmitido sobre el canal  $D$ . Si la comparación difiere es porque se ha producido una colisión, y el  $TE$  dado detiene su transmisión, inicializando su estado y comenzando el proceso

---

<sup>9</sup> Siglas correspondientes a *High Level Data-link Control*. Es un protocolo orientado a bit para la capa de enlace, normalizado por ISO. Permite varios modos de operación. En concreto, LAP-D define el proceso de acceso al canal  $D$  (siglas de *Link Access Procedure on D channel*), mientras que LAP-B hace referencia al transporte de datos empaquetados X.25.

de cuenta. Hay que tener en consideración que la línea realiza una función AND, entendiendo por un “uno” la ausencia de señal. Así, como resultado de la contienda siempre hay un terminal ganador.

|                     | <i>Prioridad Alta</i> | <i>Prioridad Baja</i> |
|---------------------|-----------------------|-----------------------|
| <i>Señalización</i> | Cuenta = 8            | Cuenta = 9            |
| <i>Datos</i>        | Cuenta = 10           | Cuenta = 11           |

Tabla.3.1. Niveles de prioridad para el acceso al canal D.

### Configuraciones topológicas.

La línea del abonado está constituida por un medio conductor en cuyos extremos se localizan las correspondientes impedancias de terminación, cuyo valor típico es de  $100\Omega$ . Dentro del Acceso Básico, el interfaz S admite tres configuraciones topológicas básicas:

- *Punto a punto.* En esta configuración, sólo un *TE* y sólo un *NT* esta activos al mismo tiempo para cada sentido de la transmisión. La longitud del enlace está limitada tanto por la atenuación del medio como por el retardo en la transmisión de la señal. Así, la atenuación máxima soportada es de 6 dB a 96 KHz. Ello fija en 1 Km la máxima longitud de un enlace sobre cableado de 0.6 mm.
- *Bus pasivo corto.* Esta topología permite la conexión de varios *TE* conectados al *NT* a través de la línea de 4 hilos. Los *TE* entran en contienda por el empleo del bus. Por ello, el tiempo de propagación de la información en la ida más el correspondiente al retorno del bit eco *E* está limitado, y no debe superar los 14  $\mu$ s. Ello restringe la máxima longitud del bus a 100 ó 200 m., en función de las características de la línea ( $75\Omega$  ó  $150\Omega$  respectivamente). Además, la conexión del *TE* a la toma del bus se limita a 10 m. Finalmente, el máximo número de *TEs* situados sin restricciones a lo largo del bus es de ocho. Este límite es impuesto fenómenos de desadaptación de impedancias.
- *Bus pasivo extendido.* Consiste en una línea multipunto cuya longitud puede alcanzar los 500 m. Ello es posible limitando las diferencias en el tiempo de retardo para los distintos *TEs* a un máximo de 2  $\mu$ s. En la práctica, supone una restricción en la situación de los terminales, debiendo localizarse en el extremo de la línea agrupados en un tramo de 50 m.

<sup>10</sup> Siglas correspondientes a *Carrier Sense Medium Access - Colission Detect*.

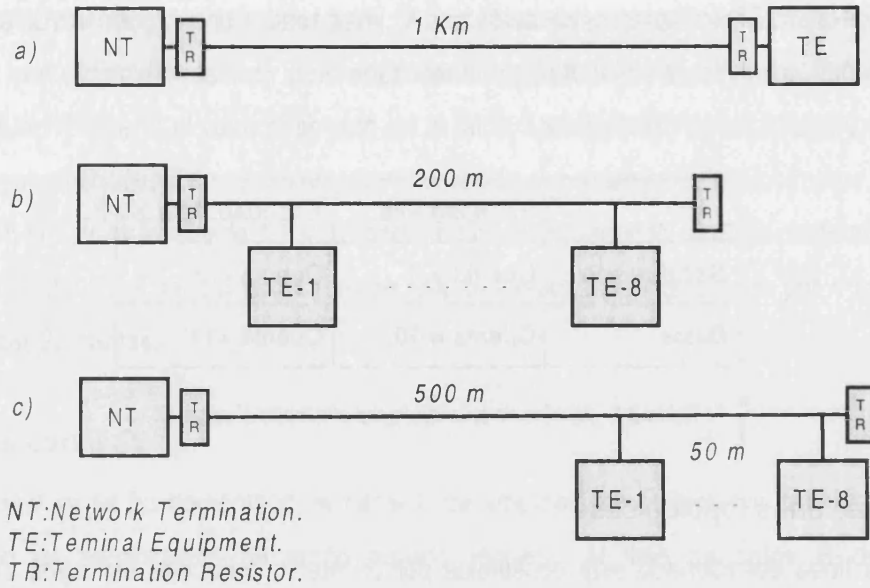


Fig. 3.6. Variantes topológicas del interfaz S. a) Punto a punto, b) Bus pasivo corto, c) Bus pasivo extendido.

Conexión física.

La configuración física del lazo del abonado no está normalizada por CCITT. Es frecuente emplear conectores RJ-11 de 6 patillas o RJ-45 de 8 patillas, de las cuales 2 se utilizan para cada sentido de transmisión. Así, la línea instalada está compuesta por 4 hilos.

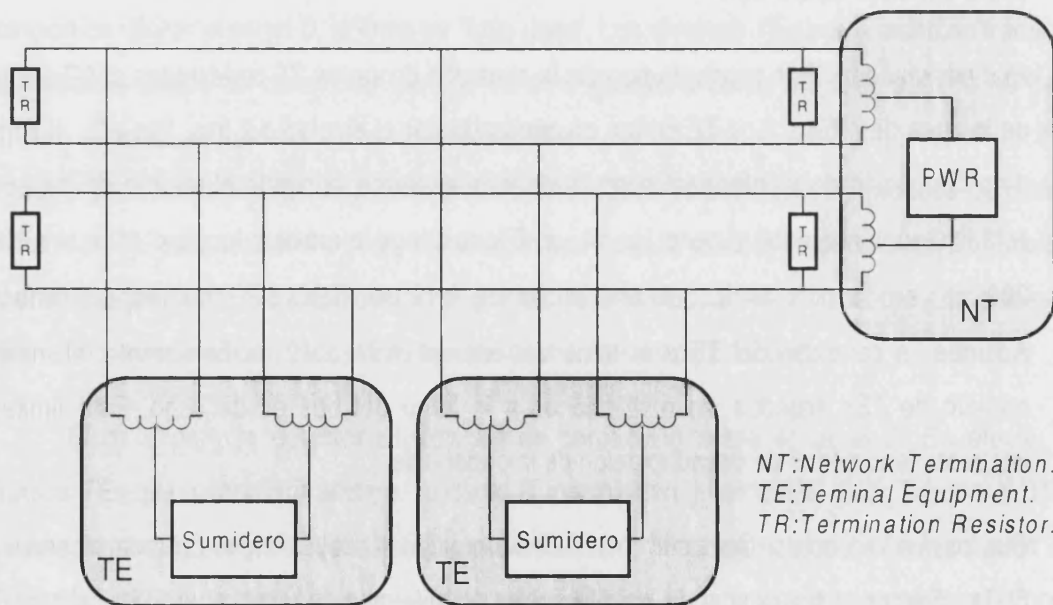


Fig. 3.7. Esquema del cableado en el interfaz S, y alimentación remota de los nodos TE.

Dos son las posibilidades para alimentar los TE desde el NT. Lo más común es emplear los mismos hilos que transportan la señal digital. Así, la fuente de energía alimenta al receptor a



través del par fantasma formado por los dos pares de datos. La otra posibilidad es utilizar un par de hilos adicional.

Arquitectura del transceiver S/T.

La figura 3.8 muestra un posible diagrama de bloques de un transceiver RDSI en el interface S/T. Se compone de dos transformadores de línea, amplificadores de transmisión y recepción, codificador/descodificador de línea, bloques de extracción de la señal de reloj, de sincronización de tramas, de control de activación de la línea, y finalmente, el multiplexor/desmultiplexor de los diversos canales B y D [40].

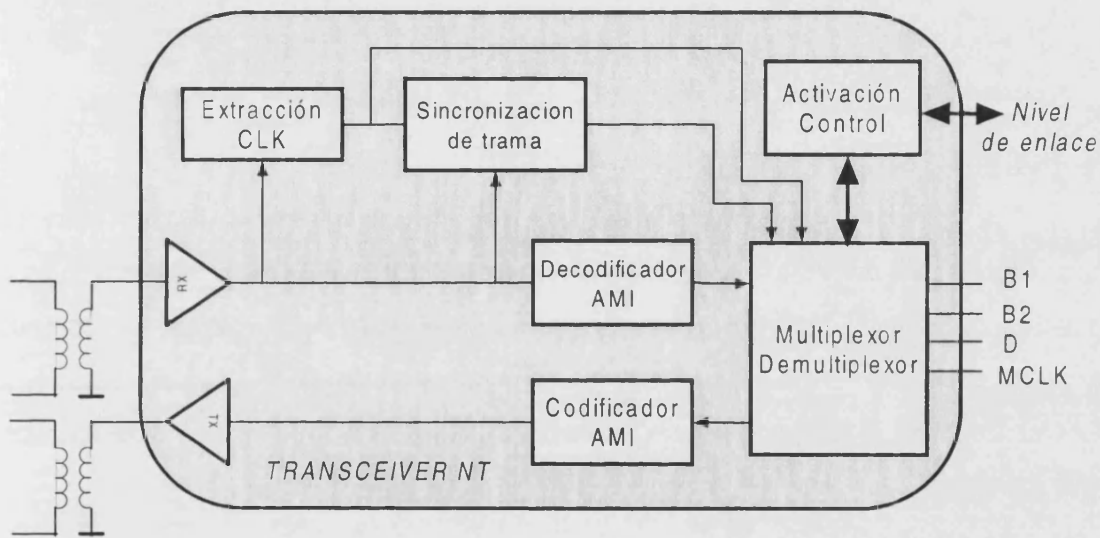


Fig.3.8. Transceiver NT para el Acceso Básico RDSI.

El mayor problema desde el punto de vista técnico es el derivado de la extracción de la información de reloj para temporizar la recepción de datos en la configuración en bus pasivo. Cada TE se sincroniza con la señal de trama de la línea de recepción, empleándola como origen de fase para la construcción de la trama de transmisión. Entonces, el NT recibirá una señal conformada a partir de múltiples canales de diferentes TEs, cada uno de los cuales tendrá su propia referencia. Es fácil advertir que las diferentes longitudes de los caminos entre NT y los distintos TEs provocarán desfases que se manifestarán como un solapamiento de las fronteras de los canales originados por distintos TEs.

El método de resincronización de la señal de reloj local más simple es el basado en muestreo continuado de la señal de recepción a una frecuencia fija y suficiente como para detectar las diferencias de fase entre tramas provenientes tanto del TE más cercano y del más lejano. Esta solución es posible para configuraciones multipunto, pero limita las prestaciones del



mismo circuito referentes a la distancia del enlace en configuración punto a punto. Por ello, la solución habitualmente utilizada por los fabricantes se basa en el empleo de circuitos de bucle de enganche de fase (PLL<sup>11</sup>).

Como ya se ha comentado, la determinación de las fronteras de la trama se fundamenta en la detección de violaciones de código, y no necesita una resincronización de la señal de reloj local. El sincronizador de trama detecta estas violaciones mediante el un muestreo en ciertas posiciones a lo largo de la trama.

El procedimiento de activación/desactivación de la línea se inicia bajo el control de la entidad de la capa de enlace, y consiste en el intercambio ciertas tramas específicas, conocidas como *INFO0..4*, definidas por la recomendación I.430.

### 3.3. Capa física sobre el bucle local.

Las tecnologías digitales sobre el bucle del abonado basado en hilo de cobre son comúnmente conocidas como Línea Digital del Abonado (xDSL<sup>12</sup>). El bucle del abonado es un enlace punto a punto, en cuyos extremos se localizan sendos modems digitales. Los continuos avances en procesado digital de señales han permitido el desarrollo de modems basados en tecnologías capaces de soportar transferencias cada vez mayores, gracias a la utilización eficiente del espectro disponible en el medio.

En primer lugar, se expone la tecnología sobre el bucle local habitual en el acceso básico RDSI. Posteriormente se hace referencia a algunas alternativas tecnológicas más vanguardistas [41, 54], concebidas para posibilitar el acceso del usuario a servicios de banda ancha, alguna de las cuales empieza a aplicarse hoy, como HDSL y ADSL, o se encuentran aún en desarrollo, como VDSL.

#### 3.3.1. Acceso Básico DSL.

El Acceso Básico DSL supone la digitalización en el bucle telefónico del abonado, y es el origen del concepto xDSL. Permite un enlace *full-duplex* entre la central telefónica y el abonado basado en un único par trenzado de cobre. La recomendación más habitual para el acceso básico en el interface *U* es ANSI T1.601-1988 [38]. La capacidad nominal del enlace es a 160 Kbps, con una atenuación máxima de 40 dB a 40 KHz. El espectro accesible al usuario es

---

<sup>11</sup> Del inglés, *Phase Locked Loop*.

<sup>12</sup> Del inglés, *Digital Subscriber Line*.

organizado en dos canales *B* a 64 Kbps más otro de tipo *D* a 16 Kbps. La señal digital requiere un espectro de 80 KHz, muy superior a los 4 KHz propios del servicio telefónico analógico.

Codificación y entramado.

Los códigos de transmisión describen el modo en que los bits deben ser convertidos en símbolos que posibiliten su transmisión sobre la línea. Para cumplir con estas prestaciones, la norma sugiere el empleo de la codificación 2B1Q (2 Binario, 1 Cuaternario) [43]. Esta técnica convierte un bloque de dos bits consecutivos en uno de cuatro niveles de tensión posibles, denominados cuaternarias. El primer bit determina la polaridad, mientras que el segundo define la magnitud. Nótese que un valor de voltaje nulo no es válido en esta codificación.

| Bits | Símbolo cuaternario | Voltaje (V) |
|------|---------------------|-------------|
| 00   | -3                  | -2.5        |
| 01   | -1                  | -0.833      |
| 10   | +3                  | +2.5        |
| 11   | +1                  | +0.833      |

Tabla.3.2. Codificación 2B1Q.

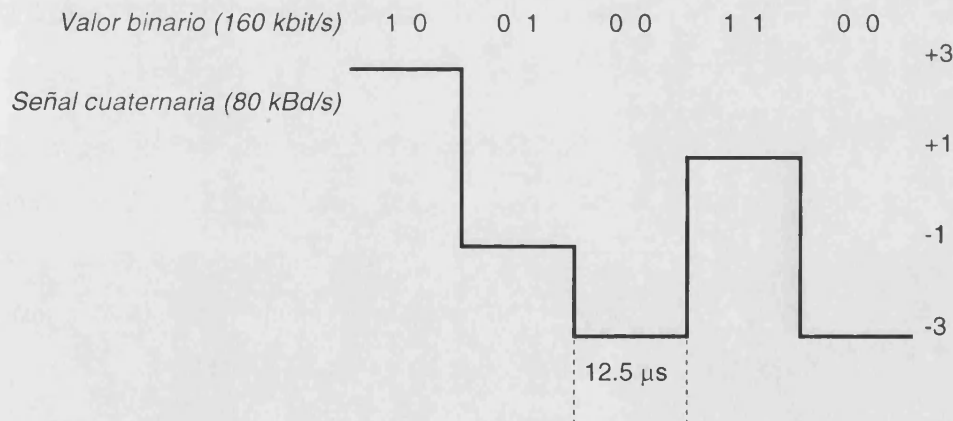


Fig.3.9. Ejemplo de codificación 2B1Q.

Esta codificación permite un empleo más eficiente del ancho de banda disponible [42]. El caudal digital 2B1Q se reduce a la mitad respecto al caudal de la información transmitida, de 160 a 80 Kbaud/s. Ello implica una disminución de las componentes frecuenciales en la línea, lo que permite mejorar las prestaciones de la transmisión respecto a otras codificaciones, como AMI.

Así, el efecto atenuador de la línea se ve reducido, a la vez que se incrementa la inmunidad a los fenómenos de *crosstalk* y ruido.

La información del usuario es transportada en tramas de 240 bits, transmitidas a 160 Kbps (1.5 ms). La trama en el interface *U* se divide en tres partes:

- *Sincronismo*. Se compone de 9 cuaternarias con el patrón +3+3-3-3-3+3-3+3-3.
- *Area de Datos*. Está constituida por 12 palabras de 18 bits. En cada palabra, 8 bits transportan el primer canal *B*, 8 ocupan el segundo canal *B* y 2 para el canal *D*.
- *Mantenimiento*. Ocupa 6 bits por trama, conformando un canal *M* de 4 Kbps. Contiene un código de redundancia cíclica de 12 bits, flags para la detección de errores de bloque, y comandos y operadores para test.

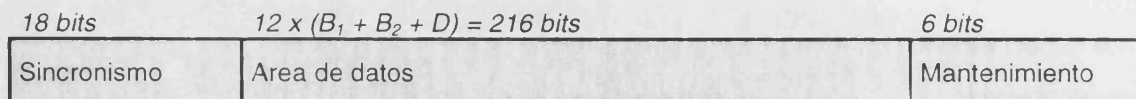


Fig.3.10. Formato de la trama en la referencia *U*.

Para definir la sintaxis dentro del canal *M*, los datos son transmitidos en una nueva estructura multitrama. El nuevo contenedor agrupa 8 tramas, para un total de 1920 bits (12 ms). Para identificar la multitrama, la primera trama presenta una sincronización invertida (-3-3+3+3-3-3+3-3+3).

La transmisión entre *LT* y *NT* es síncrona. Por lo tanto, la fase de las fronteras de tramas y multitramas emitidas y recibidas por *NT* guardan una relación fija. Concretamente, la trama transmitida por *NT* está retrasada  $60 \pm 2$  símbolos cuaternarios respecto a la trama recibida. Como *NT* extrae la información de reloj de la línea, mantiene constante la relación de fases entre tramas e inserta en el momento preciso las marcas de sincronismo.

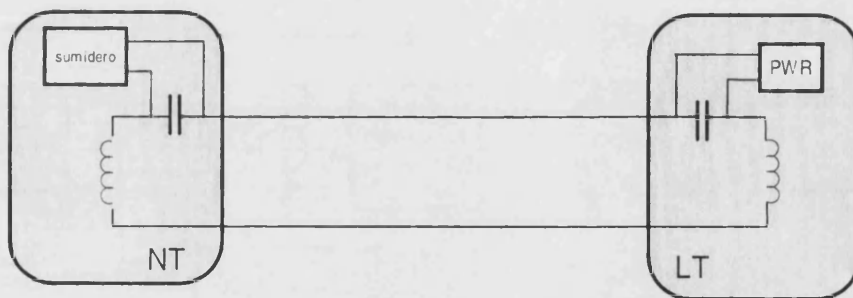
La máquina de estados que define el proceso de sincronización de trama es como sigue. Desde un estado de no-sincronización, *NT* busca dentro del flujo de datos la palabra de sincronismo o su inversa. Una vez detectadas tres palabras de sincronización consecutivas espaciadas exactamente 120 símbolos cuaternarios, *NT* se declara sincronizado. La pérdida de sincronización se produce cuando al menos uno de los nueve símbolos componentes de la palabra de sincronización de la trama difiere en más de un nivel de cuantización para dos tramas consecutivas.

La búsqueda de la sincronización de multitrama comienza una vez concluido el proceso de sincronización de trama. *NT* se considera sincronizado en multitrama al detectar la primera marca de multitrama. La pérdida de la sincronización de multitrama se produce, bien porque se pierde la sincronización de trama, bien porque la marca de la multitrama no ocurre en la posición debida dentro del flujo de datos.

Finalmente, la recomendación T1.601-1988 describe una compleja máquina de estados que rige las secuencias de activación/desactivación del enlace, durante los cuales se produce un importante intercambio de señales entre *NT* y *LT*.

Conexión física.

La conexión física del lazo del abonado no está normalizada. Es frecuente emplear conectores RJ-11 de 6 patillas o RJ-45 de 8 patillas, de las cuales 2 se utilizan para la transmisión *full-duplex*. Finalmente, es posible alimentar el sistema *NT* de modo remoto, desde el otro extremo y a través del mismo par que transporta la señal digital.



*NT: Network Termination.  
LT: Loop Termination.*

Fig. 3.11. Esquema del cableado en el interface U, y alimentación remota de los nodos NT.

Arquitectura del transceiver U.

Para posibilitar un flujo *full-duplex* sobre dos hilos, lo más frecuente es utilizar un circuito híbrido junto con un procesado de cancelación de eco. La figura 3.12 muestra la estructura genérica de un transceiver xDSL [44, 45], basado en cancelación de eco, cuyo funcionamiento se comenta a continuación.

La transmisión *full-duplex* por un par provoca la aparición del fenómeno de eco local, en ocasiones conocido como *auto-NEXT*, ya que es autoinducido por el propio dispositivo. Además, desadaptaciones de impedancias y discontinuidades en la línea son también fuentes de eco. El

propósito del cancelador de eco es reducir estos efectos hasta niveles sin consecuencias para una correcta comunicación. Antes de dar servicio, en la fase de ensayo, el cancelador de eco evalúa la calidad de la línea y el tiempo de propagación, midiendo el eco recibido para diferentes bandas de transmisión. Ya en estado operativo, basándose en la información obtenida previamente, el dispositivo genera de modo dinámico la señal que le permitirá mediante sustracción reducir el efecto del eco recibido. Si el cancelador es adaptativo, además es capaz de modificar su comportamiento adaptándose a las condiciones de la transmisión para ofrecer las mejores prestaciones en cada momento [46].

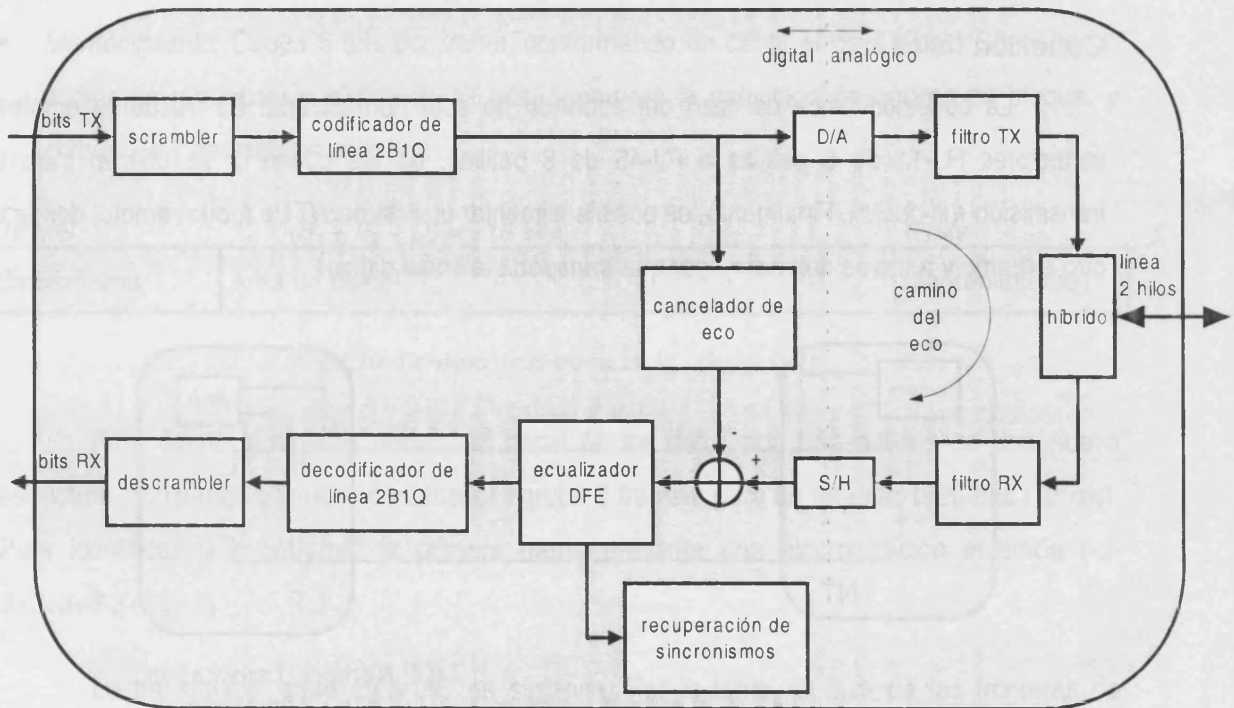


Fig.3.12. Transceiver DSL basado en cancelación de eco.

El objeto de la ecualización es eliminar convenientemente el efecto de la distorsión provocada por el canal sobre la señal, de modo que la secuencia de símbolos transmitida pueda ser distinguida por el receptor. Así, el ecualizador realiza una compensación ISI previa a la decodificación. La implementación más habitual del ecualizador realiza un filtrado adaptativo de naturaleza digital, se denomina *Decision Feed-back Equalizer* o DFE, y funciona sobre el flujo de recepción de un modo similar al cancelador de eco sobre la corriente de transmisión. El DFE obtiene una estimación del ISI presente mediante la convolución de las muestras recibidas con una estimación de la respuesta impusional del bucle. Esta aproximación es restada de la señal recibida. Los coeficientes del modelo impusional son actualizados para minimizar la señal de

error. La figura muestra una configuración típica, basada en el empleo de un filtro *feedforward* FIR adaptativo (FFF) y un filtro *feedback* IIR (FBF). El cuantizador (Q) define cuál de los cuatro niveles está presente en el momento del muestreo. Quereshi [47] constituye una buena introducción al filtrado adaptativo.

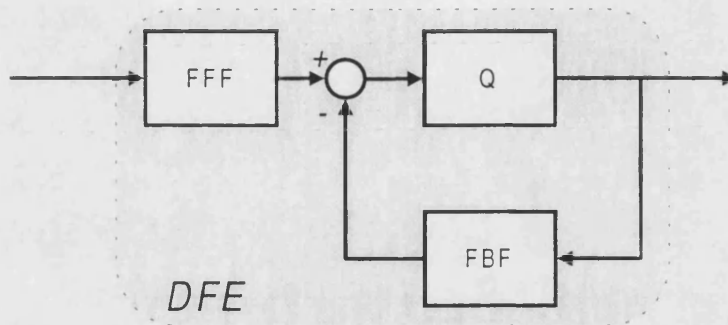


Fig. 3.13. Ecualizador DFE.

El circuito *scrambler* aplica sobre la señal a transmitir un tratamiento que dota al flujo de datos de cierto carácter aleatorio, para evitar el envío de patrones periódicos. De producirse, este fenómeno supondría la acumulación de energía en ciertas líneas espectrales que podrían ser causa de interferencias y *crosstalk*. Además, para asegurar la convergencia de los filtros adaptativos, las señales deben presentar un espectro uniforme. Finalmente, la extracción de sincronismos de la línea se facilita si las transiciones en la señal son frecuentes y uniformes. El procedimiento de *scrambling* aplica cierta función polinómica sobre el flujo de datos binario. En recepción, el flujo original es recuperado empleando sobre los datos recibidos el mismo polinomio utilizado en la transmisión.

### 3.3.2. Acceso Primario: HDSL (High-bit-rate DSL).

La tecnología HDSL puede considerarse como una evolución directa del concepto DSL. HDSL posibilita el servicio T1/E1<sup>13</sup> *full-duplex* sobre el cableado telefónico existente. Por ello, constituye una solución económica que permite en la actualidad sustituir las costosas líneas dedicadas T1/E1, utilizadas hasta ahora por las compañías telefónicas. Los recientes avances en procesado digital de señales, cancelación de eco y modulación, hacen posible reducir de modo considerable el ancho de banda requerido por los servicios T1/E1. En concreto, para T1 y en función de la longitud de la línea, el espectro considerado está comprendido entre 80 y 240 KHz, muy inferior a los 1.544 MHz propios de las clásicas líneas dedicadas.

<sup>13</sup> El servicio T1/E1 supone un caudal de 1.544 /2.048 Mbps.

Las recomendaciones referentes a HDSL limitan su rango de aplicación sin repetidores a bucles del abonado con una longitud máxima de 3600 m. Los enlaces HDSL emplean dos pares trenzados para dividir por dos el caudal por cada uno. Una versión denominada SDSL permite el servicio T1/E1 sobre un sólo par trenzado, para distancias inferiores a 3000 m.

HDSL constituye el mejor modo para proveer el Acceso Primario RSDI, descrito en la norma I.431. Su estructura sobre un enlace E1 está formada por 30 canales  $B$  para información del usuario, más un canal  $D$  a 64 Kbps. Así, el caudal útil es  $30B+D$ , 1984 Kbps, mientras que el caudal de línea, incluyendo información de sincronización y mantenimiento, es de 2.048 Mbps. La trama se compone de 256 bits, agrupados en 32 canales de 8 bits. El canal 0 transporta la información de sincronismo. De los 31 canales restantes, 30 son de tipo  $B$  y uno, el canal 16, es de tipo  $D$ . En función de la aplicación, es posible agrupar varios canales  $B$  para formar canales  $H$  de mayor capacidad.

Son varias las técnicas de modulación posibles en HDSL. La más popular es la codificación en banda base 2B1Q, como una extensión de la técnica aplicada en el interface  $U$  del acceso básico RSDI. En este caso, el diagrama funcional del módem HDSL es prácticamente idéntico al correspondiente al RSDI-DSL. Las diferencias residen principalmente en las mejores prestaciones de los dispositivos integrados empleados [48].

### **3.3.3. Enlace asimétrico: ADSL (Asymmetric DSL).**

La tecnología ADSL permite simultanear el servicio telefónico habitual con transferencias RSDI y con recepciones de información en banda ancha, todo ello sobre la infraestructura telefónica existente [52]. Únicamente requiere el empleo de un par de módems ADSL, uno a cada extremo del bucle local formado por un solo par trenzado. Desde del punto de vista económico, ADSL es una tecnología estratégica para las compañías telefónicas locales [49].

ADSL presenta una estructura asimétrica respecto al sentido del flujo de datos. El ancho de banda utilizado por la información hacia el usuario (descendente) es mucho mayor que el ocupado por el flujo hacia la central telefónica (ascendente). Esta característica encaja con el perfil de múltiples servicios, como vídeo bajo demanda o Internet.



Modulación DMT.

Como técnica de transmisión, el estándar ANSI T1.413 [50] recomienda para ADSL la modulación multitono DMT<sup>14</sup> sobre otros métodos basados en una portadora única (CAP<sup>15</sup>), por su menor sensibilidad al ruido de banda estrecha y su facilidad para modificar el caudal. Una modulación multitono divide el ancho de banda disponible en un amplio número de subcanales idealmente independientes y aislados espectralmente. La implementación práctica se realiza mediante transformaciones digitales ortogonales sobre los bloques de datos, en un proceso llamado subcanalización. En concreto, la técnica de modulación DMT basa este proceso en la Transformada Discreta de Fourier [51].

Asumiendo una respuesta frecuencial del canal razonablemente plana y un número de subbandas suficientemente grande, éstas se puede caracterizar por una ganancia constante, y por lo tanto, libre de distorsión. Así, el receptor no necesita emplear ecualizadores, y en su lugar, un simple detector evalúa la proporción de ruido sobre la señal esperada libre de distorsión para cada una de las subbandas. El transmisor puede asignar diferentes tasas de transmisión a cada subbanda de acuerdo con la relación SNR, con la condición de que la tasa global del canal debe ser la exigida por la aplicación. Así, en caso de que el transmisor disminuya el caudal en alguna subbanda, deberá redistribuir el flujo entre el resto de canales para mantener constante la tasa total. Evidentemente, se presupone la existencia de canales de retorno desde el receptor hacia transmisor para transportar las medidas SNR actualizadas para cada subbanda.

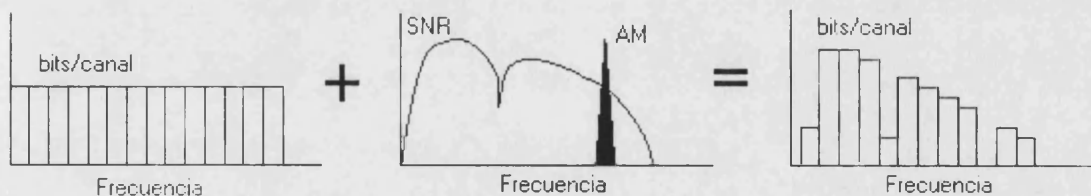


Fig.3.14. ADSL-DMT se adapta a la característica SNR de un segmento de par trenzado con una interferencia AM.

La figura 3.14. muestra un ejemplo sobre como se adapta la transmisión a las condiciones de la línea. En un proceso de inicialización, el sistema analiza las características del medio. Basándose en los resultados sobre SNR obtenidos por el transceiver, se reasigna el caudal por canal, y se inicia la transmisión. A partir de entonces, el sistema puede modificar

<sup>14</sup> Del inglés, *Discrete MultiTone*.

<sup>15</sup> Del inglés, *Carrierless Amplitude Phase Modulation*, es una variante de Modulación en Cuadratura y Amplitud (QAM).



dinámicamente el número de bits asignados a una subportadora, o cambiar su energía de transmisión sin interrumpir el flujo de datos, de modo que el rendimiento para cada subcanal sea máximo.

### Estructura del flujo de datos.

De acuerdo con la recomendación ANSI T1.143, la banda total disponible es dividida en 256 subbandas, cada una de las cuales porta una fracción de la información. Estas se agrupan para formar los caudales ascendente y descendente. Gracias al empleo de técnicas de cancelación de eco, ambos caudales se localizan en el espectro parcialmente solapados. Estos pueden ser submultiplexados para obtener canales de menor capacidad. Por último, se aísla una región de 4 KHz en el extremo DC de la banda, para el servicio telefónico analógico.

| <i>Subcanal</i> | <i>Caudal (Mbps)</i> | <i>Banda (Khz)</i> | <i>Uso</i>                                 |
|-----------------|----------------------|--------------------|--|
| 0               | 0.033                | 0-4                | Servicio telefónico analógico              |
| 1-6             | -                    | 4-30               | Control y aislamiento del canal telefónico |
| 7-31            | 1.5                  | 30-138             | Canal <i>dúplex</i> . BE-RDSI              |
| 32-255          | 12.5                 | 138-1104           | Canal <i>síplex</i> (descendente). BA-RDSI |

Tabla.3.3. Organización del espectro ADSL.

Las prestaciones de la transmisión dependen de la longitud y diámetro del cable, la presencia de puentes y conexiones, y el acoplamiento de interferencias. Como ejemplo ilustrativo, la norma establece que un enlace de 3.7 Km sobre par de 0.5 mm pueda transportar un caudal de 6.1 Mbps.

### Arquitectura de un transmisor ADSL.

ADSL aplica avanzadas técnicas de procesamiento digital para conseguir encauzar gran cantidad de información a través de líneas telefónicas de par trenzado. La atenuación provocada por la longitud de la línea sobre una señal de 1 MHz puede alcanzar 90 dB, forzando a la sección analógica del módem a trabajar en condiciones muy duras, con rangos dinámicos grandes, separando canales y manteniendo una SNR baja. La figura 3.15. muestra un posible esquema para la unidad de transmisión, y los distintos procesados aplicados sobre la señal.

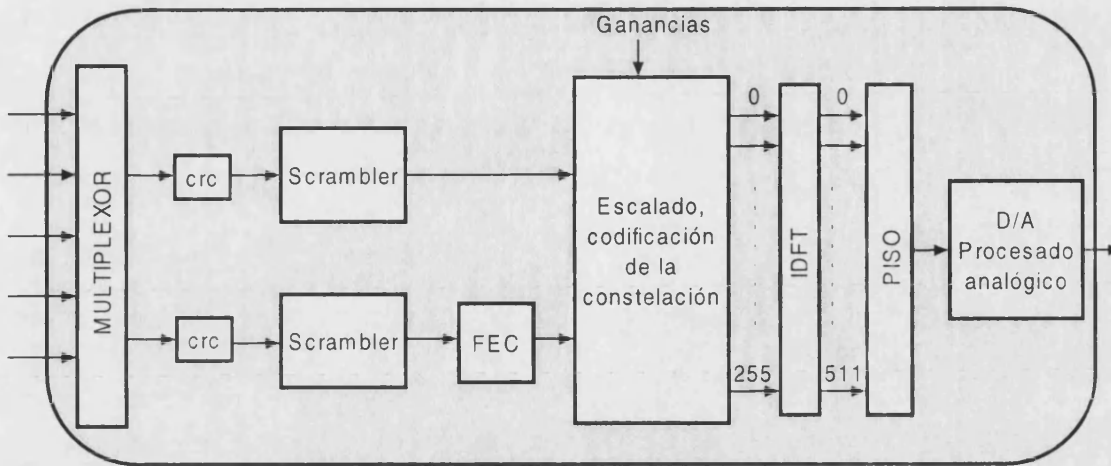


Fig 3.15. Posible transmisor ADSL en el nodo LT.

El flujo de datos, creado por el multiplexado de canales ascendente, descendente, y de administración de la red, es organizado por el módem en tramas, añadiendo un código de corrección de errores CRC al final del bloque. Los diversos canales son sincronizados y multiplexados en dos buffers, denominados Rápido y Entrelazado<sup>16</sup>. Los flujos de datos son asignados a uno u otro buffer, según pertenezcan a una conexión en tiempo real o no, respectivamente.

Seguidamente cada corriente de bits es tratada por un *scrambler*, que produce una corriente de salida pseudo-aleatoria. Sin este tratamiento, una serie suficientemente larga de símbolos idénticos podría provocar en el receptor la pérdida de la portadora.

El módem ADSL incorpora un método de corrección de errores FEC que minimiza el impacto de espúreos. Dicho método emplea una precodificación Reed-Solomon, que gracias a la introducción de cierto número de bits redundantes, permite la detección y posterior corrección de espúreos en ráfagas de menos de 500  $\mu$ s de duración, mediante técnicas de interpolación. El proceso se completa con una codificación entrelazada (p.ej. codificación Wei 2D-8E). Diversas pruebas han demostrado que el proceso de entrelazado puede requerir hasta 17 ms. Este retardo es inaceptable en comunicaciones en tiempo real, por lo que este mecanismo FEC, por el momento, sólo es aplicable sobre tráfico en tiempo no-real, como TCP/IP.

A continuación se realiza la codificación. Cada subcanal es modulado por separado con una portadora cuyo valor corresponde a la frecuencia central de la subbanda. Se utiliza una Modulación en Cuadratura y Amplitud (QAM), cuya constelación varía en función del número de

bits asignados al subcanal, entre 0 y 15 b/Hz. Posteriormente las subbandas son procesadas en paralelo. La modulación multibanda DMT utiliza la inversa de la Transformada Discreta de Fourier (IDFT), que traslada un máximo de 256 subportadoras del dominio frecuencial al dominio temporal. En la recepción, la aplicación de la Transformada Discreta de Fourier (DFT) romperá la señal en tonos discretos para recuperar la información.

Por último el transmisor incluye todas las funciones analógicas de transmisión: conversor D/A, filtro *anti-aliasing*, circuitería híbrida y el divisor para simultanear el servicio telefónico analógico.

La unidad de transmisión en el lado del abonado es similar al localizado en la central telefónica. La diferencia principal es que, para el abonado, el número máximo de subportadoras es 32, correspondientes al flujo ascendente.

#### **3.3.4. Enlace de gran ancho de banda: VDSL (Very High-bit-rate DSL).**

En la actualidad, en las nuevas instalaciones existe cierta tendencia a acortar las distancias entre el abonado y el nodo de acceso de la compañía telefónica. La reducción en la longitud del bucle local permite alcanzar mayores velocidades de transmisión, ya que los efectos atenuadores del medio disminuyen.

La tecnología VDSL [53] es una extensión de ADSL y está en estudio para su normalización. Puede operar tanto simétrica como asimétricamente sobre un sólo par telefónico. Su capacidad está siendo estudiada por el Forum ADSL. Para acceso asimétrico, los caudales considerados van desde 12.96 a 55.2 Mbps descendente, y 1.6 a 2.3 ascendente. La versión simétrica baraja transferencias a 19.2 Mbps. En función del caudal, la longitud del enlace puede variar entre 300 y 1500 m. Para concentrar el tráfico generado por los TEs en la dirección ascendente, se consideran diversas alternativas, como Ethernet-LAN o ATM-LAN. Asumiendo un posible tráfico ATM generado en sentido ascendente, VDSL está concebida para transportar dicho formato.

Los flujos ascendente y descendente ocupan porciones del espectro separados. La parte baja (0-80 KHz) se dedica al servicio telefónico analógico y al acceso básico RDSI. En la versión asimétrica, frecuencias entre 300 y 700 KHz son asignadas al flujo ascendente, mientras que la banda por encima del MHz es empleada para el servicio descendente. Las frecuencias

---

<sup>16</sup> *Fast e Interleaved.*

superiores a 30 MHz pueden interferir con equipos de radioaficionado, lo que limita la banda de aplicación.

Como en ADSL, sobre el tráfico en tiempo no real se aplica una precodificación Reed-Solomon con entrelazado de bits. Son varias las codificaciones consideradas para VDSL: CAP, DMT y DWMT<sup>17</sup>. En principio, la técnicas multitono parecen más atractivas que CAP, por su menor sensibilidad al ruido de banda estrecha y su facilidad para modificar el caudal. Por otro lado, diversos estudios subrayan mejores prestaciones de DWMT respecto a DMT en cuanto al proceso de subcanalización [32].

| <i>Tecnología</i> | <i>Estándar</i>           | <i>Caudal (Mbps)</i><br><i>A: Ascendente</i><br><i>D: Descendente</i> | <i>Pares</i><br><i>(Nº)</i> | <i>Servicios</i>  | <i>Distancia</i><br><i>(Km)</i> |
|-------------------|---------------------------|---|-----------------------------|---|---------------------------------|
| <b>RDSI-DSL</b>   | ANSI<br>T1.219.1991       | 0.160 (A+D)   | 1                           | Voz + datos   | 5.5                             |
| <b>HSDL</b>       | ANSI, ETSI<br>DTR/DM-3017 | 1.544 (A+D)<br>2.048 (A+D)  | 2                           | Acceso a servidores de Internet, acceso LAN, servicios T1/E1                      | 4                               |
| <b>SDSL</b>       | No                        | 1.544 (A+D)<br>2.048 (A+D)  | 1                           |   | 3                               |
| <b>DMT-ADSL</b>   | ANSI<br>T1.413.1995       | 6.144 (D)<br>0.640 (A)  | 1                           | Acceso a Internet, acceso LAN, VoD, Difusión de vídeo, Servicios multimedia       | 4                               |
| <b>RADSL</b>      | No                        | 0.032 hasta 9 (D)<br>0.032 hasta 1.5 (A)                              | 1                           |   | Depende del caudal              |
| <b>VDSL</b>       | ANSI, DAVIC<br>En estudio | 12.96 (D)<br>25.92 (D)<br>51.84 (D)<br>2 hasta 20 (A)                 | 2                           | Acceso a Internet, acceso LAN, VoD, Difusión de vídeo, Servicios multimedia, HDTV | 1.5                             |
|                   |                           |   |                             |   | 1                               |
|                   |                           |   |                             |   | 0.3                             |
|                   |                           |   |                             |   |                                 |

Tabla 3.5. Tecnologías xDSL.

<sup>17</sup> Siglas de *Discrete Wavelets MultiTone*.

### 3.4. Capa de Enlace.

Como ya se ha comentado, la información de señalización es distribuida en paquetes a través del canal *D*, mientras que los datos del usuario son transportados por canales *B*. El protocolo de la capa de enlace sobre el canal *D* realiza las tareas de control de flujo de la información de señalización<sup>18</sup>, identificación de los extremos del enlace, detección y corrección de los errores introducidos por la transmisión física, etc.

En concreto, la recomendación I.440 [36] describe el procedimiento de transmisión sobre el canal *D*, denominado LAP-D, por el cual se realiza la labor de transporte de los comandos propios de la capa de red, responsables del establecimiento y control de las comunicaciones a lo largo de la red [55]. LAP-D es una particularización del protocolo orientado a bit HDLC [39]. La figura 3.16 muestra el formato de la trama, en la que se distinguen los siguientes campos:

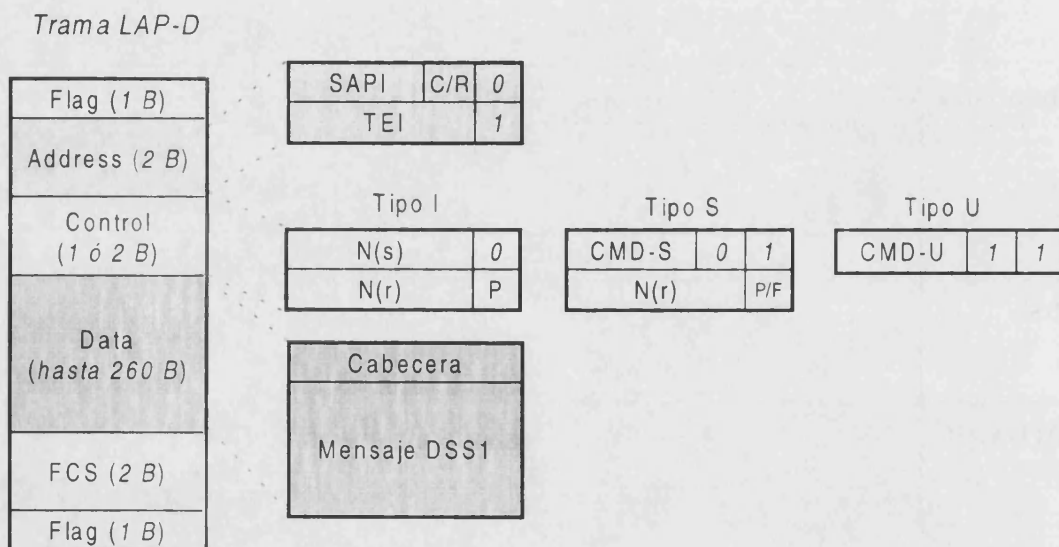


Fig. 3.16. Formato de la trama LAP-D.

- *Flag* (1 byte). Constituye el delimitador de la trama, y siempre tiene el valor 7Eh.
- *Address* (2 bytes). El campo de dirección se compone de las siguientes áreas:
  - *SAPI* o *Service Access Point Identifier* (6 bits). Identifica el tipo de mensaje de la capa de red transportado (señalización, mensajes administrativos, paquetes de información del usuario, etc.)
  - *C/R* (1 bit). Indica cuando la trama contiene un Comando o una Respuesta.

- *TEI* o *Terminal End-point Identifier* (7 bits). Es un identificador único dado a cada enlace con un dispositivo TE en una configuración en bus S. Son posibles tanto enlaces punto a punto como punto-multipunto.
- *Control* ( 2 bytes). El campo de control identifica tres tipos de trama: Información (*I*) para transporte de datos, Supervisión (*S*) para control del flujo y del caudal, o No-numerada (*U*) para definir modos de operación, identificar errores de protocolo, etc. En función del tipo, se incluyen campos referentes al ordinal de la trama dentro de la secuencia<sup>19</sup>. Mediante  $N(s)$  el transmisor indica el número de la próxima trama a enviar, mientras que  $N(r)$  señala en el receptor el ordinal de la siguiente trama que se espera recibir. Por último, las tramas *S* y *U* incluyen un sencillo juego de comandos para el control y la supervisión de la conexión al nivel de enlace.
- *Information* ( 0 a 260 bytes): Información perteneciente al protocolo de la capa de red (DSS1) o datos del usuario.
- *FCS* o *Frame Check Sequence* (2 bytes): Es un campo CRC para posibilitar la detección de errores en recepción, en cuyo caso sería necesario solicitar la retransmisión de la trama defectuosa.

### 3.5. Capa de Red.

Los comandos propios de la capa de red son los responsables del establecimiento, control y finalización de las comunicaciones de extremo a extremo de la red RDSI [55]. Algunos de estos comandos son *SETUP*, *CONNECT*, *ALLERT*, *USER INFORMATION*, *RELEASE*, *CANCEL*, *STATUS*, y *DISCONNECT*. Las normas I.450/1 [36] describen con detalle estos procesos.

Como ejemplo, la figura 3.17 muestra cómo podrían ser los procedimientos de llamada y de desconexión entre dos terminales *A* y *B*. Inicialmente, el número del terminal *B* está incluido en el comando de inicio *SETUP*. La red confirma a *A* que el procedimiento de llamada ha comenzado. Un comando *ALLERT* indica a *A* que el terminal *B* está sonando. Cuando el usuario

---

<sup>18</sup> Ocasionalmente, pueden ser datos empaquetados con una baja tasa de transferencia.

<sup>19</sup> HDLC es un protocolo de tipo ARQ (*Automatic Repeat reQuest*), en el que las tramas sin retraso mientras no se reciba alguna notificación de error. De producirse, ésta deberá indicar que trama debe ser reenviada.

B contesta, el mensaje *CONNECT* viaja hacia el terminal A. Estos mensajes son reconocidos con el comando *CONN\_ACK*, y el proceso de conexión ha finalizado.

Cuando A termina la comunicación, envía *DISCONNECT* a B. A continuación, la desconexión es confirmada a ambos extremos mediante *RELEASE*. Finalmente, con *REL\_COMPL* el canal B es definitivamente liberado.

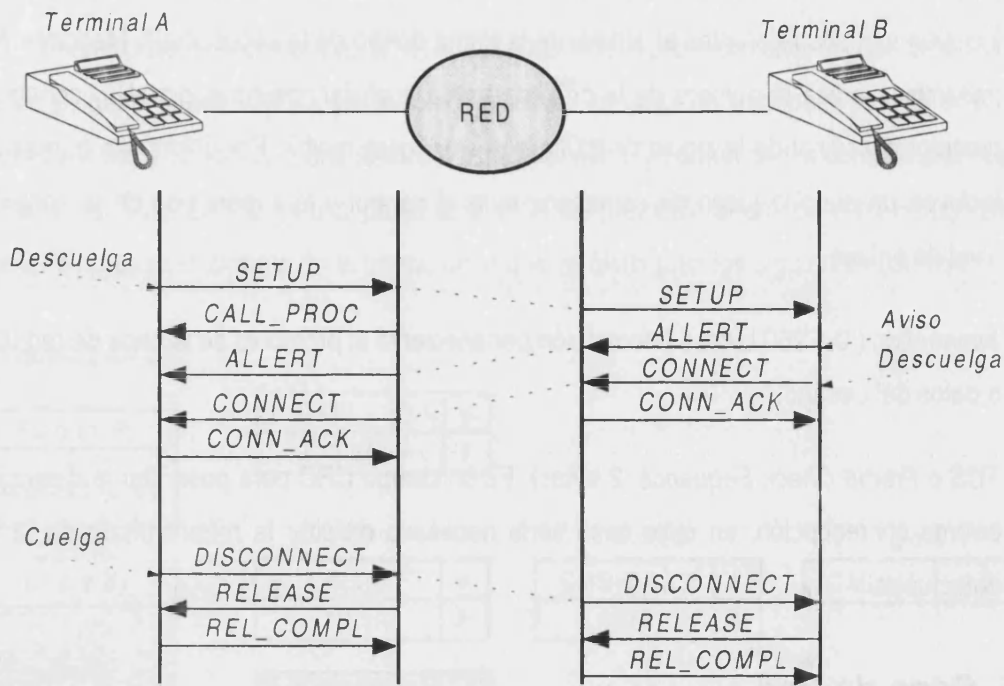


Fig. 3.17. Procedimientos de llamada y desconexión en la capa de red.

### Conclusión.

A la vista del estudio, la tecnología RDSI parece adaptarse a las necesidades de la futura red de intercomunicación. En concreto, el acceso básico RDSI presenta una estructura concebida para la transferencia de canales de audio digital multiplexados en el tiempo sobre un caudal de 144 Kbps ( $2B+D$ ). Define además procedimientos de señalización a través del canal dedicado *D*. A partir de los interfaces *S/T* y *U* es posible diseñar una red basada en pares de cobre con gran flexibilidad topológica. Por cuestiones económicas y de mercado, el Acceso Básico RDSI es hoy en día la opción más viable para construir la red en el prototipo intercomunicador. Sin embargo, están surgiendo en la actualidad avanzadas tecnologías que permiten el soporte de servicios de banda ancha sobre el lazo del abonado, y cuya aplicación podría valorarse en función de los condicionantes económicos del momento. En este sentido, la tecnología ADSL es especialmente interesante dado su perfil asimétrico, adecuado para

aplicaciones de videoportería, videovigilancia, etc. Finalmente, VDSL permitirá en un futuro próximo servicios de banda ancha en el interior del edificio, gracias al empleo de las últimas técnicas de procesado digital sobre enlaces inferiores a 300m.

Una vez considerados los aspectos referentes a la red, queda pendiente el problema del acondicionamiento de la señal para su envío a través de la red digital. Es necesario digitalizar, codificar y, en ocasiones, comprimir la información. El siguiente capítulo expone una visión general sobre estos procedimientos, estrechamente ligados con las tecnologías de red ya conocidas.





## **4. Procesamiento de la señal de audio y video para su transmisión digital.**

|   |             |
|---|-------------|
| <b>SUMARIO.....</b>   | <b>4-1</b>  |
| <b>4. 1. PROCESADO DE LA SEÑAL DE AUDIO.....</b>                              | <b>4-1</b>  |
| 4.1.1. Modulación por Impulsos Codificados (PCM).....                         | 4-2         |
| 4.1.2. Modulación Delta (DM).....   | 4-4         |
| 4.1.3. Modulación Diferencial por Impulsos Codificados (DPCM).....            | 4-5         |
| 4.1.4. Modulación Diferencial Adaptativa por Impulsos Codificados (ADPCM). .. | 4-6         |
| 4.1.5. Codificación Subbanda (SBC).....                                       | 4-7         |
| <b>4. 2. PROCESADO DE LA SEÑAL DE VÍDEO. ....</b>                             | <b>4-8</b>  |
| 4.2.1. Problemas básicos en la compresión de señales visuales. ....           | 4-10        |
| 4.2.2. La recomendación H.261. ....   | 4-13        |
| Compresión espacial. ....   | 4-14        |
| Compresión temporal.....  | 4-18        |
| Tipos de fotogramas. ....   | 4-20        |
| Codificador y Decodificador. ....   | 4-20        |
| 4.2.3. La recomendación H.263. ....   | 4-22        |
| Modo Vector de Movimiento No Restrictivo (UMV). ....                          | 4-23        |
| Modo de Codificación Aritmética (SAC). ....                                   | 4-23        |
| Modo de Predicción Avanzado (APM).....  | 4-23        |
| Modo PB-frames. ....  | 4-24        |
| 4.2.4. Otras recomendaciones: JPEG, MPEG-1/2/4.....                           | 4-25        |
| <b>CONCLUSIÓN. ....</b>   | <b>4-26</b> |



## Sumario.

*Para transmitir la información a través de una red digital es necesario acondicionar la señal, muestreándola y codificándola. El muestreo permite el tránsito del dominio continuo al discreto, mientras que el objetivo de la codificación es representar la información de modo que sea posible un almacenaje o transmisión eficiente, posible gracias a la aplicación de técnicas de compresión.*

*Primero se exponen algunas de los procedimientos de codificación de audio más comunes. Sin embargo, el mayor problema está constituido por la transmisión de vídeo digital, que implica un gran aporte de datos difícil de acomodar en la banda pasante propia de un par telefónico. La segunda sección describe los métodos de compresión de vídeo que hacen posible hoy en día su transmisión en banda estrecha.*

*Es importante resaltar que diversos procesos descritos en la sección de vídeo son derivados o extrapolados de conceptos aplicados a la codificación de audio.*

### 4. 1. Procesado de la señal de audio.

Esta sección presenta algunos métodos de codificación de audio para una transmisión eficiente [57]. De acuerdo con el método de compresión, se pueden considerar dos grupos: basados en la señal (*waveform*), y paramétricos. Los primeros aprovechan la alta correlación entre las muestras para eliminar la información redundante y codificar sólo aquella información necesaria para la posterior decodificación [59]. Los segundos codifican parámetros que describen la señal de acuerdo con un modelo matemático del sistema emisor [58]. En concreto, los denominados *vocoders* emplean modelos del sistema fonador humano para codificar la voz. Estos permiten tasas de compresión importantes, y son utilizados principalmente en telefonía móvil. Sin embargo, la codificación de información no correspondiente con el modelo es muy deficiente.

Este trabajo centrará su interés en los codificadores *waveform*, que pueden operar sobre cualquier tipo de señal. De todos modos, los *vocoders* pueden ser de interés en el futuro desarrollo, en función de las especificaciones finales del producto y dependiendo de la oportuna evaluación económica.

### 4.1.1. Modulación por Impulsos Codificados (PCM<sup>1</sup>).

La conversión del dominio analógico al digital empieza con la toma de muestras de la señal de audio a intervalos de tiempo regular. A continuación, es necesario cuantificar las muestras, asignándoles un valor entre un conjunto discreto de niveles convenientemente espaciados a lo largo del margen de variabilidad de la señal. El flujo de datos digitalizados está formado por una secuencia de valores binarios que representan el número de valores de cuantización para cada muestra de audio. El método para representar cada muestra por una palabra de código se denomina Modulación por Impulsos Codificados (PCM) [60], y el dispositivo que realiza estas tareas se denomina comúnmente codificador-decodificador (codec).

El muestreo de una señal analógica en la banda 0-4 KHz, típica en transmisión telefónica de voz, se ejecuta con una frecuencia de muestreo mínima de 8 KHz para posibilitar su reconstrucción, de acuerdo con el criterio de Nyquist. A continuación, la información contenida en la amplitud de cada muestra es asignada a un valor numérico en el proceso de cuantización. El rango de la amplitud se divide en umbrales de cuantización que delimitan intervalos, y se establece una correspondencia entre el valor de cada muestra y el intervalo que las contiene. En general, el valor de cuantización es una aproximación, ya que el valor real requiere para su codificación binaria un número de bits superior al valor asignado. Esta diferencia entre el valor real de la muestra y el cuantizado provoca el denominado ruido de cuantización, que se manifiesta como un zumbido superpuesto sobre la comunicación. El empleo de mayor número de umbrales reduce el ruido de cuantización, a costa de aumentar las exigencias referentes al ancho de banda.

La etapa de codificación convierte el valor cuantizado en un conjunto de bits. Cada nivel de cuantización tiene asignado un código de ocho bits, donde siete dan cuenta de la magnitud y el último señala el signo. Así son posibles 256 niveles de cuantización. El caudal de información resultante es de 64 Kbps. La codificación más simple es la de tipo lineal o uniforme, en la que los saltos en el código de salida son proporcionales a la amplitud de la magnitud de entrada.

Uno de los parámetros que determinan la calidad del codificador es la denominada Relación Señal/ruido-de-Cuantización (*SQR*), definida como la relación entre la amplitud de la señal de entrada y la cuarta parte del intervalo de cuantización<sup>2</sup>. Es fácil comprobar que *SQR*

---

<sup>1</sup> PCM son las siglas de *Pulse Code Modulation*.

<sup>2</sup> Este valor de 0.25 como promedio del ruido de cuantización se determina estadísticamente, suponiendo que, durante un intervalo de tiempo suficientemente largo, las muestras de entrada se distribuyen uniformemente dentro de cada banda de cuantización.

crece con la amplitud de la señal de entrada, por lo que las señales más fuertes tendrán mayor calidad que las débiles. Este hecho no es deseable, ya que las señales débiles son más probables, y las fuertes tienden a enmascarar cualquier ruido presente.

Así pues, es conveniente mantener una *SQR* constante. El remedio consiste en ajustar los niveles de cuantización de modo que sean más pequeños para señales más débiles, y más largos para señales más fuertes. De este modo, el codificador presenta una respuesta no lineal, y la salida resulta una versión comprimida de la entrada. En el receptor, el decodificador presentará una característica complementaria que expandirá la respuesta, restaurando la linealidad de la señal. Este tipo de codec se denomina genéricamente compresor-expansor (compander).

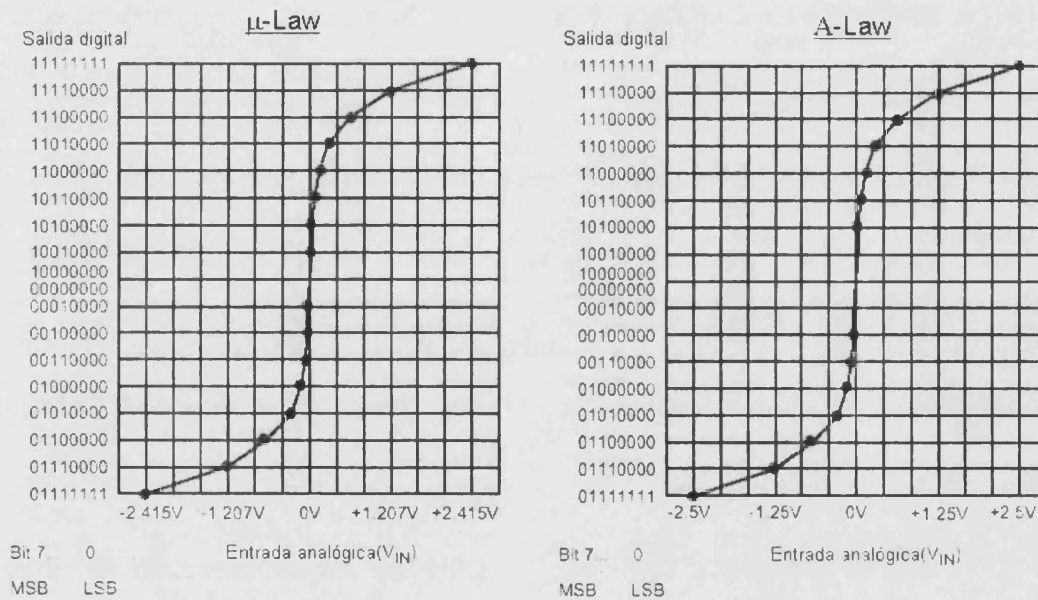


Fig.4.1. Características  $\mu$ -law y A-law, junto con una posible codificación a 8 bits.

Europa por un lado, y USA y Japón por otro, han adoptado leyes similares de compresión, denominadas respectivamente *A-law* y  $\mu$ -*law*, recogidas por CCITT en su recomendación G.711 [60]. Son transformaciones de naturaleza logarítmica, y permiten cubrir con una codificación de 8 bits un rango dinámico de la amplitud de entrada equivalente a una cuantización lineal de 14 bits. Esto supone en la práctica una relación de compresión 8 a 1. En concreto, la característica *A-law* es definida como:

$$\begin{cases} F(x) = \text{sgn}(x) \frac{A|x|}{1 + \ln(A)} & 0 \leq |x| < \frac{1}{A} \\ F(x) = \text{sgn}(x) \frac{(1 + \ln A|x|)}{1 + \ln(A)} & \frac{1}{A} \leq |x| \leq 1 \end{cases} \quad [4.1]$$

donde  $F(x)$  es el valor comprimido y  $A$ , un parámetro de compresión cuyo valor es 87.6. La primera presenta mejor respuesta ante señales débiles, pero la segunda es mejor en situaciones de canal desocupado. La norma G.711 es ampliamente utilizada en la RDSI.

**4.1.2. Modulación Delta ( $DM^3$ ).**

La Modulación Delta (DM) permite eliminar parte de la redundancia existente en la secuencia de muestras. En lugar de codificar el valor de la muestra aislada como hace PCM, DM considera la polaridad de la diferencia entre muestras consecutivas. La realización es simple, como muestra la figura 5.2. La señal de entrada  $x(n-1)$  es codificada. En el camino de realimentación, el bloque de predicción de primer orden no es más que un elemento de retardo

$$x'(n) = S(n-1) \quad [4.2]$$

y la señal es decodificada  $x'(n-1)$  y comparada con la entrada correspondiente a la siguiente muestra  $x(n)$ , para determinar la tendencia. Si resulta creciente ( $\delta(n) = +1$ ), la palabra de código será un simple '1', y un '0' en caso decreciente ( $\delta(n) = -1$ ). Es fácil observar que si un flujo PCM implica 8 bits por muestra, el correspondiente DM requiere solamente 1 bit por muestra, y en principio, la frecuencia de muestreo coincide con la frecuencia de transmisión. Otra ventaja de DM es la robustez de la codificación frente al ruido, debido al carácter diferencial del método.

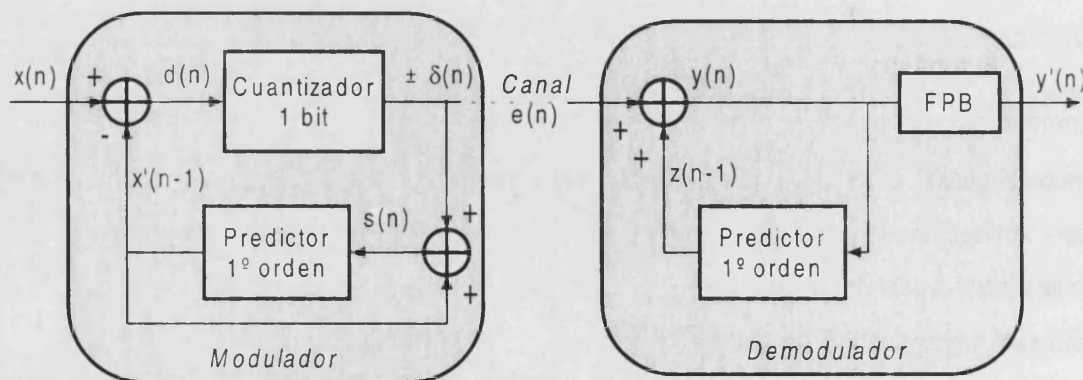


Fig. 4.2. Modulador y demodulador Delta.

Sin embargo, existen dos fenómenos indeseados derivados del tamaño inapropiado del paso  $\Delta(n)$  [59]. Si éste es demasiado pequeño, puede ocurrir que el modulador no sea capaz de seguir la pendiente de la señal de entrada. Esto se conoce como saturación en la pendiente. Por otro lado, si la señal de entrada mantiene una amplitud relativamente constante, aparece un rizado en la señal reconstruida. Este fenómeno, análogo al ruido de cuantización en PCM, se conoce como ruido granular, y es más notorio cuanto mayor es el paso. Con frecuencia, la solución en ambos casos pasa por muestrear a una frecuencia superior incluso a la requerida por PCM, con lo que parte de la ventaja expuesta se pierde. En cualquier caso, la elección del paso apropiado requiere un conocimiento previo de la señal a codificar, circunstancia que no siempre puede ser satisfecha.

#### 4.1.3. Modulación Diferencial por Impulsos Codificados (DPCM<sup>4</sup>).

La modulación DPCM es una extensión de la modulación DM. La diferencia entre la señal discreta de entrada y un valor de predicción es cuantizada a uno de  $p$  valores posibles. La complejidad del modelo está directamente relacionada con la complejidad del bloque de predicción. En general, éste puede expresarse mediante la expresión:

$$x'(n) = \sum_{R=1}^N h_R S(n-R) \quad [4.3]$$

donde  $N$  es el orden del predictor y  $h_R$  es el conjunto de coeficientes de predicción. Es fácil advertir que si  $h_1=1$  y el resto de coeficientes son nulos, se tiene [4.2]<sup>5</sup>. Nótese además que [4.3] se corresponde con la expresión general de un filtro FIR, muy apropiado para implementar con DSP, por ejemplo.

Una comparativa entre PCM y DPCM muestra que la segunda presenta un mejor comportamiento en lo referente a  $SQR$ . Esto es debido a que el cuantizado se efectúa sobre diferencias entre muestras y no sobre valores absolutos, con lo que se comete un menor error de cuantización para un mismo número de niveles de cuantización.

<sup>3</sup> DM corresponde a *Delta Modulation*.

<sup>4</sup> DPCM son las siglas de *Differential Pulse Code Modulation*.

<sup>5</sup> El esquema DPCM se obtiene considerando en figura 5.2 un cuantizador de  $p$  bits y un predictor de orden  $N$ ,



**4.1.4. Modulación Diferencial Adaptativa por Impulsos Codificados (ADPCM<sup>6</sup>).**

Para solventar las limitaciones de los moduladores diferenciales es necesario idear predictores adaptativos, esto es, capaces de variar el tamaño paso en función del comportamiento de la señal de entrada, estudiado a partir de cierto número de muestras previas. El término “adaptativo” puede aplicarse al paso tanto en el proceso de predicción como en el de cuantización. Son múltiples las implementaciones posibles de ADPCM. En concreto, el modelo propuesto por CCITT en norma G.721 sigue un esquema de adaptación retroalimentado tanto en cuantizador como en predictor [61].

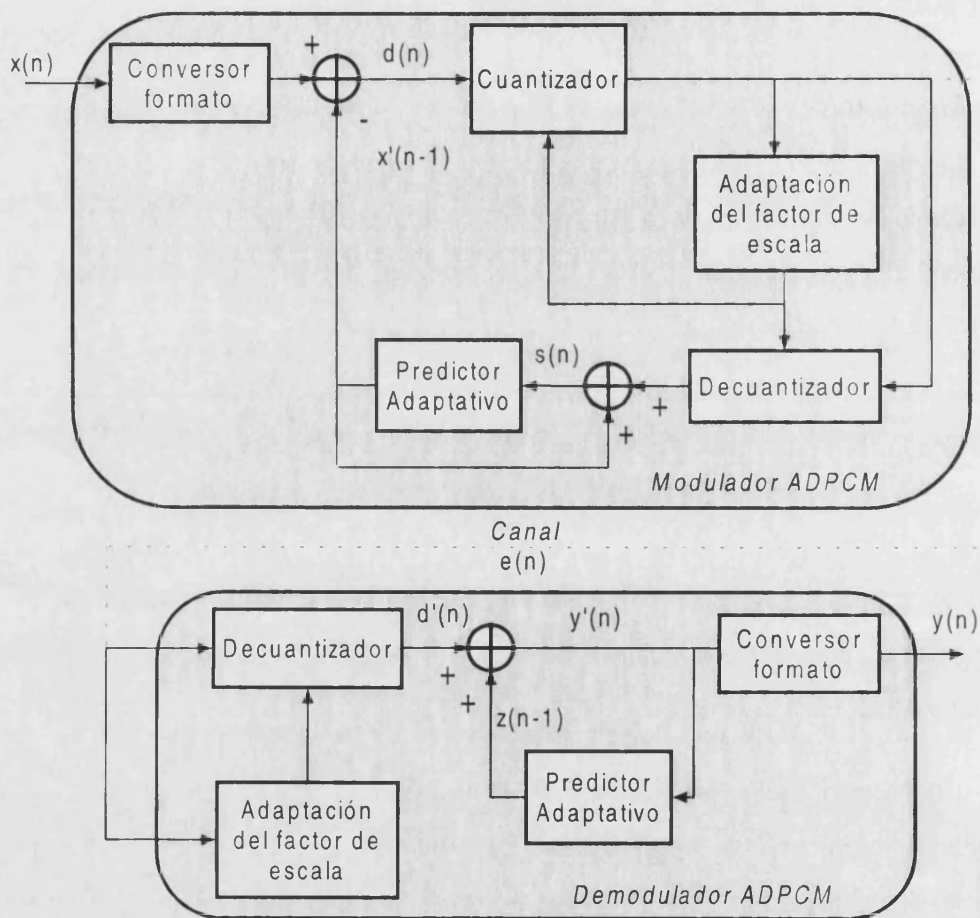


Fig.4.3. Modulador y demodulador ADPCM.

La entrada al codificador debe tener el formato estándar propuesto por CCITT, consistente en un flujo PCM *compandido* ( $A/\mu$ -law) con una tasa de 64 Kbps. El bloque de conversión de formato recupera la linealidad de la señal de entrada en el codificador, mientras

<sup>6</sup> ADPCM son las siglas de *Adaptive Differential Pulse Code Modulation*.

que realiza el proceso contrario en el decodificador. La señal diferencial es procesada por un cuantizador adaptativo de 4 bits<sup>7</sup>. Para reconstruir la señal en el bucle de predicción, se incluye un decuantizador también adaptativo. El predictor utiliza un cierto número de estimaciones previas de la entrada para calcular el próximo valor que será restado de muestra de entrada para obtener la señal diferencia.

ADPCM permite relaciones de compresión de hasta 4 a 1. En concreto, las implementaciones recomendadas por CCITT en las normas G.721 y G.723 especifican tasas de salida de 32 y 24 Kbps, respectivamente.

#### **4.1.5. Codificación Subbanda (SBC<sup>8</sup>).**

El término Codificación Subbanda es un concepto genérico. Básicamente consiste en dividir la señal en subcanales mediante el empleo de filtros pasabanda, y aplicar con posterioridad cualquiera de las técnicas anteriormente expuestas. Así, cualquier ruido de cuantización se mantiene dentro de cada subbanda sin interferir en el resto. Es posible asignar bits entre los diversos canales atendiendo a criterios perceptuales<sup>9</sup>, y no necesariamente en términos de *SNR*.

Como ejemplo, el algoritmo de compresión de audio MPEG<sup>10</sup> [62] responde a un esquema subbanda con cuantización adaptativa. El codificador divide la señal de audio en frecuencia para obtener 32 subbandas, y después en tiempo, en tramas de 8 ó 24 ms de longitud. Un modelo psicoacústico estima la sensibilidad del oído humano al ruido de cuantización para cada trama y cada subbanda. Esta información será utilizada para elegir el paso de cuantización adecuado para conseguir un sonido con la mejor calidad subjetiva posible, en función del ancho de banda disponible en el medio de transmisión. La información referente a la cuantización se envía junto a las muestras codificadas en cada subbanda permitir la reconstrucción en el decodificador.

---

<sup>7</sup> De acuerdo con la recomendación G.721.

<sup>8</sup> SBC hace referencia al término *SubBand Coding*.

<sup>9</sup> "Perceptual" es un término que hace referencia al modo en que el ser humano percibe la información sonora o visual.

<sup>10</sup> MPEG corresponde a las siglas *Motion Pictures Expert Group*.

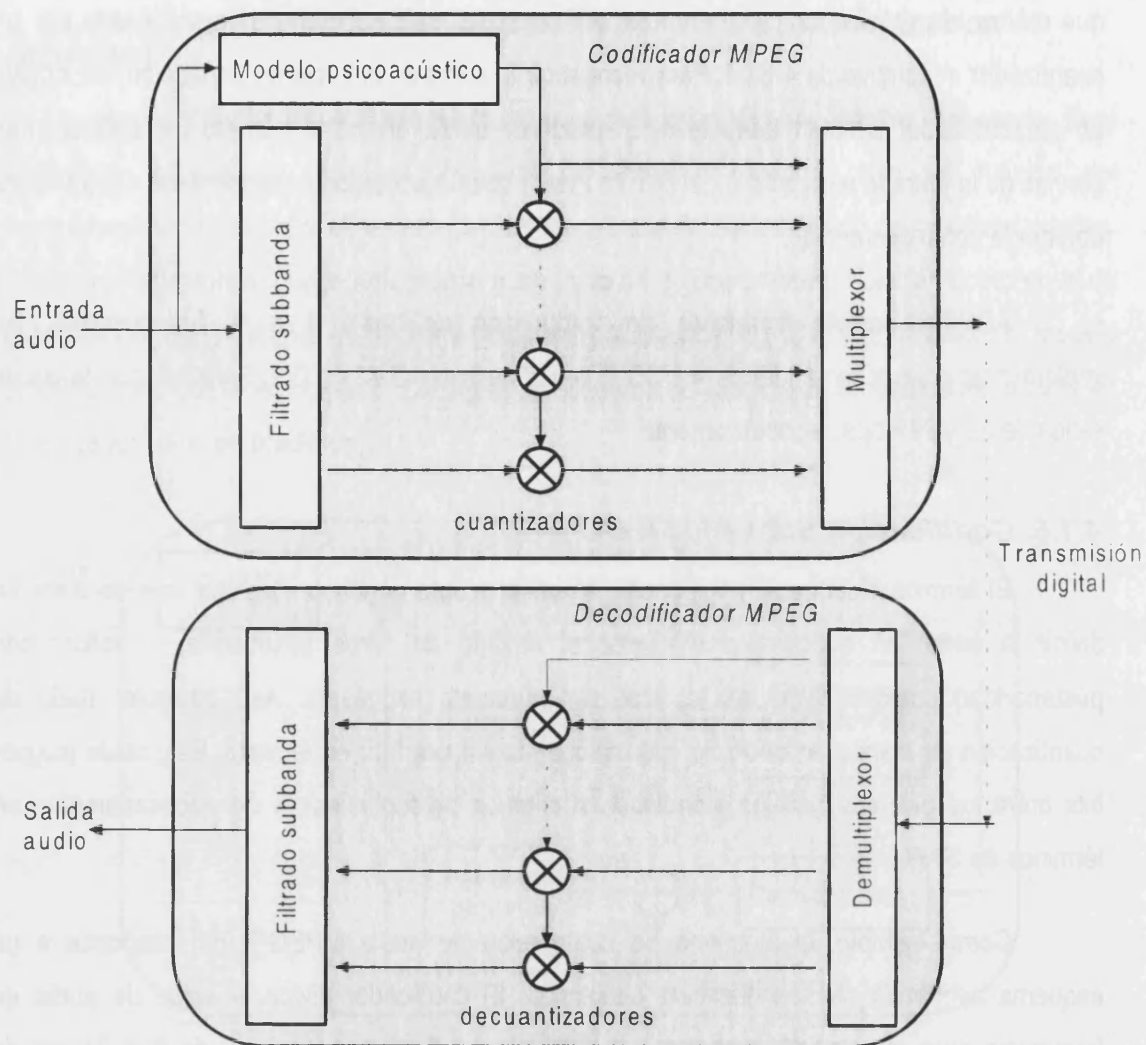


Fig 4.4. Modulador y demodulador subbanda MPEG..

## 4. 2. Procesado de la señal de vídeo.

La cantidad de datos requerida para representar vídeo digital es muy alta. Si se considera el ancho de banda disponible en los medios de transmisión más frecuentes, se observa la necesidad de comprimir la información para su envío. Por ejemplo, el formato CIF<sup>11</sup> define una resolución en luminancia de 352x288 líneas, y de 176x144 en crominancias (formato 4:2:0), con una tasa de 30 fotogramas por segundo. Estos requerimientos exigen un caudal de 31 Mbps para una transmisión CIF sin compresión. Sin embargo, como se expuso en el capítulo 3, un cable par trenzado en un lazo telefónico presenta un ancho de banda del orden del MHz.

<sup>11</sup> *Common Intermediate Format* (CIF) es un formato de vídeo para aplicaciones con calidad media/baja, como videoconferencia, y combina la frecuencia de línea PAL y la tasa de imagen NTSC.

Por ello, parece virtualmente imposible transmitir imágenes de vídeo en tal soporte. Afortunadamente, el desarrollo de las tecnologías de redes e Internet ha posibilitado la aparición de sistemas de videoconferencia sobre par trenzado como medio físico, con una calidad de imagen aceptable [72, 73]. En los últimos años, se han obtenido constantes avances en compresión de vídeo, sobre todo gracias al esfuerzo para obtener normas internacionales.

El interés por las técnicas de compresión puede atribuirse a la necesidad de introducir mayores prestaciones para proporcionar nuevos servicios en infraestructuras ya existentes. Por otro lado, el coste de las conexiones suele ser proporcional al ancho de banda consumido, luego una mayor compresión supone un importante ahorro en la conexión.

Son varios los estándares de compresión de imagen y vídeo [68-70]. En función del tipo de información fuente, se pueden dividir en dos familias<sup>12</sup>:

- Las técnicas basadas en pixels son aquellas que aprovechan ciertas características estadísticas en la imagen. La fuente del tratamiento puede ser un pixel, un bloque de pixels, o una versión transformada de sus valores, que constituye el mensaje a codificar. Ejemplos típicos son la codificación en bloques mediante transformada (p.ej., DCT<sup>13</sup>), y la codificación subbanda o basada en *wavelets*. La extensión de estas técnicas desde la imagen fija a secuencias de vídeo constituyen los denominados métodos basados en la compensación de movimiento. Estas realizan la codificación de los pixels junto con la información de su movimiento a lo largo de la secuencia.
- En las técnicas basadas en objetos, la fuente de la codificación está constituida por objetos de perfil conocido o arbitrario. Por ejemplo, los métodos basados en segmentación definen como unidad regiones de la imagen que son codificadas considerando su contorno, su textura e información del movimiento. Otras técnicas, basadas en modelos, construyen un modelo más o menos sofisticado que permite definir una descripción semántica de la escena. La información codificada está constituida por los parámetros de dicho modelo.

En particular, son de interés para su posible aplicación en el prototipo los métodos de compresión para canales de banda estrecha, en torno a 64 Kbps, concebidos para aplicaciones

---

<sup>12</sup> Obsérvese el paralelismo con la clasificación entre *codecs* y *vocoders*, en la codificación de audio.

<sup>13</sup> Transformada Discreta del Coseno (*Discrete Cosine Transform*), es la parte real de la transformada discreta de Fourier.

de videoconferencia. En estos casos, la relación de compresión requerida puede oscilar entre 150 a 1 y 1000 a 1. Como se verá, estas relaciones se consiguen mediante el empleo de un conjunto encadenado de algoritmos de compresión.

En la actualidad, las posibilidades se reducen a los estándares H.261 [74-76] y H263 [77-80], basados en transformada DCT sobre bloques de pixels con compensación de movimiento. Aún en estudio, el método más avanzado, que aplica mecanismos basados en perfiles arbitrarios u objetos, es MPEG4 [83, 84]. Dado el carácter experimental del último, se prestará especial atención a los primeros.

#### **4.2.1. Problemas básicos en la compresión de señales visuales.**

Los métodos de codificación tienen como objetivo representar la información de modo no redundante. En secuencias de imágenes naturales destinadas al análisis humano, se pueden distinguir dos tipos de redundancia: objetiva y subjetiva. La primera se fundamenta en la dependencia de una muestra con las de su entorno. Así, en una secuencia con objetos estructurados y movimiento coherente, no todas las muestras son necesarias porque una parte podrán ser interpoladas a partir del entorno. Por otra parte, la redundancia subjetiva está relacionada con el funcionamiento de la percepción humana. Dentro de la secuencia de información, algunos datos son irrelevantes para el observador, puesto que son eliminados en las primeras etapas del proceso de percepción.

Básicamente existen dos formas de eliminar la redundancia de una señal. Los procesos de compresión sin distorsión se fundamentan en la obtención de un código binario cuya longitud promedio sea igual a la entropía de la señal  $H$  [56, 68]. La Teoría de la Información define el contenido de información por palabra de código  $I_i$  como:

$$I_i = -\log_2 P_i \quad [4.4]$$

donde  $P_i$  es la probabilidad de ocurrencia de la palabra  $i$ . Entonces, la entropía de la señal  $H$  se define como el contenido de información promedio por palabra de código:

$$H = -\sum_i P_i \log_2 P_i \quad [4.5]$$

El valor de  $H$  se puede interpretar como el mínimo número de bits por símbolo necesarios para codificar la fuente de señal. Los procesos de compresión sin distorsión

presentan unas tasas de compresión limitadas, ya que suelen asumir un comportamiento estadístico simple que no aprovecha las redundancias mencionadas.

Por otro lado, los procesos de compresión con distorsión se basan en la cuantización de la señal, que implica sobre la señal una disminución de sus grados de libertad y una reducción intrínseca de su entropía, a costa de introducir una distorsión irreversible. Así, los algoritmos de compresión con pérdidas deben encontrar el equilibrio entre la tasa de compresión requerida y la máxima distorsión aceptable [64].

Los procedimientos de codificación de vídeo más habituales se basan en dos técnicas básicas para resolver el problema de la redundancia en la señal: compensación del movimiento entre fotogramas, y la cuantización de la señal correspondiente a un fotograma en un determinado dominio transformado [65].

**Compensación del movimiento.** Permite predecir muestras futuras a partir de las anteriores y de cierta información referente al movimiento dentro de la secuencia. En una aplicación real, la aparición de errores de predicción hace necesario el empleo de una señal residual que pueda compensar dichos errores para obtener una reconstrucción perfecta. Así pues, la secuencia se representa mediante la información del movimiento y los errores de predicción. La ventaja de esta representación es que se elimina parte de la redundancia temporal objetiva, y la entropía de las nuevas señales se ve reducida.

Es fácil ver la relación entre los esfuerzos dedicados a la estimación del movimiento y a la codificación de la señal de error. Así, una descripción del movimiento más compleja hará posible una mejor predicción, y generará una señal residual de menor entropía. Por otro lado, una mejor codificación del error, esto es, capaz de aprovechar la redundancia no eliminada en el proceso de compensación del movimiento, puede dar buen resultado con una información del movimiento simple. Este reparto de recursos es uno de los temas básicos en los esquemas actuales de codificación de vídeo [65].

**Transformación y cuantización.** El proceso anterior supone una fuerte reducción de la entropía. No obstante, la señal que da cuenta de los errores de predicción presenta una alta correlación entre las muestras. Esta limitación se puede resolver realizando una cuantización la señal después de efectuar una transformación de dominio de representación, en el cual las

muestras aparezcan independientes entre sí [63, 68]. Este método es ampliamente utilizado para la compresión de imágenes fijas JPEG<sup>14</sup> [77].

Mediante el análisis estadístico de las componentes sobre un conjunto representativo de imágenes a codificar, se obtiene la transformación lineal óptima que pasa del dominio inicial al dominio de ejes propios de la distribución de muestras de entrenamiento: la transformada de Karhunen-Loève (KLT) [64]. Además de descorrelacionar los coeficientes, la KLT presenta una serie de características adecuadas para la representación de señales. Sin embargo, no es una solución universal, ya que depende de la estadística del conjunto de entrenamiento y sería necesario recalcular las funciones base en cada aplicación. Afortunadamente, si la autocorrelación de las señales en dominio espacial cumple ciertas características, que por otro lado se verifican razonablemente en imágenes naturales, las funciones base de la KLT tienden a las funciones base de la Transformada del Coseno (DCT) [63]:

$$F(u, v) = \frac{1}{4} C(u)C(v) \left[ \sum_{x=0}^7 \sum_{y=0}^7 f(x, y) \cos \frac{(2x+1)u\mu}{16} \cos \frac{(2y+1)v\mu}{16} \right] \quad [4.6]$$

$$f(x, y) = \frac{1}{4} \left[ \sum_{u=0}^7 \sum_{v=0}^7 C(u)C(v)F(u, v) \cos \frac{(2x+1)u\mu}{16} \cos \frac{(2y+1)v\mu}{16} \right]$$

donde:

$$C(u), C(v) = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \text{si } u, v = 0$$

$$C(u), C(v) = 1 \quad \text{otro caso}$$

Los estándares de compresión de imagen y vídeo más habituales (JPEG, H.261/3, MPEG1/2) utilizan la DCT 2D en bloques de tamaño fijo, aplicando una codificación diferente en función de su significado cualitativo [69, 70].

A continuación, seleccionado un dominio de representación, el problema del diseño del cuantizador escalar consiste en definir el perfil de la distribución de los niveles de cuantización asignados y determinar el número de dichos niveles, todo ello para cada coeficiente de la transformada [64].

La solución clásica se basa en minimizar la distorsión euclídea promedio inducida por el cuantizador en cada coeficiente<sup>15</sup>. El cuantizador óptimo final está determinado por las

<sup>14</sup> JPEG corresponde a las siglas *Joint Pictures Expert Group*.

<sup>15</sup> Es la estrategia seguida en compresión de audio *A/μ-law*.

densidades de probabilidad de los coeficientes y sus varianzas [64]. Este tiene un par de problemas. Como ocurría con la transformación óptima KLT, depende de la estadística de las imágenes a codificar. Por otro lado, si la aplicación está orientada al ser humano, la medida de distorsión empleada en el diseño del cuantizador debería tener algún sentido perceptual [66].

Los estándares actuales pensados para un comportamiento robusto en un amplio rango de aplicaciones utilizan un cuantizador más rígido (JPEG) [81]. Eligiendo un cierto reparto relativo del número de niveles de cuantización por coeficiente, se utilizan cuantizadores uniformes para cada eje de la transformada, y sólo se permite una variación global para toda dirección del paso de cuantización mediante un factor multiplicativo. Además, se introduce heurísticamente la sensibilidad frecuencial del sistema visual humano a nivel umbral. En el caso de vídeo, se suele aplicar un cuantizador espacial bidimensional JPEG para cada fotograma de la secuencia de error.

Después de realizar un repaso general a la problemática de la compresión de vídeo, se exponen el conjunto de técnicas concretas que componen las normas para aplicación en banda estrecha H.261/263

#### **4.2.2. La recomendación H.261.**

Propuesto como estándar por ITU-T en 1993 [75], su aplicación se ha extendido en los últimos tiempos gracias al auge de Internet. Se incluye en el paquete de normas H.320 para transmisión de vídeo sobre líneas telefónicas RDSI. El flujo de vídeo se adapta a un ancho de banda entre 64 Kbps hasta 2 Mbps a intervalos de 64 Kbps. Admite los formatos de imagen CCIR 601CIF(352×288) en videoconferencia y QCIF(176×144) en videotelefonía, con formato de color YCbCr 4:2:0.

Como se ha comentado, la redundancia en el flujo de datos puede tener carácter espacial (correlación entre pixels próximos dentro del fotograma) o temporal (correlación entre fotogramas consecutivos dentro de la secuencia). La propuesta H.261 combina técnicas de compresión espacial (DPCM/DCT) y de compresión temporal (predicción por compensación de movimiento).



### Compresión espacial.

H.261 procesa cada fotograma de la secuencia (*intra-frame*<sup>16</sup>) y la comprime aprovechando la posible correlación entre los píxeles de la imagen. Para conseguir una relación de compresión aceptable, es necesario tolerar cierto grado de pérdidas que hacen imposible la reconstrucción exacta de la imagen original. El proceso de compresión espacial aplica un conjunto de técnicas similares a JPEG y abarca varias etapas, como muestra la figura 4.5.

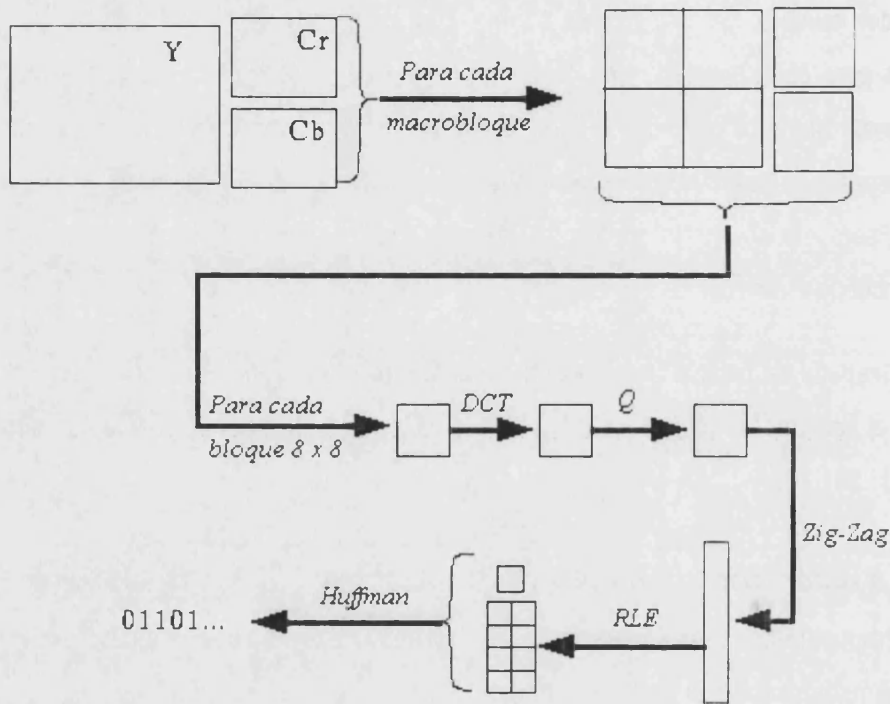


Fig.4.5. Compresión espacial H.261.

Cada imagen es dividida en macrobloques de  $16 \times 16$  píxeles, y descompuesta en sus componentes de luminancia y crominancias. A su vez, cada componente es procesada por separado en bloques de  $8 \times 8$  muestras de 8 bits, a los que se aplica una transformación frecuencial DCT. Los  $8 \times 8$  coeficientes resultantes son cuantizados de modo uniforme por una constante Q. El término DC se codifica de modo diferencial (DPCM) con la muestra previa. Las componentes son tomadas en zig-zag, formando una secuencia que facilita una codificación RLC<sup>17</sup> y, por último, se aplica una codificación entrópica Huffman<sup>18</sup>. Véase con más detalle cada etapa:

<sup>16</sup> Aunque "frame" se podría traducir por "fotograma", se prefiere mantener el término en inglés.

<sup>17</sup> Como se verá posteriormente, una codificación RLC o *Run-Length Coding* sobre una secuencia de símbolos consiste en codificar por un lado el número de ceros consecutivos, y el primer símbolo no nulo por otro.

1.- *Submuestreo de las crominancias.* Esta técnica constituye la primera etapa en el proceso de compresión. La cantidad de datos dedicados a transmitir la información de color puede reducirse aprovechando que el ojo humano es más sensible a la información de tono que a la de color. Así pues, la imagen se descompone en una componente de contraste (luminancia Y) y dos de color (crominancias Cb y Cr). Estas últimas son muestreada a una frecuencia fracción de la de luminancia.

El formato 4:2:0, empleado en H.261, submuestra los planos C a la mitad de resolución de Y tanto en dirección horizontal como vertical. Hay una muestra Cb y una Cr asociadas por cada cuatro muestras Y. Así, las matrices C tienen la mitad de dimensión que la Y. Una matriz de  $2 \times 2$  pixels necesita 6 bytes para codificación, 12 bits por pixel, y supone una relación de compresión de 3:2.

2.- *Codificación de bloques mediante transformada.* Los diferentes planos Y, Cb y Cr se tratan por separado. Cada componente se divide en bloques de  $8 \times 8$  pixels de 8 bits. A cada pixel  $f(i,j)$  en el dominio espacial se le aplica una transformación reversible  $F$ , obteniéndose así una matriz  $8 \times 8$  de coeficientes en el dominio frecuencial  $F(i,j)$ . El valor  $F(0,0)$  correspondiente a la frecuencia cero en ambas dimensiones se denomina coeficiente DC, mientras que los restantes constituyen los coeficientes AC. Los de mayor frecuencia se sitúan a mayor distancia de DC. Así, mayor número de columna indica mayor frecuencia horizontal, mientras que mayor orden de fila implica mayor frecuencia vertical.

Usualmente, el valor de un pixel dentro del bloque varía suavemente respecto a sus vecinos, por lo que la mayor parte de la información se concentra en coeficientes correspondientes a bajas frecuencias espaciales. Por ello, muchas de las frecuencias espaciales tienen amplitudes nulas o despreciables y no necesitan ser codificadas. Así, mediante el cambio de dominio, se reduce el rango dinámico de la señal, eligiendo una representación más apropiada para una posterior codificación eficiente.

Transmitiendo primero los coeficientes de alta amplitud/baja frecuencia se posibilita una reconstrucción progresiva, optimizando así el uso del ancho de banda del medio. La aplicación de la transformada inversa permite la reconstrucción de la imagen.

---

<sup>18</sup> En otro orden de cosas, una codificación Entrópica asigna los patrones de código más cortos a los símbolos más frecuentes, con lo que aprovecha la distribución estadística de valores dentro de la imagen.

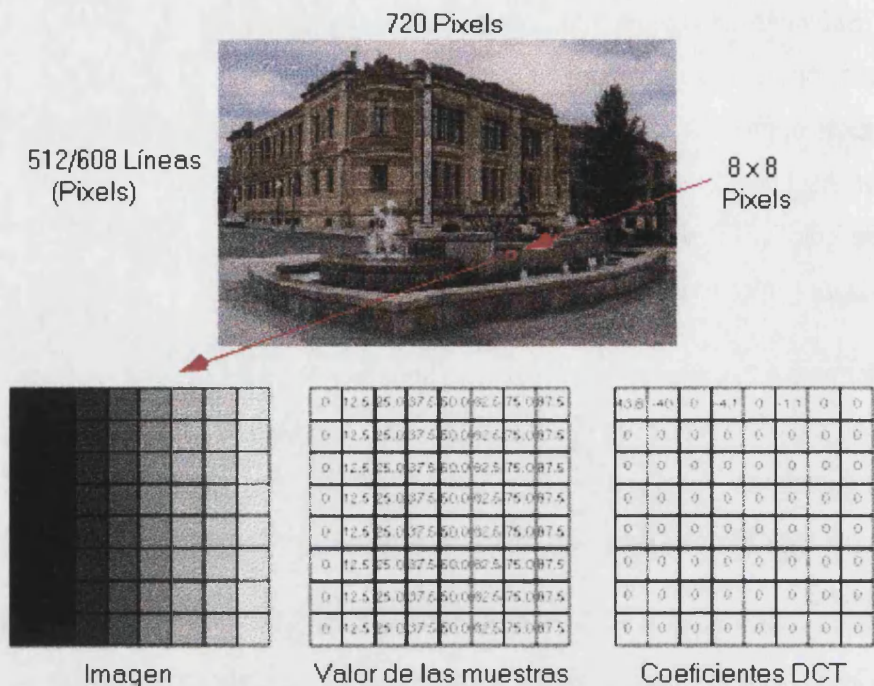


Fig. 4.6. Ejemplo de transformación DCT.

H.261 utiliza la DCT, que como se ha comentado, da como resultado un conjunto de coeficientes reales e independientes. La DCT unidimensional puede obtenerse a partir de la parte real de la Transformada de Fourier. La DCT bidimensional se tiene aplicando DCT unidimensional sobre columnas, y repetir posteriormente sobre filas. El cálculo de la DCT es computacionalmente costoso, y existen diversos algoritmos rápidos [123], por lo que las posibilidades de implementación son variadas. Es frecuente emplear aritmética de coma fija y ejecutar las multiplicaciones como sumas y desplazamientos, muy apropiado para aplicar en DSPs o ASICs [86, 87].

En principio, DCT es una técnica que no degrada la imagen al ser un simple cambio de dominio. Sin embargo, los algoritmos requieren la computación numérica de funciones coseno, lo que introduce errores de redondeo. En definitiva, el proceso siempre produce cierta degradación.

3.-*Cuantización uniforme.* Cada uno de los 8x8 coeficientes DCT se cuantifica uniformemente mediante un factor o paso de cuantización Q, que debe ser especificado por el usuario como una entrada del codificador. El objetivo es conseguir un alto grado de compresión representando los coeficientes con la resolución justa para conseguir la calidad de imagen deseada (ni más, ni menos), escalando las magnitudes y consiguiendo el mayor número de coeficientes nulos. Como ya se comentó, la cuantización es una función muchos-a-uno, y

constituye la mayor fuente de degradación del proceso. El cuantizador divide cada coeficiente DCT por el correspondiente paso, y redondea:

$$F^Q(u, v) = \text{IntegerRound}\left(\frac{F(u, v)}{Q}\right) \quad [4.7]$$

El proceso inverso de descuantización proporciona la entrada adecuada para aplicar la inversa de la DCT (IDCT):

$$F^Q(u, v) = F^Q(u, v) * Q \quad [4.8]$$

4.-Codificación. Los 8x8 coeficientes ya cuantificados se secuencian en un vector 1x64 tomándolos en zig-zag, primero la componente DC y posteriormente las AC. La ordenación resultante facilita la posterior codificación entrópica, al colocar las componentes de baja frecuencia antes de las de alta frecuencia. Frecuentemente aparecen tiras de coeficientes nulos, por lo que se aplica una codificación RLC, que consiste en codificar por un lado el número de ceros o salto, y el primer símbolo no nulo por otro. Así se obtienen pares (*nº-de-ceros/coeficiente-no-nulo*), que se representan por dos símbolos:

$$\text{Símbolo}_{AC-1} = (\text{NUMCEROS}, \text{TAMAÑO}) \quad [4.9]$$

$$\text{Símbolo}_{AC-2} = (\text{AMPLITUD})$$

*NUMCEROS* es el número de coeficientes nulos consecutivos antes del coeficiente no nulo que está siendo representado. *TAMAÑO* es el número de bits utilizados en codificar el coeficiente *AMPLITUD*. *NUMCEROS* puede representar tiras de hasta 15 ceros. El rango de los coeficientes AC cuantificados viene determinado por *TAMAÑO* y *AMPLITUD*.

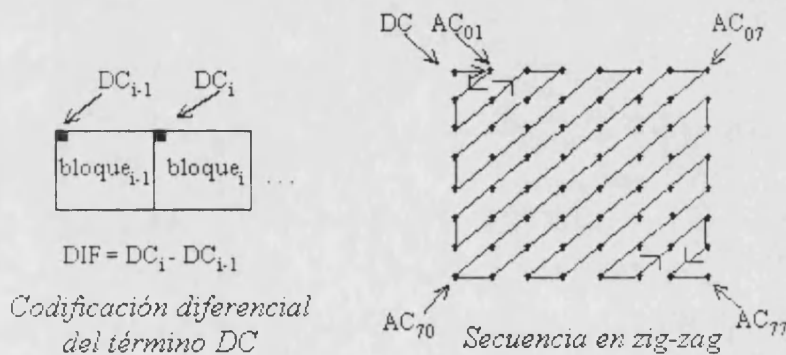


Fig. 4.7. Preparación de los coeficientes cuantizados para la codificación entrópica.

El coeficiente DC se codifica de modo diferente a los 63 restantes. Dicho término es un promedio de las 64 muestras del bloque. Normalmente existe gran correlación entre los coeficientes DC de bloques 8×8 adyacentes, por lo que el valor cuantizado DC se codifica como diferencia respecto al término DC del bloque previo en la secuencia de codificado (DPCM). Este tratamiento es muy importante, puesto que el término DC supone una fracción considerable de la energía total de la imagen. Así pues:

$$\text{Símbolo}_{DC-1} = (\text{TAMAÑO}) \quad [4.10]$$

$$\text{Símbolo}_{DC-2} = (\text{AMPLITUD})$$

Al final de la secuencia resultante, un par (0,0) se utiliza como código de fin-de-bloque.

Por último, se aplica una codificación entrópica que asigna los patrones de código más cortos a los símbolos más frecuentes, con lo que se tiene en cuenta la distribución estadística de valores dentro de la imagen. El codificador debe construir palabras que el decodificador pueda interpretar unívocamente en longitud y contenido. Esto se consigue asegurando que el comienzo de los códigos sea siempre diferente.

Esta etapa de codificación entrópica en H.261 se basa en el algoritmo Huffman, y aumenta el grado de compresión sin degradación adicional de la información. Este algoritmo requiere una o varias tablas de códigos especificadas por la aplicación, tanto en la compresión como en la descompresión. Cada *símbolo-1* es codificado según la tabla Huffman asignada a cada bloque de 8×8 bits. Los *símbolos-2* lo son mediante un entero cuya longitud en bits se especifica en el campo *TAMAÑO*.

### Compresión temporal.

En una secuencia de vídeo, gran parte de la información se repite de una imagen a la siguiente. Las técnicas de Predicción por Compensación del Movimiento constituyen el mecanismo para eliminar esta redundancia *inter-frame*.

Un objeto que se mueve de una imagen a otra puede ser representada por el desplazamiento y dirección hacia la que se mueve. Ello constituye el Vector de Movimiento (MV<sup>19</sup>). Así, se representa una imagen mediante la codificación del MV junto con la información que ha cambiado durante la traslación. Esta se obtiene por sustracción de la imagen actual con la de referencia, se conoce como señal de error.

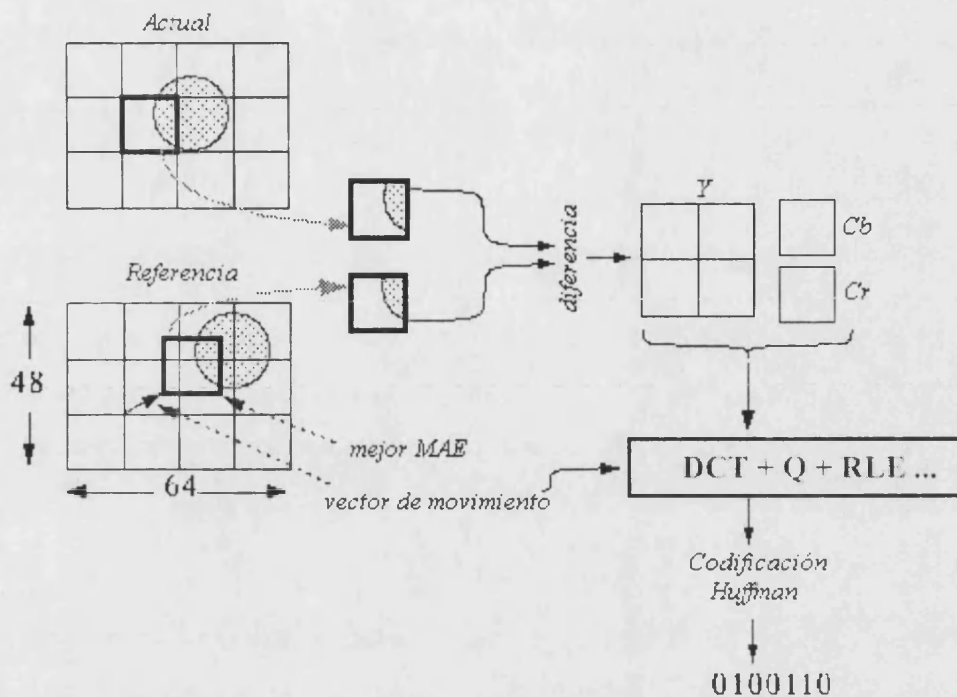


Fig. 4.8. Estimación del movimiento en H.261.

Estas técnicas se ejecutan sobre bloques de 16x16 pixels llamados macrobloques. La elección del tamaño de macrobloque es un compromiso entre las prestaciones obtenidas con la técnica, y el coste de codificar la información de movimiento. Tras el procesado del fotograma dividido en macrobloques, el conjunto de MV obtenidos constituye el denominado flujo óptico.

La mayor dificultad del proceso consiste en estimar el MV que relaciona el macrobloque actual con el anterior o referencia. Sea  $C(x+n, y+m)$  el valor del pixel  $(n,m)$  en el macrobloque  $N \times N$  con esquina superior izquierda en  $(x,y)$  en la imagen actual. Sea  $R(x+i+n, y+j+m)$  el valor del pixel  $(n,m)$  en el macrobloque  $N \times N$  con esquina superior izquierda en  $(x+i, y+j)$  en la imagen referencia. Se define el Error Absoluto Medio ( $MAE^{20}$ ):

$$MAE(i, j) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} |C(x+n, y+m) - R(x+i+n, y+j+m)| \quad [4.11]$$

El objetivo en H.261 es encontrar un vector  $(u,v)$  tal que  $MAE(u,v)$  sea mínimo dentro del área de búsqueda  $[-p,p]$ . Es posible emplear otros criterios de minimización, como el Error Cuadrático Medio ( $MSE^{21}$ ), etc. Estos algoritmos que intentan superponer los bloques actual y

<sup>19</sup> MV corresponde a *Motion Vector*.

<sup>20</sup> Siglas del término en inglés *Mean Absolute Error*.

<sup>21</sup> Siglas del término en inglés *Mean Squared Error*.



referencia se llaman genéricamente de superposición o *block matching* (BMA). H.261 realiza una búsqueda completa sobre una región de  $\pm 15 \times 15$  pixels desde el origen.

### Tipos de fotogramas.

Según las técnicas de compresión aplicadas, H. 261 define dos tipos de fotogramas:

- *I-frames (Intra-coded)*: Se codifican completos aplicando únicamente técnicas de compresión *intra-frame*. Evitan la propagación de posibles errores en la predicción del movimiento a lo largo de la secuencia, y proporcionan los puntos de acceso al flujo de datos para implementar operaciones de cámara lenta, búsquedas, etc.
- *P-frames (Predicted o Inter-coded)*: Son codificados *inter-frame* con referencia a la trama previa (*forward prediction*), mediante métodos predictivos basados en la compensación de movimiento. Posteriormente se aplica las técnicas de compresión *intra-frame* a la señal error.

Para alcanzar alto grado de compresión interesa un predominio de *P-frames* dentro de la secuencia de imágenes. Sin embargo, la necesidad de evitar la propagación de errores en el método predictivo hace necesaria la presencia de *I-frames*. El patrón del tipo de imágenes en la secuencia es una solución de compromiso que depende de la aplicación. Un esquema habitual es: ...I, P, P, P, I, P, P, P...

### Codificador y Decodificador.

La figura 4.9 muestra un posible esquema del codificador H 261, y su funcionamiento es como sigue: la luminancia es muestreada a 6.75 MHz y codificada en 8 bits, mientras que las crominancias se submuestran a 3.375 MHz (formato 4:2:0). La diferencia entre la imagen presente y la previa es dividida en bloques  $8 \times 8$  sobre los que se aplica DCT. Los coeficientes obtenidos son cuantificados por un valor constante  $Q$ , y posteriormente codificados empleando un algoritmo Huffman. Por otro lado, se interpola, se aplica IDCT y se suma al bloque previo, obteniéndose una imagen similar a la original que se almacena para utilizarse en el procesado del *P-frame* siguiente.

Dentro del bloque de predicción, la unidad de estimación de movimiento obtiene el vector mediante técnicas BMA. El buffer de superposición que contiene el fotograma de referencia es ajustado para la sustracción o compensación más favorable con el *P-frame* actual. El MV

resultante se codifica para su transmisión mediante la técnica DPCM, dado que por regla general los vectores correspondientes a bloques adyacentes varían levemente.

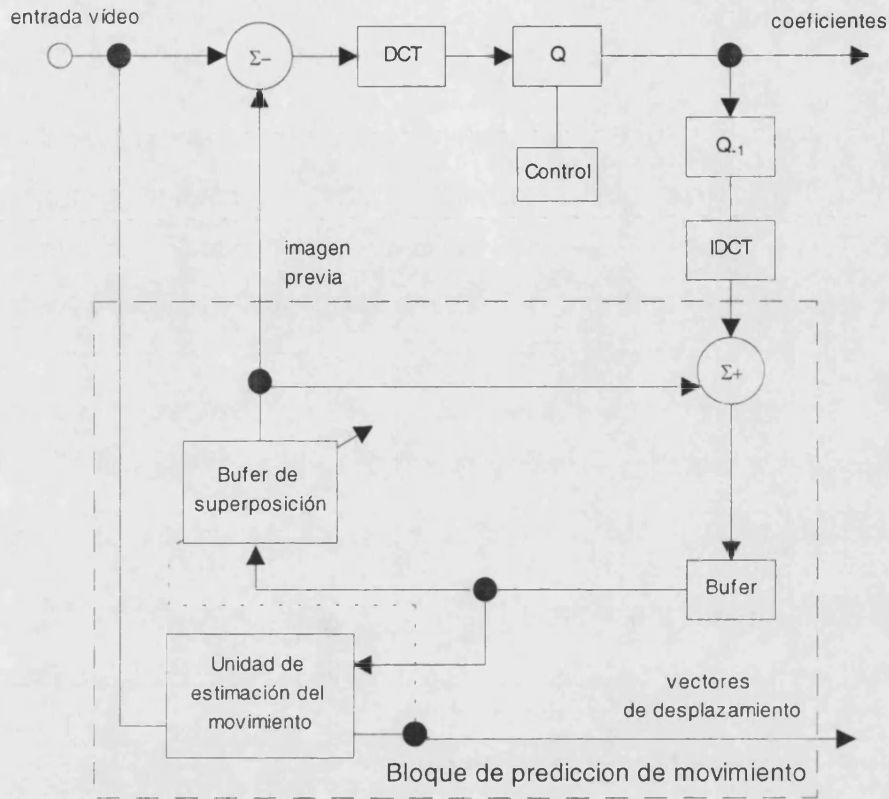


Fig. 4.9. Codificador H.261

La imagen estimada se desarrolla a partir de una imagen transformada, cuantizada y decodificada. Ello mejora el resultado final al minimizar el error por computación numérica.

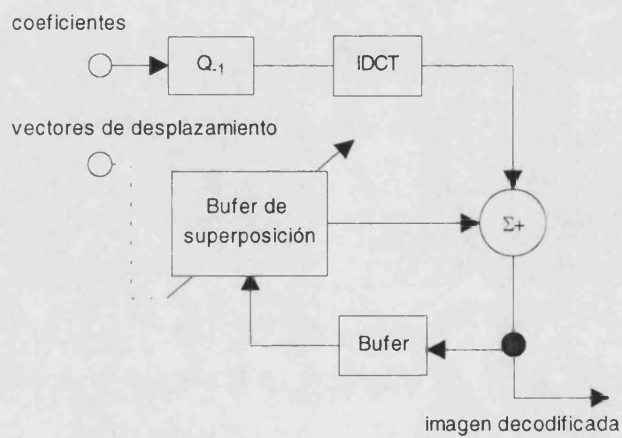


Fig. 4.10. Decodificador H.261.



El codificador posee mecanismos de control del flujo de bits de salida. Incrementando en factor de escala de cuantización  $Q$  se reduce el caudal de datos de salida, y viceversa.

En el receptor, el decodificador aplica el MV correspondiente sobre la imagen de referencia almacenada, y le suma los coeficientes recibidos que dan cuenta del término de error.

Como se puede apreciar, el procesado H.261 es claramente asimétrico. El proceso de codificación es más complejo y costoso que el de decodificación. Es un rasgo común a todas las técnicas basadas en cuantización de la transformada con compensación de movimiento. Se deja a los fabricantes la libertad de diseñar codificadores para diferentes anchos de banda y diversas aplicaciones. La norma H.261 es computacionalmente intensiva, y es necesario utilizar varios DSPs o ASICs para realizar los diversos procesos [86]. No obstante, algunos subsistemas empleados en el codificador se utilizan en el decodificador, lo que facilita el diseño y abarata los costes de implementación.

### **4.2.3. La recomendación H.263.**

ITU-T anuncia en 1996 el estándar de codificación de vídeo H.263 para sistemas donde se requiere un caudal muy bajo [77]. Por ejemplo, en videotelefonía sobre infraestructura telefónica analógica es necesario aplicar relaciones de compresión muy altas, dado que el ancho de banda disponible en la red telefónica es muy limitado, en torno a 33 Kbps [72].

H.263 es algo más que una simple revisión de H.261. En cuanto al ancho de banda, mientras que H.261 cubre el rango  $p \times 64$  (RDSI), H.263 se centra en caudales por debajo de 64 Kbps (GSTN o GSM). Por otro lado, H.261 opera sobre formatos de imagen CIF o QCIF, mientras que H.263 soporta además tres nuevos formatos: sub-QCIF, 4CIF y 16CIF.

La mayor parte de las diferencias buscan optimizar la proporción dedicada a datos dentro de la comunicación, reduciendo la información de control. H.263 presenta una resolución de medio pixel en los MV. Sólo por ello, aún desactivando los nuevos modos de codificación, las prestaciones de H.263 son mucho mejores que las de H.261.

La estimación del movimiento es la parte que más esfuerzo computacional exige en el codificador de vídeo. Las principales novedades de H.263 afectan a este proceso. Se definen cuatro nuevos modos de operación que pueden activarse opcionalmente según aplicación.

### Modo Vector de Movimiento No Restrictivo (UMV<sup>22</sup>).

En los estándares tradicionales, los MV restringen su rango a los pixels dentro de la imagen previa. Por ello, los macrobloques en los bordes pueden tener una predicción no óptima. En H.263, si el modo UMV está habilitado, el MV codificado puede hacer referencia a una posición fuera de la región de la imagen actual. Además, el rango máximo de los MV se extiende del [-16, 15.5] original a [-31.5, 31.5], aún para bloques en los bordes. Los pixels localizados en la región "extendida" de la imagen estimada tienen asignados los valores de los pixels del borde más cercanos en la imagen de referencia.

Este modo es especialmente útil cuando existen objetos entrando o moviéndose por los bordes de la imagen. Consecuentemente, la mejor predicción puede encontrarse en el borde exterior, especialmente para vectores pequeños donde la mayoría de los pixels del macrobloque actual permanecen dentro del fotograma previo. El modo UMV es de especial interés en formatos de pequeña imagen, como QCIF y sub-QCIF, donde hasta el 50% de los macrobloques se localizan en los bordes de la imagen.

### Modo de Codificación Aritmética (SAC<sup>23</sup>).

En el modo SAC, el proceso de codificación entrópica se basa en algoritmos Aritméticos, en lugar de Huffman. Ello permite una codificación más eficiente respecto a la norma H.261.

### Modo de Predicción Avanzado (APM<sup>24</sup>).

Este modo opcional incluye mecanismos de compensación de movimiento con solapamiento de bloques, y la posibilidad de definir cuatro MV por macrobloque en lugar del único habitual. En este modo, el UMV se habilita por defecto. Para mayor calidad, el tamaño del bloque sobre el que se basa la compensación del movimiento se reduce de  $16 \times 16$  a  $8 \times 8$ .

- a) *Cuatro MV por macrobloque.* La decisión de emplear uno o cuatro MV depende del usuario. En algunos modelos propuestos se emplea el MAE como criterio de decisión. La predicción DPCM se basa en la media de tres MV vecinos. Se define un predictor diferente para cada bloque, para obtener el mejor resultado. Las componentes resultantes se redondean a la posición de medio pixel más cercana.

---

<sup>22</sup> *Unrestricted Motion Vectors Mode.*

<sup>23</sup> *Syntax-base Arithmetic Coding.*

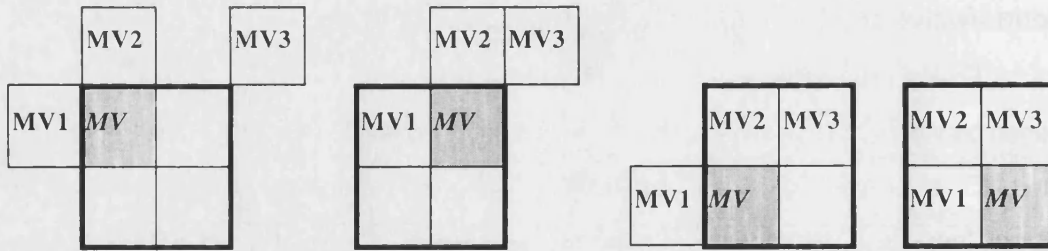


Fig. 4.11. Redefinición del predictor para cada bloque dentro del macrobloque.

b ) *Compensación de movimiento solapada para bloques Y.* La imagen actual de la secuencia se predice mediante compensación de movimiento “solapando” ciertos bloques de la imagen de referencia, cada uno de los cuales es ponderado aplicando una matriz de suavizado. El objetivo es evitar campos de MV irregulares y sin sentido provocados por la reducción del tamaño del bloque. La operación puede considerarse como un filtrado pasa-baja sobre la imagen estimada.

Modo PB-frames.

Consiste en el proceso de dos fotogramas conjuntos, uno de tipo P y otro definido como tipo B (bidireccional). El objetivo es incrementar la carencia de imágenes sin sobrecargar el flujo codificado con datos de control. El fotograma P se predice a partir de la última imagen P, mientras que el fotograma B lo es a partir de la actual P que se está codificando y la P anterior, ya codificada. En estas imágenes B, partes del fotograma pueden ser estimadas bidireccionalmente.

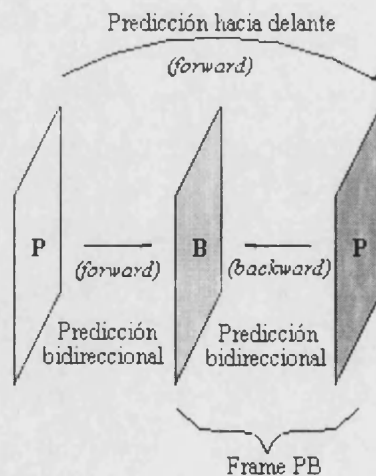


Fig. 4.12. Predicción en modo PB-frames.

<sup>24</sup> Advanced Prediction Mode

La predicción de un bloque B a partir del macrobloque actual P define dos modos que se emplean en distintas partes del bloque, como muestra la figura 4.13.

Para pixels para los que el MV *backward* apunta dentro del macrobloque actual P se emplea la predicción bidireccional. Se promedia la predicción *forward* a partir de MV relativo a la imagen decodificada previa y la *backward* empleando MV relativo al macrobloque actual P. El promedio se calcula dividiendo por 2 la suma de ambas predicciones.

Para el resto de pixels se utiliza la predicción *forward* a partir de  $MV_F$  relativa a la imagen previa ya decodificada.

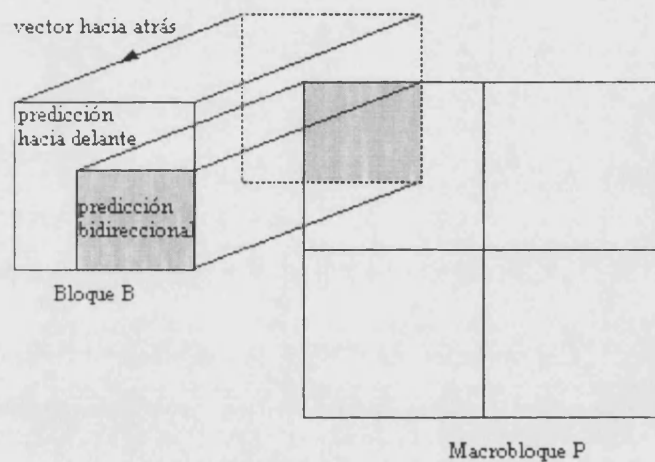


Fig.4.13. Predicción forward y bidireccional en un bloque B en modo PB-frame.

#### 4.2.4. Otras recomendaciones: JPEG, MPEG-1/2/4.

Las normas H.261/263 constituyen una referencia sobre la que comentar otros procedimientos de compresión basados en la cuantización de la transformada y en la estimación de movimiento. Así, el esquema JPEG [81] está concebido para la compresión de imágenes fijas. Dentro del esquema H.261, corresponde casi exactamente con la compresión *intra-frame*. La diferencia está en el cuantizador. Mientras H.261 aplica un paso de cuantización  $Q$  constante para todas las componentes DCT, JPEG aplica una matriz de cuantización, esto es, un paso de cuantización propio para cada coeficiente. Dicho paso es propuesto por la norma teniendo presente la respuesta frecuencial del SVH.

MPEG-1 [61, 81] está pensado para la reproducción de vídeo con una tasa de 1.5 Mbps y una calidad similar a la de un magnetoscopio VHS. Corresponde al esquema H.261, pero con

un cuantizador JPEG. Además define un tipo de fotogramas bidireccional (B), esto es, referenciados a un fotograma anterior y a otro posterior.

MPEG-2 [82] constituye una evolución del anterior, concebido para una variedad de aplicaciones que van desde la reproducción hasta la edición profesional o la difusión de alta definición. El modelo es en esencia similar a MPEG-1, pero contiene varias de las mejoras descritas en H.263.

Finalmente, algunos modos de MPEG-4 [83, 84] emplean métodos de cuantización en dominio transformado con compensación de movimiento sobre regiones de perfil arbitrario o agrupaciones con significado conceptual, como texturas, perfiles, etc.

## **Conclusión.**

Este capítulo ha expuesto diversas alternativas posibles para codificar las señales de audio y vídeo, para conseguir una transmisión en la medida de lo posible libre de información redundante y con un grado de distorsión aceptable desde un punto de vista perceptual.

Probablemente los factores que condicionan de una manera más acusada la elección de las tecnologías a emplear sean los derivados de los aspectos económicos: por un lado, disponibilidad en el mercado, y por otro, coste de la tecnología.

El siguiente capítulo aborda el desarrollo del prototipo intercomunicador, en el que se emplean soluciones particulares basados en aspectos de la tecnología de Acceso Básico RDSI descritos ampliamente en el capítulo tercero, junto con un tratamiento de la señal de audio basado en la codificación PCM *A-law* con compresión ADPCM a 16 Kbps. Para la señal de vídeo, en función de la disponibilidad, se propone alguna modalidad basada en H.261/263, ya que es la única posibilidad de comprimir la señal para su transmisión digital en tiempo real sobre una infraestructura basada en par telefónico.

## **5. Diseño y construcción de un prototipo del sistema intercomunicador basado en tecnologías RDSI.**

|   |             |
|---|-------------|
| <b>SUMARIO.....</b>   | <b>5-1</b>  |
| <b>5.1. NATURALEZA MODULAR DEL DESARROLLO.....</b>  | <b>5-1</b>  |
| 5.1.1. Interconexión mediante ST-BUS.....   | 5-2         |
| 5.1.2. Funcionalidades básicas en el desarrollo de sistemas RDSI.....                                     | 5-3         |
| <b>5.2. DESCRIPCIÓN DE LOS MÓDULOS FUNCIONALES. ....</b>  | <b>5-4</b>  |
| 5.2.1. Interface en el punto <i>U</i> .....   | 5-4         |
| 5.2.2. Interface en el punto <i>S</i> .....   | 5-6         |
| 5.2.3. Interoperatividad con otros sistemas no RDSI en el punto <i>R</i> . ....                           | 5-8         |
| 5.2.4. Codificación y decodificación de voz. ....   | 5-9         |
| 5.2.5. Comunicación en las capas de enlace y de red.....  | 5-11        |
| 5.2.6. Conmutación de canales. ....   | 5-13        |
| 5.2.7. Generación de bases de tiempos. ....   | 5-16        |
| 5.2.8. Supervisión y control.....   | 5-16        |
| 5.2.9. Alimentación y Reset. ....   | 5-17        |
| <b>5.3. CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO. ....</b>  | <b>5-17</b> |
| <b>5.3.1. Fase 1: Sistema de intercomunicación MDS+.....</b>  | <b>5-19</b> |
| Protocolo MDS+.....   | 5-21        |
| <b>5.3.2. Fase 2: Enlace Multicanal basado en interface <i>U</i>. ....</b>                                | <b>5-24</b> |
| Nodo Maestro (MT).....  | 5-25        |
| Nodo Esclavo (S). ....  | 5-27        |
| Protocolo de la capa de red.....  | 5-28        |
| <b>5.3.3. Fase 3: Bus Multicanal basado en interface <i>S</i>. ....</b>                                   | <b>5-28</b> |
| Nodo Maestro/Esclavo Analógico (MSA).....   | 5-29        |
| Nodo Maestro/Esclavo Digital (MSD). ....  | 5-31        |
| Nodo Terminal (TE). ....  | 5-32        |
| Protocolo de la capa de red.....  | 5-34        |
| <b>5.3.4. Fase 4: Integración de la información de vídeo. ....</b>  | <b>5-42</b> |
| Alternativas al diseño de cuantizadores de imágenes. ....   | 5-47        |
| Criterio alternativo para el refinamiento local del flujo óptico. ....                                    | 5-56        |
| Propuestas para las normas basadas en la cuantización de la transformada y estimación del movimiento..... | 5-60        |



## Sumario.

*Una vez estudiadas diversas alternativas tecnológicas relativas tanto al problema de la red como al tratamiento de la información, el presente capítulo expone la realización del prototipo intercomunicador digital con el que se pretende superar las limitaciones de los sistemas analógicos actuales. Las tecnologías relacionadas con el acceso básico a la RDSI han sido elegidas como instrumento para conseguir tal objetivo.*

*El procedimiento seguido para desarrollar el prototipo intercomunicador se ha basado en la identificación sobre el modelo de referencia RDSI de un conjunto de bloques funcionales. Posteriormente, el diseño de los distintos circuitos correspondientes a cada una de dichas funcionalidades ha permitido disponer de un conjunto de módulos, a partir de los cuales se han construido los diversos nodos constituyentes del prototipo. A continuación se expone dicho procedimiento.*

*A su vez, la construcción de la red se ha estructurado en cuatro fases. Concluidas las tres primeras, en la actualidad se trabaja en la última, que tiene como objetivo la integración del flujo de vídeo en el medio común. La última sección del capítulo aborda el problema de la compresión de vídeo, y expone los resultados teóricos de la investigación realizada, proponiendo mejoras sobre los mecanismos de compresión actuales.*

### 5.1. Naturaleza modular del desarrollo.

Como se expuso al término del primer capítulo, el principal objetivo del trabajo es la realización de un nuevo sistema intercomunicador multicanal capaz de integrar alimentación, datos, audio y vídeo para su transporte a través de una instalación de cableado simple y topológicamente flexible, de fácil integración en redes domóticas y metropolitanas, y con un coste económico que permita su futura comercialización. Así pues, es necesario construir una red prototipo compuesta por diversos nodos complejos y enlaces basados en los interfaces RDSI descritos en el capítulo tercero.

Dada la complejidad del desarrollo, el diseño de la circuitería se estructura tras la identificación de un conjunto de funcionalidades a partir del modelo de referencia RDSI. A continuación, se realiza la construcción de los módulos correspondientes a cada una de dichas funcionalidades. Esta característica modular dota al desarrollo de gran flexibilidad, facilitando la



realización de nuevos subsistemas más complejos, y permitiendo en el futuro la mejora o sustitución de aquellos módulos obsoletos.

Por otro lado, es necesario disponer de un mecanismo que permita la transferencia de información entre los diversos módulos. El empleo de un interface común entre bloques funcionales facilita la adición al diseño de nueva circuitería. Dicho interface debe ser sencillo, para permitir la interconexión de bloques de distinto grado de complejidad. Por otro lado, debe permitir la transferencia de cualquier tipo de información independientemente de su naturaleza. Finalmente, el empleo de flujos de datos serie reduce el área de circuito impreso necesario para la interconexión de módulos funcionales

### **5.1.1. Interconexión mediante ST-BUS.**

En concreto, un bus de interconexión para circuitería RDSI debería soportar los diversos tipos de canal especificados por la normativa. Las recomendaciones actuales fijan la máxima tasa de transmisión en 2.048 Mbps, especificada en el punto de referencia *U1*<sup>1</sup>, lo cual fija en 32 el número de canales de 64 Kbps que el interface debe soportar para posibilitar la máxima conectividad entre circuitos RDSI.

Siguiendo esta idea, diversos fabricantes de circuitos integrados para RDSI postulan buses TDM que facilitan la interconexión de circuitos dentro del sistema. Si bien, dichos buses no forman parte de recomendaciones internacionales, alguno de ellos ha sido adoptado por múltiples fabricantes. Así, para la construcción del prototipo intercomunicador, por su popularidad y prestaciones, se elige la estructura denominada *Serial Telecom Bus* (ST-BUS), definida por la firma Mitel Semiconductors, y empleada por otros fabricantes, como Texas Instruments.

El ST-BUS [88] es un bus serie síncrono de alta velocidad para transferencias de información en formato digital. El caudal de información de 2.048 Mbps es dividido en tramas, cada una con un periodo de 125  $\mu$ s. El comienzo de cada trama es señalado por la señal de comienzo de trama (*F0*). Cada trama es temporizada por una señal de reloj de 4.096 MHz (*MCLK*), y se compone de 256 bits organizados mediante multiplexado en el tiempo en 32 canales de 64 Kbps. Esta estructura y ancho de banda permite la compatibilidad de ST-BUS con la totalidad de interfaces definidos en el modelo de referencia RDSI. Los canales de 64 Kbps pueden concatenarse para posibilitar enlaces de mayor capacidad.

---

<sup>1</sup> Recomendación I.431.

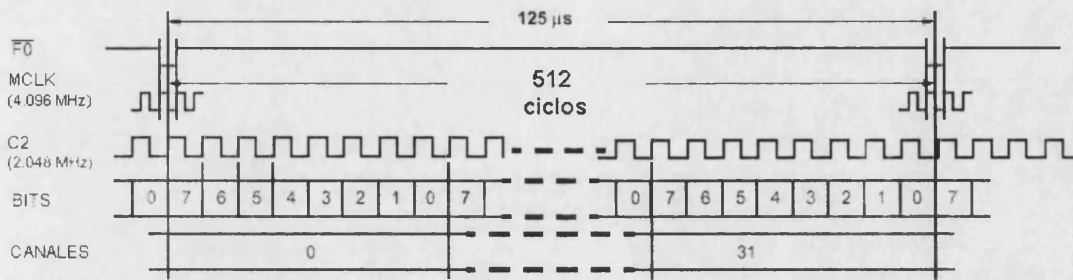


Fig. 5.1. ST-BUS.

La figura 5.2 muestra la estructura del acceso básico RDSI dentro de la estructura ST-BUS. El canal *D* a 16 Kbps ocupará los dos primeros bits del canal 0, mientras que los canales de transporte *B1* y *B2* se corresponden los canales 2 y 3, respectivamente. El canal 1<sup>2</sup> suele emplearse para implementar funciones de control y estado del hardware. De este modo, los procesos de control y supervisión de circuitos se integran fácilmente dentro de la estructura ST-BUS. Así, el medio de distribución de la información de control puede ser el mismo que el utilizado para los datos del usuario. El diseño final resulta físicamente más reducido, y presenta un menor consumo y un mejor comportamiento EMI.

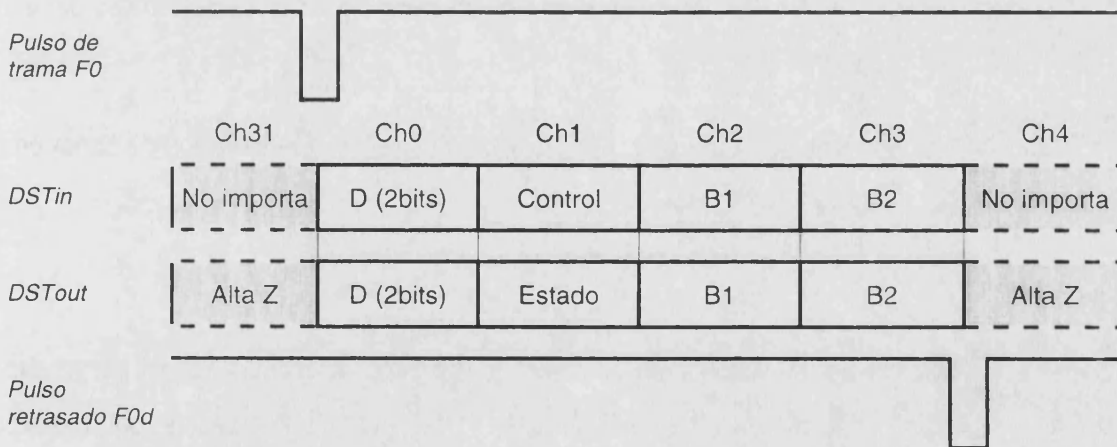


Fig. 5.2. Estructura del acceso básico RDSI dentro del ST-BUS.

### 5.1.2. Funcionalidades básicas en el desarrollo de sistemas RDSI.

Siguiendo la filosofía modular en el diseño del prototipo intercomunicador basado en RDSI, se desarrollan diversos subsistemas, cada uno de los cuales representa una funcionalidad concreta.

<sup>2</sup> Con frecuencia, el canal 1 es conocido como canal C.

- *Interface con el punto de referencia U.* Etapa que permite la conexión del nodo a la línea RDSI en el punto U del modelo de referencia del acceso básico RDSI.
- *Interface con el punto de referencia S.* Módulo que permite la conexión del nodo a la línea RDSI en el punto S/T del modelo de referencia del acceso básico RDSI.
- *Interoperatividad con otros sistemas no RDSI, en el punto de referencia R.* Módulo que permite la adaptación de sistemas basados en otras tecnologías (RS-485, etc.) no-RDSI para su interconexión a través de la red RDSI.
- *Codificación y decodificación de la información del usuario.* Bloque que realiza el tratamiento de la información del usuario para posibilitar una transmisión eficiente a través de la red.
- *Protocolo de comunicación en la capa de enlace.* Sistema que permite dotar al flujo de información de los mecanismos de entramado, control de errores, y demás funciones propias de la capa de enlace.
- *Conmutación de circuitos.* Módulo para el enrutado de la información a través de la red, mediante la conmutación entre canales con estructura ST-BUS.
- *Generación de base de tiempos.* Circuitos para la generación de diversas señales de reloj, sincronismos de trama, etc.
- *Supervisión y control,* basado en microcontrolador, incluyendo diversa lógica de conexión a los diversos módulos funcionales.
- *Otros:* alimentación y reset.

La combinación de dichos módulos mediante la interconexión a través del mencionado ST-BUS permitirá el desarrollo de cada uno de los nodos constituyentes del prototipo intercomunicador [89].

## **5.2. Descripción de los distintos módulos funcionales.**

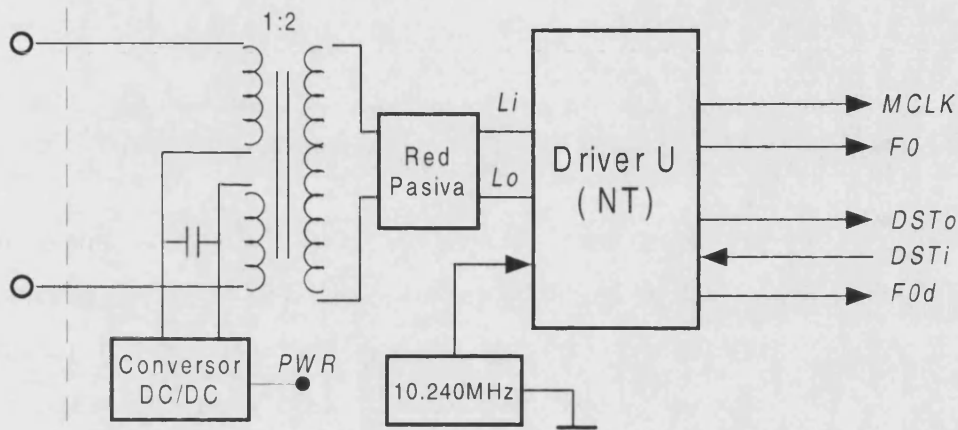
### **5.2.1. Interface en el punto U.**

El diagrama 5.3 muestra la configuración del módulo que hace posible la conexión a red mediante un enlace punto a punto según la especificación RDSI en el punto U. La conexión física se realiza a través del par central de un conector tipo *RJ-11*. En el circuito de adaptación a la



línea se utiliza un transformador con una relación 2:1 entre primario y secundario, con una toma central a la que se conecta un condensador, para permitir una posible alimentación remota del sistema. Un circuito pasivo acopla el flujo de salida  $L_o$  a la impedancia de la línea, y protege  $L_i$  ante posibles sobrevoltajes.

REFERENCIA U



REFERENCIA U

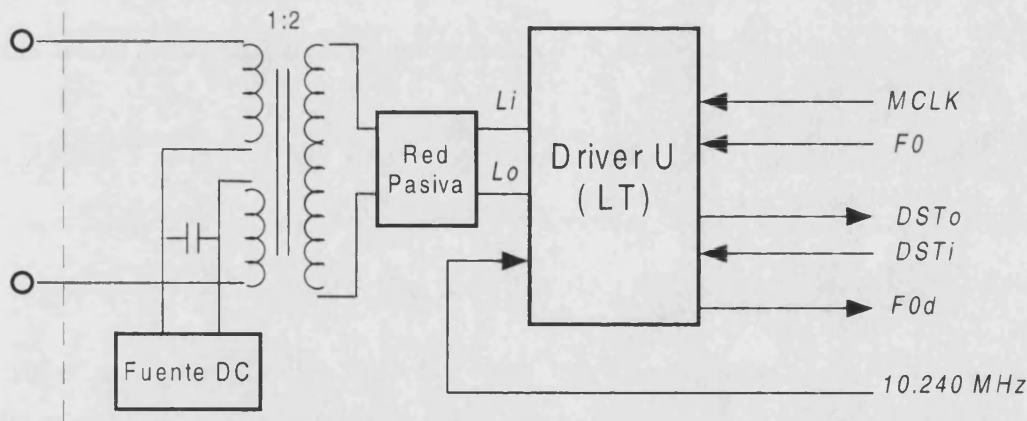


Fig. 5.3 Interface de línea U. (a) Transceiver como Esclavo. (b) Transceiver como Maestro.

A continuación, el driver  $U$  permite la transmisión *full-duplex* a 160 Kbps, con una distancia entre nodos superior a 4 Km sobre un par trenzado 24AWG. Para ello emplea técnicas adaptativas de cancelación de eco y codificación de línea 2B1Q. El formato en el flujo de datos en la línea es del tipo  $2B+D$ , acorde con el propuesto para el punto de referencia  $U$  del modelo de acceso básico RDSI. En el otro lado, el formato del flujo de datos  $DSTi/o$  es compatible con la definición ST-BUS, lo que permite una interconexión sencilla con los otros módulos del circuito [93].

Todos los procesos de tratamiento de señal dentro del circuito son sincronizados por la señal de comienzo de trama  $F0$ . Cuando el driver recibe el pulso  $F0$ , se habilita el intercambio de información entre la línea y los canales asignados en el ST-BUS. El flujo de datos entre los diversos dispositivos es temporizado por la señal de reloj  $MCLK$ , de 4.096 MHz. Una vez concluido dicho periodo de acceso, el subsistema  $U$  genera un pulso de inicio de trama retardado  $F0d$ . Ello permite el acceso al ST-BUS por parte de otros posibles módulos configurados en cadena según un esquema *daisy-chain*.

El driver  $U$  puede ser configurado para ser empleado en cualquiera de los extremos del lazo del abonado, denotados según el modelo de referencia RDSI como  $NT$  y  $LT$ .

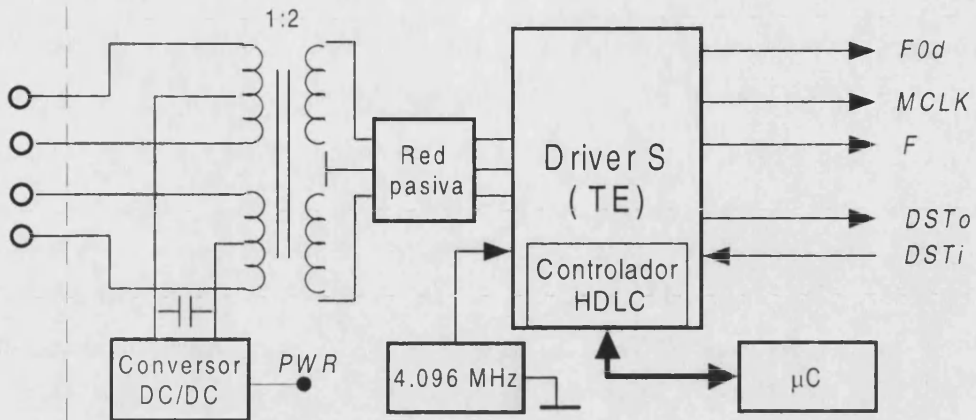
Si trabaja en modo maestro dentro del nodo  $LT$ , emplea una fuente externa de 10.240 MHz enganchada en frecuencia con las señales que temporizan el ST-BUS, inicio de trama  $F0$  y la señal de reloj  $MCLK$ , de 4.096 MHz, para generar la temporización en la parte de transmisión. En el lado receptor, la información de temporización se extrae de la propia línea para controlar la recepción de los datos, que son resincronizados de acuerdo con la temporización propia del ST-BUS.

Por el contrario, dentro del equipo  $NT$ , configurado en modo esclavo, la fuente de 10.240 MHz es generada por un cristal externo. La base de tiempos está enganchada en fase con la señal recibida, y es empleada para temporizar la transmisión, y para generar  $F0$  y  $MCLK$ , que se distribuyen por todo el módulo esclavo.

### **5.2.2. Interface en el punto S.**

La figura 5.4 presenta la estructura del módulo que permite la conexión a red mediante un enlace  $ST$ , punto a punto o punto-multipunto. Físicamente, la conexión a la línea se realiza a través de un conector  $RJ-11$ . Se emplean dos pares de conductores, uno para el flujo de recepción ( $RX$ ), y otro para el de transmisión ( $TX$ ). Cada par incluye una resistencia de terminación de línea, y se conecta a la línea a través de un transformador. El enlace permite la alimentación remota sobre el cableado existente. Finalmente, se incluye una red pasiva de protección y adaptación a la línea.

REFERENCIA S



REFERENCIA S

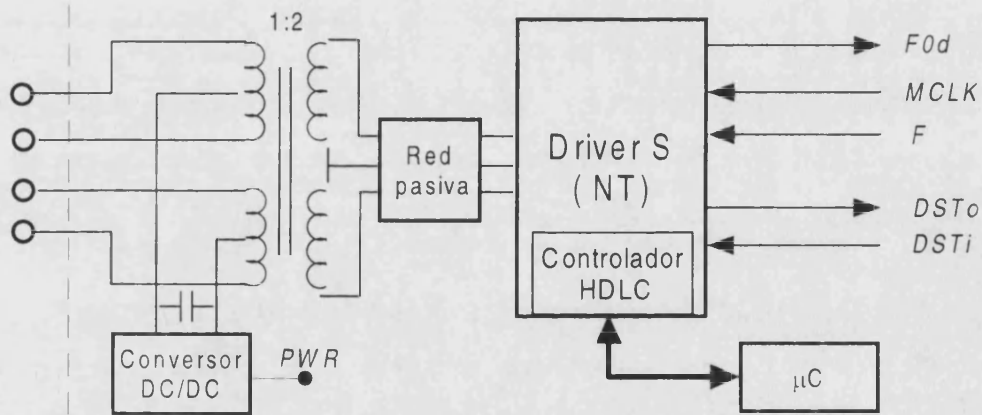


Fig. 5.4 Interface de línea S. (a) Transceiver como TE. (b) Transceiver como NT.

El punto de referencia S señala el método de transmisión de la información entre la terminación de red (NT) y los equipos terminales (TE) en un acceso básico, especificado en la recomendación I.430. El driver S utilizado es compatible con dicha norma. Posibilita la transmisión *full-duplex* a una tasa nominal de 192 Kbps. Su configuración admite su empleo en redes punto a punto, bus pasivo corto o extendido, y en estrella.

El formato en el flujo de datos en la línea es del tipo  $2B+D$ , como el propuesto para el punto de referencia S del modelo básico RDSI. En el otro lado, el formato del flujo de datos  $DSTi/o$  es compatible con la definición ST-BUS, lo que facilita la interconexión con los otros bloques del sistema.

Todos los procesos de tratamiento de señal dentro del circuito son sincronizados por la señal de comienzo de trama  $F0$ . Cuando el driver  $S$  recibe el pulso  $F0$ , se habilita el intercambio de información entre la línea y los canales asignados en el ST-BUS. El flujo de datos entre los diversos dispositivos es temporizado por la señal  $MCLK$ . Una vez concluido dicho periodo de acceso, el driver  $S$  genera un pulso  $F0$  retardado. Ello permite el acceso al ST-BUS por parte de otros posibles módulos configurados en *daisy-chain*.

El driver  $S$  puede ser configurado para ser empleado en cualquiera de los extremos de la instalación privada del usuario,  $NT$  o  $TE$ . Como  $NT$ , el sistema se sincroniza desde el propio circuito, inyectando en la línea tanto la señal de reloj como el pulso de inicio de trama. Por el contrario, situado en el equipo terminal, configurado como esclavo, el circuito se sincroniza con la señal recibida por la línea, y distribuyen al resto del equipo las señales de reloj  $MCLK$  y sincronización  $F0$ .

El driver  $S$  integra un controlador HDLC que permite a través del canal  $D$  el establecimiento, supervisión y término de las comunicaciones de audio de acuerdo con cierto protocolo en la capa de enlace, tal como se comenta en el capítulo tercero. Además, es posible construir tramas de datos para su aplicación en protocolos de conmutación de paquetes.

### **5.2.3. Interoperatividad con otros sistemas no RDSI en el punto R.**

El punto de referencia  $R$  en el modelo del Acceso Básico define la conexión de aquellos terminales con interfaces distintos de RDSI ( $TE2$ s). Distintas recomendaciones<sup>3</sup> especifican como estos terminales  $TE2$  pueden adaptarse al ancho de banda disponible en el enlace RDSI. Por ejemplo, I.460 describe cómo varios canales de baja tasa ( 8, 16 o 32 Kbps) pueden ser multiplexados dentro de un canal de 64 Kbps. Así, para tasas por debajo de 8 Kbps, sólo es necesario ocupar un bit en un canal del ST-BUS, de ocho bits. Del mismo modo, para tasas entre 8 y 16 Kbps, se necesitan 2 bits, 4 bits para canales entre 16 y 32 Kbps, y los 8 bits para canales hasta 64 Kbps [90].

---

<sup>3</sup> Las recomendaciones I.460, I.461, I.462 e I.463 especifican como los terminales  $TE2$  pueden adaptarse de modo síncrono al ancho de banda disponible en el enlace RDSI. Complementariamente, la recomendación ECMA 102 especifica adaptación asíncrona.

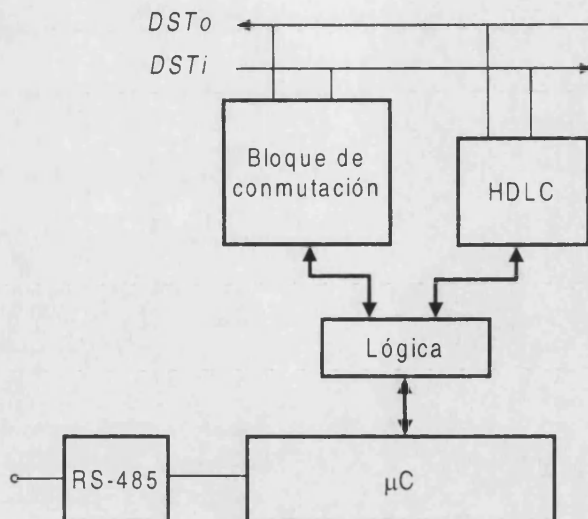


Fig.5.5. Interoperatividad a través de un transceiver RS-485.

Diversos sistemas *TE2*, como equipos de portería con control digital, PCs, etc., pueden ser conectados al prototipo a través de un interface RS-485 controlado por el puerto serie de un microcontrolador. Para adaptar flujos de datos provenientes de sistemas *TE2*, dos son las posibilidades. Por un lado, los datos pueden ser empaquetados en tramas HDLC antes de ser transferidos al canal *D* del ST-BUS. La otra posibilidad consiste en emplear los puertos del bloque de conmutación, que permite la gestión del ancho de banda en canales múltiples de 16 Kbps. Así, en función de las necesidades, es posible construir y multiplexar canales de 16, 32, 64 o 128 Kbps.

#### 5.2.4. Codificación y decodificación de voz.

El establecimiento de conversaciones a través de un enlace RDSI exige la digitalización y codificación de las señales de voz, para ser posteriormente transferidas dentro de un canal de transporte tipo *B*.

La figura 5.6 muestra el esquema del bloque de tratamiento de los canales de audio. En cada uno de los puertos L1, L2, L3 y L4 se conecta un canal de audio analógico de acuerdo con las especificaciones del sistema comercial de portería MDS [4]. Para cada una de las líneas, un circuito duplexor realiza la conversión de dos a cuatro hilos y proporciona cierta ganancia.



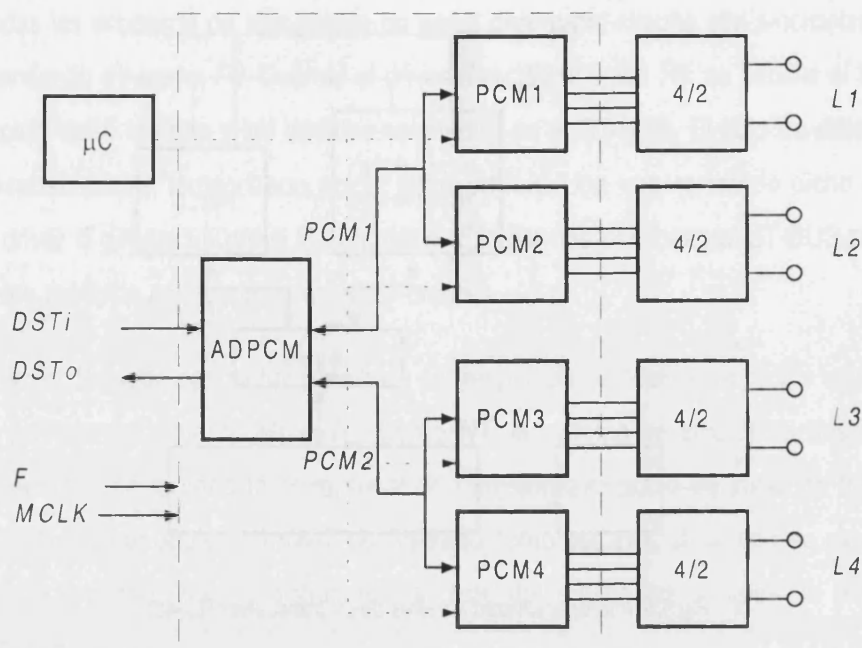


Fig. 5.6. Bloque de tratamiento del audio.

A continuación se realiza las tareas de digitalización y codificación. Para cada línea, un codec realiza simultáneamente las operaciones de codificación y decodificación PCM. El proceso se complementa con el empleo de una transformación *A-law*. Para cada línea se obtiene un flujo de 64 Kbps, que es entramado de acuerdo con las especificaciones del mencionado ST-BUS. Así, los flujos digitalizados provenientes de los codificadores L1 y L3 ocupan en el ST-BUS los canales *B1* de los flujos  $PCM_1$  y  $PCM_2$ , respectivamente. Del mismo modo, los correspondientes a L2 y L4 se localizan en los canales *B2* de los flujos  $PCM_1$  y  $PCM_2$ , respectivamente.

Seguidamente cada canal es comprimido con una relación 4 a 1. El circuito de compresión de audio es capaz de realizar simultáneamente cuatro operaciones de codificación ADPCM y cuatro de decodificación. Está configurado por *hardware* para realizar el procesamiento de los 4 canales. Los flujos  $PCM_i$  son comprimidos a 2 bits, y entramados según el ST-BUS dentro del canal *B1* del flujo  $DST_o$ . Simultáneamente, el canal *B1* del flujo  $DST_i$  es desentramado y descomprimido en cuatro canales  $PCM_o$ . La figura 5.7 muestra el proceso.

Los procesos de digitalización, codificación, compresión, etc., son sincronizados por la señal de comienzo de trama  $F_0$ , y los flujos de datos entre los componentes son temporizados por la señal de reloj  $MCLK$ .

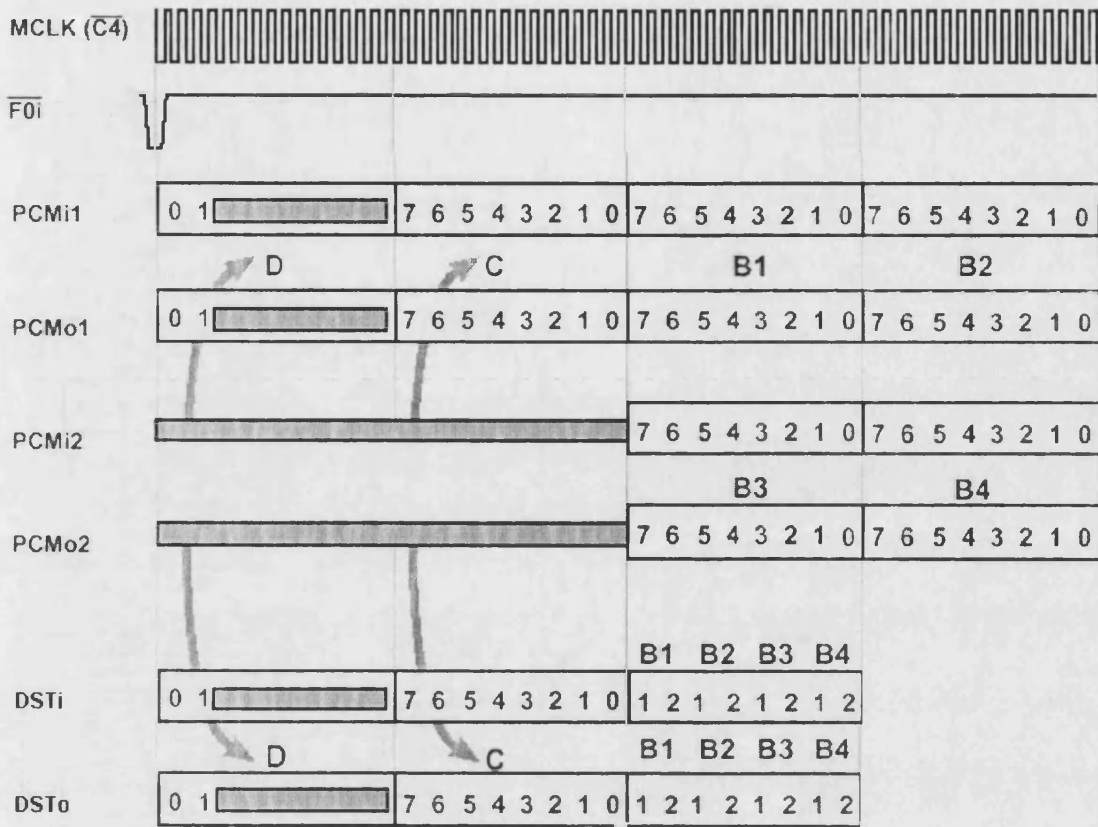


Fig. 5.7. Compresión ADPCM a 16 Kbps.

Cada codec contiene registros con los que el microcontrolador puede configurar los procesos de codificación, y que le proporcionan acceso al flujo de datos, tanto en modo lectura como en escritura. La conexión entre el microcontrolador y los codecs se realiza a través de un puerto serie síncrono *SP<sup>4</sup>*.

### 5.2.5. Comunicación en las capas de enlace y de red.

El prototipo intercomunicador incluye un controlador de protocolos HDLC [93]. Como ya se comentó en el capítulo tercero, la labor de empaquetado es fundamental para estructurar sobre el canal *D* el protocolo de señalización empleado para controlar y supervisar los canales a lo largo de la red RDSI. El protocolo de la capa de red se basa en el intercambio de comandos que se empaquetan según los parámetros definidos para el protocolo de la capa de enlace.

<sup>4</sup> Siglas de *Serial Peripheral Interface*, es un protocolo serie síncrono postulado por Motorola para la interconexión de circuitos integrados.

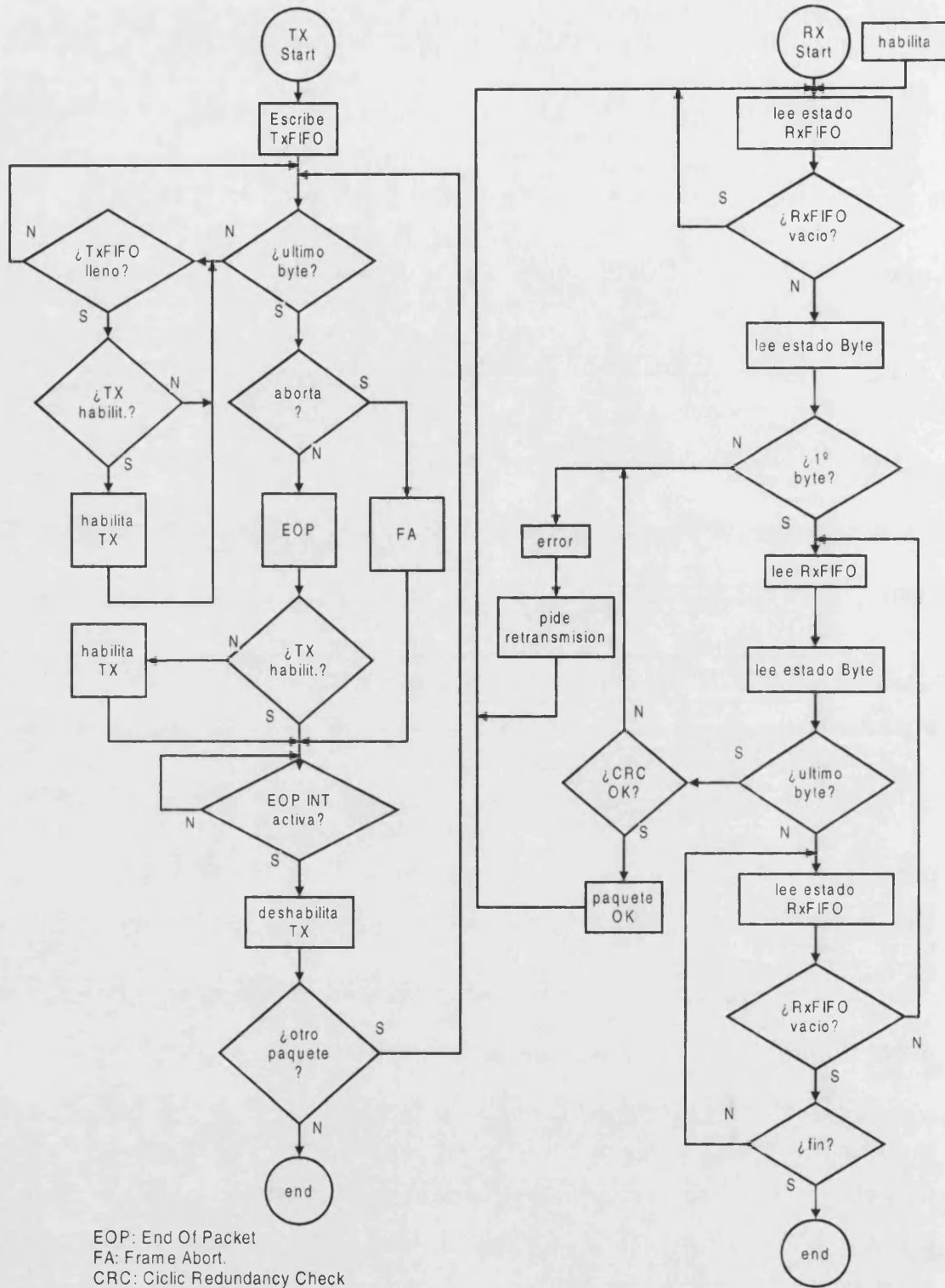


Fig 5.8. Algoritmos para la transmisión/recepción de tramas a través del controlador HDLC.

Así pues, el controlador HDLC encarna las funciones propias de la capa de enlace. Maneja tramas de datos para su aplicación en protocolos de conmutación de paquetes.

Transmite y recibe los paquetes de datos, ya sean de información o de control, en serie, insertando y eliminando ceros de modo transparente para permitir la identificación de los *flags* de inicio y fin de trama. Genera y detecta diversos estados del canal. Puede realizar comprobaciones del CRC sobre los paquetes, de acuerdo con el polinomio de orden 16 definido por CCITT. Además, permite reconocer en la trama recibida dos bytes de dirección, para identificar el terminal de destino de la información. Por último, el controlador HDLC permite el intercambio de cualquier tipo de información digital sin empaquetar, en modo transparente.

Un microcontrolador constituye la entidad superior que, por un lado, gobierna el establecimiento, mantenimiento y finalización de las conexiones de acuerdo con el protocolo de la capa de red, y por otro, controla el proceso de empaquetado /desempaquetado de datos y comandos en tramas HDLC según el protocolo de la capa de enlace. La figura 5.8 muestra los algoritmos desarrollados para realizar las tareas de entramado. El controlador HDLC incorpora dos FIFOs de 16 bytes que permiten por un lado, construir la trama para la transmisión, y por otro extraer los datos transportados por la trama recibida. Diversas fuentes de interrupción junto con varios registros de estado y control facilitan el tratamiento toda una gama de eventos relacionados con el estado de los buffers de recepción y transmisión, así como de posibles errores en la transmisión.

El controlador HDLC utiliza los canales *C* y *D* del ST-BUS. Ello permite una fácil interconexión entre los dispositivos RDSI integrantes del circuito. El primero transfiere información de control de bajo nivel<sup>5</sup>, mientras que el segundo transporta los datos, normalmente empaquetados. El proceso de formateado en tramas es sincronizado por la señal de comienzo de trama *F0*, y temporizado por la señal de reloj *MCLK*.

### **5.2.6. Conmutación de canales.**

En sistemas RDSI complejos es frecuente dotar a ciertos módulos de capacidad para conmutar canales. Para ello se ha desarrollado un módulo enrutador basado en el empleo de matrices digitales que permiten la interconexión de canales entre flujos de datos con la arquitectura del ST-BUS [91].

La figura 5.9 muestra el bloque de conmutación. El corazón del módulo es una matriz de conmutación digital con 8 flujos de entrada *DSTi* y 8 de salida *DSto*. De acuerdo con la especificación ST-BUS, cada flujo está formado por 32 canales de 8 bits multiplexados en el

---

<sup>5</sup> Se refiere a palabras de control para la inicialización de dispositivos *hardware*.

tiempo para formar un caudal de 2.048 Mbps. Así, el componente posibilita la conmutación libre de bloqueos de 256 puertos de 64 Kbps. La matriz permite el acceso individualizado mediante microcontrolador a cada uno de los canales de cada flujo *ST*, tanto en modo lectura como en escritura.

Los flujos de datos *DSTi/o* se adaptan a la especificación del ST-BUS. Los canales comprimidos a 16 Kbps ocupan 2 bits, que se entranan dentro del canal B1, y que corresponde al canal 2 del ST-BUS. Así, los bits *b7* y *b6* portan la información de audio de la línea L1, *b5* y *b4* corresponden a la línea L2, etc. Como se observa, la aplicación requiere la conmutación dentro del flujo de datos de canales de 2 bits (16 Kbps), en vez de 8 bits (64 Kbps). Es necesario el diseño de cierta lógica y un algoritmo de control que permitan dicho submultiplexado.

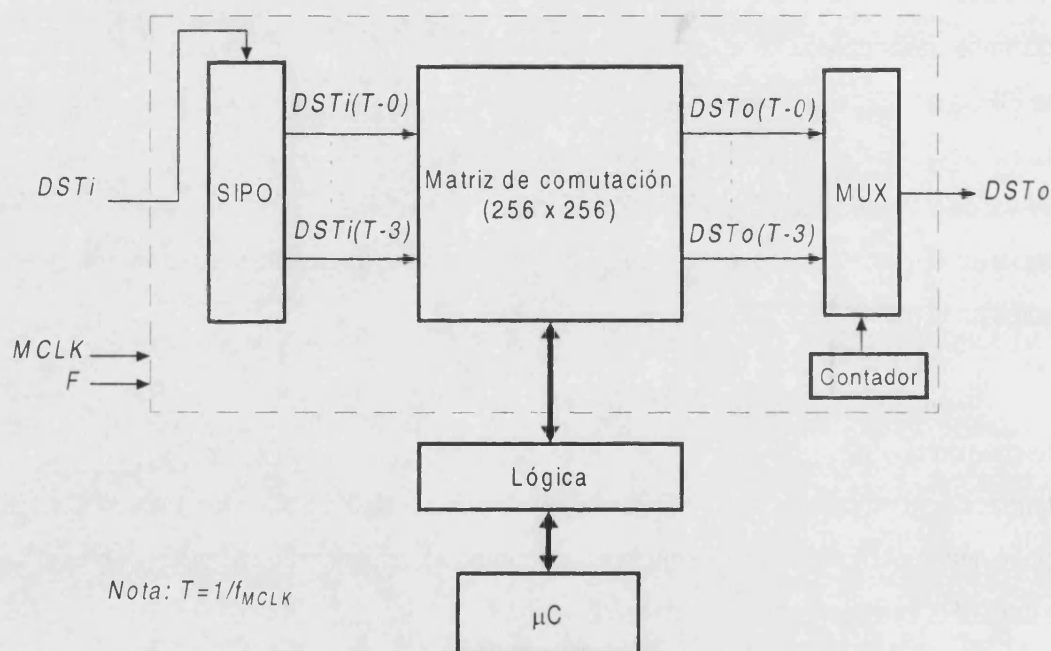


Fig.5.9. Módulo de conmutación.

Considérese el flujo de entrada *DSTi*. El principio para convertir el conmutador de 256 por 8 bits en 128 por 2 bits consiste en dedicar cada una de los 256 puertos de entrada a la memoria de datos a cada uno de los 128 canales de 2 bits del flujo de entrada. Esto se consigue mediante el registro de desplazamiento SIPO, que retrasa cada pareja de bits en dos posiciones antes de que se produzca la carga de los cuatro flujos *DSTi0..3* de entrada. De este modo, cada pareja de bits del flujo de entrada es situada en cada una de las cuatro posiciones posibles dentro del canal. Cada pareja de bits y su versión retrasada serán almacenadas en uno o dos bytes consecutivos en la memoria de datos. Por ejemplo, bits *b0* y *b1* del canal 0 estarán en

posición  $b_0$  y  $b_1$  del flujo  $STi_0$ , en  $b_2$  y  $b_3$  del flujo  $STi_1$ , en  $b_4$  y  $b_5$  del flujo  $STi_2$ , y finalmente, en  $b_6$  y  $b_7$  del flujo  $STi_3$ . Lo mismo ocurre para el resto de parejas para cualquiera de los flujos de entrada, como muestra la figura 5.10.

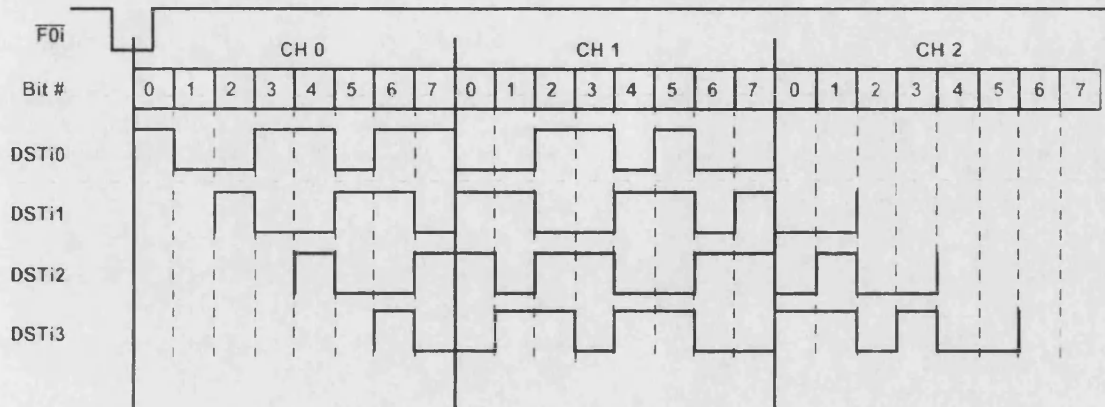


Fig.5.10. Flujos de entrada a la matriz de conmutación.

Una vez ejecutada la conmutación, se reconstruye un solo flujo de salida  $DSTo$  a partir de los cuatro de salida, mediante un multiplexor 4 a 1, controlado por un contador. Durante cada periodo correspondiente a un canal del ST-BUS, el multiplexor selecciona una pareja de bits de cada uno de los flujos  $DSTo_0..3$  de salida, comenzado por  $DSTo_0$ . Tomando sólo dos bits de cada una de los flujos de salida en cada periodo correspondiente al canal del ST-BUS, el conmutador enruta efectivamente una pareja de bits de la memoria de datos hacia la corriente de salida. Aunque el conmutador trata canales de 8 bits, junto con el registro de entrada y el multiplexor de salida, se convierte en un conmutador de 128 canales de 2 bits.

La misma filosofía se aplica a los flujos  $DSTi_4..7$ ,  $DSTo_4..7$ . Así se obtiene un conmutador de 256 canales de 2 bits, distribuidos en dos flujos  $DST1$  y  $DST2$ .

Para permitir el control de la matriz mediante microcontrolador, es necesario incluir un circuito lógico. Por un lado, se obtienen las señales de control del conmutador a partir de las señales de acceso a memoria externa del microcontrolador. Por otro lado, el conmutador es un dispositivo de lectura/escritura lento, que funciona síncronamente sobre una base de tiempos de 8 Khz. Sin embargo, el microcontrolador no posee una señal de entrada del tipo *Master Data Ready*, que le permitiría alargar el ciclo de lectura/escritura. Por ello, para permitir las operaciones de acceso es necesario añadir la lógica necesaria para almacenar por un lado, el dato desde el microcontrolador durante la operación de escritura, y por otro, el dato proveniente del conmutador durante una operación de lectura.

### 5.2.7. Generación de bases de tiempos.

Todo sistema necesita una base de tiempos común como referencia temporal. Los sistemas digitales de comunicación deben mantener la sincronización entre las bases de tiempos de los subsistemas para asegurar que el muestreo de la información se realiza en el instante adecuado. Dicha sincronización es posible gracias al empleo de técnicas de bucle de enganche de fase. Una base de tiempos generada localmente, cuya frecuencia está próxima a la de otra derivada de la señal recibida, se corrige en fase cuando la diferencia de fase entre ambas se hace demasiado grande.

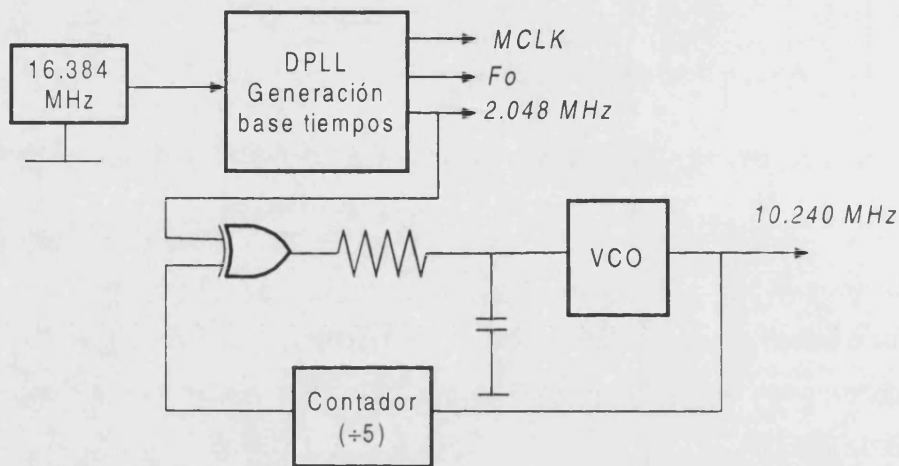


Fig.5.11. Bloque de Generación de Señales de Tiempo.

El subsistema generador de la base de tiempos para el prototipo se basa en un dispositivo comercial de bucle de enganche de fase digital (DPLL) para aplicaciones T1/E1. A partir de un oscilador de 16.384 MHz, genera la base de tiempos propia de la especificación ST-BUS y las señales *MCLK* de 4.096 MHz y *F0*. Algunos módulos emplean una fuente externa de 10.240 MHz enganchada en frecuencia con las señales que temporizan el ST-BUS, inicio de trama *F0* y la señal de reloj *MCLK*. Dicha señal se genera mediante un circuito multiplicador basado en PLL [93].

### 5.2.8. Supervisión y control.

Cada nodo cuenta con un microcontrolador que gobierna procesos tales como la inicialización y el control de los parámetros de compresión de audio, la ejecución del protocolo de comunicaciones del nivel de red, el control del protocolo del nivel de enlace, basado en HDLC, la implementación de un protocolo de comunicación serie a través de un interfaz RS 485, etc.



En función del dispositivo periférico, son tres las posibilidades para la interconexión con el microcontrolador. Los dispositivos RDSI suelen permitir el acceso al canal de control C del ST-BUS. Otros integrados incorporan interfaces de intercomunicación específicos, como *SPI*. Finalmente, el dispositivo puede permitir operaciones de lectura/escritura de modo análogo a una memoria convencional, en cuyo caso es posible emplear la capacidad de acceso a memoria externa propio del microcontrolador [92].

En este sentido, la conexión tanto con el controlador HDLC como con el bloque de conmutación requiere añadir cierta lógica para adecuar las señales de acceso a memoria externa. Por último, un circuito combinacional de direccionamiento selecciona el dispositivo sobre el que se ejecuta la operación de acceso.

El microcontrolador multiplexa el bus de datos con la parte baja del bus de direcciones, y para extraer del bus la dirección en las operaciones de lectura y escritura es necesario incorporar un registro, cuya carga es controlada por cierta señal del microcontrolador.

### **5.2.9. Alimentación y Reset.**

La circuitería empleada requiere una alimentación de +5V. Por otro lado, las líneas analógicas se polarizan con +12V. El módulo de alimentación incluye reguladores integrados, protecciones y filtros que aseguran la correcta alimentación del circuito.

Finalmente, cada módulo incluye un circuito *watchdog* que provoca el reseteo general del sistema en caso de fallos de alimentación o de otro tipo.

## **5.3. Construcción del prototipo.**

Una vez diseñados los diversos módulos encargados de representar cada función específica en el contexto RDSI, éstos deben ser combinados para formar los diversos nodos de la red digital que constituirá el prototipo intercomunicador. El desarrollo del prototipo intercomunicador se ha realizado en cuatro fases [94, 95]:

La primera tuvo como objetivo el desarrollo de un nuevo sistema de intercomunicación mejorado denominado MDS+, basado en el sistema comercial MDS de intercomunicación en bus con distribución en planta [4]. Con respecto a su antecesor, este nuevo sistema analógico presenta dos canales de audio sobre el mismo cableado, un bus de seis conductores. De esta manera, es posible adaptar las instalaciones existentes para dotarlas de un segundo canal. Fue



necesario diseñar y construir un nuevo distribuidor de planta bi-canal y un terminal telefónico. Otros módulos ya existentes en el sistema MDS, como la unidad central y la placa de calle, fueron convenientemente modificados. Además, los protocolos de señalización del nivel de red fueron revisados.

La segunda fase consistió en el desarrollo de un enlace multicanal basado en tecnología RDSI-U, que permitiera enlazar en bus los distintos edificios de una urbanización con instalación de portería MDS+. En este periodo se desarrollaron los nodos bautizados como Maestro (MT) y Esclavo (S). El nuevo sistema permitiría disponer de un máximo de ocho canales de comunicación de audio y uno de datos entre edificios, todo ello por un sólo par trenzado, y con una distancia máxima entre edificios de 4 Km. La alimentación remota de los nodos es posible sin necesidad de cableado adicional.

En una tercera fase, la aplicación de tecnología digital se extendió al interior del edificio. Así, se diseñó una nueva red en bus pasivo basada en tecnología RDSI-S, que posibilitaba mantener simultáneamente hasta ocho conversaciones más el flujo de datos a través de la red. En este periodo se desarrollaron los nodos bautizados como Maestro-Esclavo Analógico (MSA), Maestro-Esclavo Digital (MSD) y Terminal (TE).

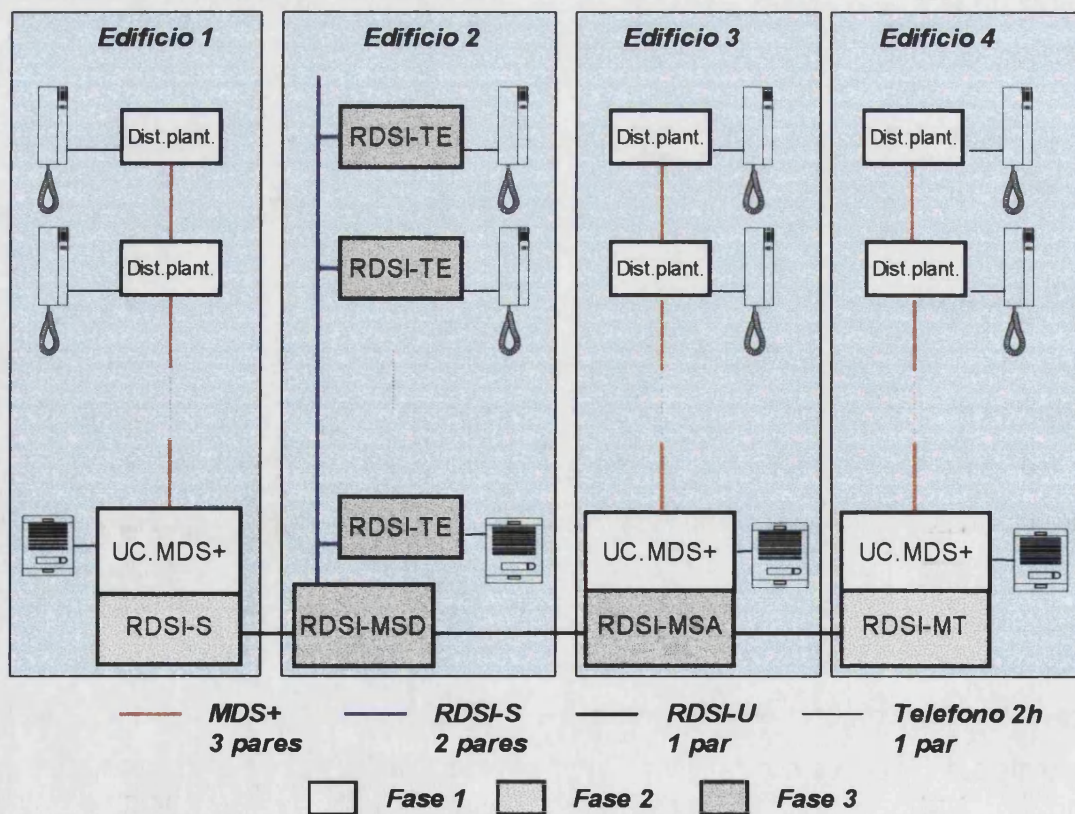


Fig. 5.11. Sistema de intercomunicación multicanal para áreas residenciales

La figura 5.11 muestra el esquema de una posible instalación multicanal basada en el prototipo resultante al término de la tercera fase. Los edificios 1, 3 y 4 incorporan en su interior el sistema analógico MDS+, mientras que el 2 posee una instalación digital RDSI en bus basivo. Todos ellos se interconectan entre sí mediante una red basada en enlaces RDSI punto a punto.

Finalmente, la última fase, aún en desarrollo, persigue la incorporación del flujo de vídeo dentro de la red desarrollada al término en las fases anteriores. En la actualidad, el estudio teórico sobre técnicas de compresión de vídeo ha permitido proponer mejoras que se esperan materializar próximamente en la construcción de nodos experimentales de videocomunicación.

### **5.3.1. Fase 1: Sistema de intercomunicación MDS+.**

En la actualidad, el sistema de intercomunicación para edificios más avanzado es el ya mencionado MDS, cuya topología responde a un esquema en bus con distribución en planta [4]. El bus está compuesto por tres pares conductores que portan respectivamente la alimentación, el canal de audio, y los datos de señalización. Si la instalación incluye vídeo, el bus se completa con un coaxial. Un módulo unidad central gestiona las incidencias de todo el sistema. A él se conectan las diversas placas de calle. En cada planta, un nodo denominado distribuidor de planta ofrece soporte analógico a los terminales a él conectados: alimentación, generación del tren de llamadas, conexión con el canal de audio, y comunicación de incidencias en los terminales.

Pues bien, la primera fase centró su objetivo en el desarrollo de un nuevo sistema de intercomunicación mejorado denominado MDS+ [96]. Con respecto a su antecesor, este nuevo sistema analógico presenta dos canales de audio sobre el mismo cableado. Así es posible adaptar las instalaciones existentes para dotarlas de un segundo canal.

El canal de audio en el sistema MDS está compuesto por un par conductor, en el que cada hilo porta un sentido de la comunicación. La principal mejora del sistema evolucionado MDS+ consiste en la integración de ambos flujos en un solo hilo. Así, el conductor liberado puede encauzar una segunda conversación.

Esta nueva característica exige la realización de modificaciones en módulos MDS ya existentes, y el diseño de otros nuevos. Así, los cambios en la unidad central afectan principalmente a algoritmos de control y protocolos. Sin embargo, fue necesario desarrollar un nuevo amplificador para la placa de calle, un nuevo distribuidor de planta, y un terminal telefónico

simple. La integración de los flujos en un sólo hilo fue posible mediante el desarrollo de un circuito híbrido basado en elementos activos, que realiza una conversión de 4 a 2 hilos y que permite el control de ganancia en emisión, recepción y de retorno.

Es especialmente importante el desarrollo del módulo distribuidor de planta. A través de la red de datos, establece un intercambio de comandos con la unidad central, que constituye el protocolo de comunicaciones del nivel de red que define cómo se establecen y liberan las comunicaciones entre acceso y vivienda. En el otro lado, ofrece soporte analógico a los terminales telefónicos.

En los prototipos de las fases posteriores descritos a continuación, el papel de unidad central podrá ser interpretado por los distintos nodos de la red digital. Así, el distribuidor de planta puede ser empleado para desempeñar las funciones de naturaleza analógica que requieren los terminales telefónicos.

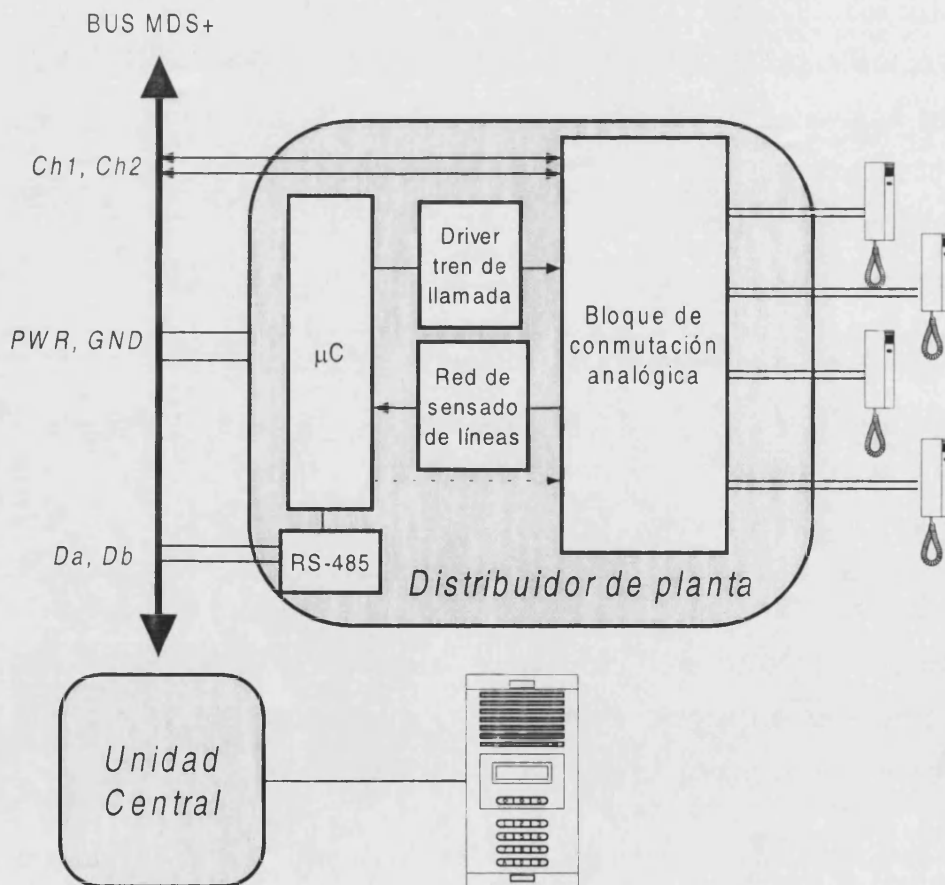


Fig. 5.12. Distribuidor de planta desarrollado para el sistema MDS+

## Protocolo MDS+

Los microcontroladores incluidos tanto en la unidad central como en los distribuidores de planta constituyen los entes que gobiernan el estado de las conexiones en la instalación analógica de acuerdo con el protocolo de la capa de red. Este se basa en el intercambio de tramas a través del bus de datos propio del sistema MDS [102].

La comunicación MDS es tipo serie asíncrona sobre un bus RS-485 a 9.600 baudios, *half-duplex*. Los diversos nodos permanecen a la escucha del canal de comunicaciones. El proceso de transmisión se inicia sólo si el canal está libre. En caso de colisión, se reintentará la transmisión pasado cierto periodo de duración aleatoria, hasta un máximo de tres intentos.

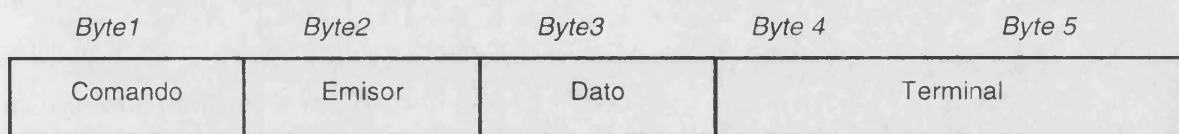


Fig. 5.12. Formato de la trama en protocolo MDS+

La trama tiene una longitud fija de 5 bytes. El primero transporta el código del comando. El segundo identifica el nodo emisor. El tercero constituye el byte de datos, y lleva información necesaria para completar el significado de la trama. Finalmente, los dos últimos bytes indican el terminal de destino.

Seguidamente se enumera el juego de comandos del protocolo en la red MDS:

- *ACK*. Enviado como consecuencia de la recepción de un comando, constituye la confirmación de que dicho comando ha llegado correctamente y ha sido atendido por el nodo destino.
- *NACK*. Este comando se envía cuando no se recibe el *ACK* esperado. Además puede indicar un fallo en el tratamiento de ciertos comandos, como "ocupado" en la generación de una llamada. El byte de datos indica el tipo de error.
- *TEST*. Este comando se utiliza para conocer el estado de cierto terminal. El tipo de cuestión es especificado por el campo de datos. Por ejemplo, la unidad central puede interrogar a cierto distribuidor de planta sobre si un determinado terminal está colgado o descolgado, si ocupa cierto canal de audio, etc. La respuesta es codificada en el campo de datos del correspondiente *ACK*.

- *ACTIVA*. Como su nombre indica, activa el terminal mencionado en el campo de dirección. El campo de datos indica el tipo de activación: generación de llamada monotonal o bitonal, conexión del canal 1 o 2, etc.
- *DESACTIVA*. Es el complementario del comando *ACTIVA*. Desconecta e inicializa el terminal invocado en el campo de dirección.

Además, existen otros comandos cuyo significado no es de interés en el funcionamiento del prototipo objeto del presente trabajo.

Como ejemplo, la figura 5.13 muestra el proceso de establecimiento y término de una comunicación. El módulo de pulsadores solicita a la unidad central el establecimiento de conexión con cierto terminal. La unidad central asigna un canal libre y envía por el bus de datos el comando *ACTIVA*. Aquel distribuidor que reconozca la dirección de destino responde con un *ACK*, y genera un tren de llamada hacia el terminal telefónico aludido. Si este es descolgado, lo conecta al bus de audio por el canal asignado por la unidad central, y la comunicación está establecida. Si por el contrario, no es descolgado pasado cierto tiempo, el distribuidor manda a la unidad central un *NACK*, que provoca la inicialización del canal de audio.

Durante la conexión, la unidad central interroga al distribuidor periódicamente sobre el estado del terminal, empleando el comando *TEST*. Cuando la respuesta es "terminal colgado", la unidad central provoca la liberación del canal mediante el envío del comando *DESACTIVA*. A su recepción, el distribuidor desconecta el terminal.



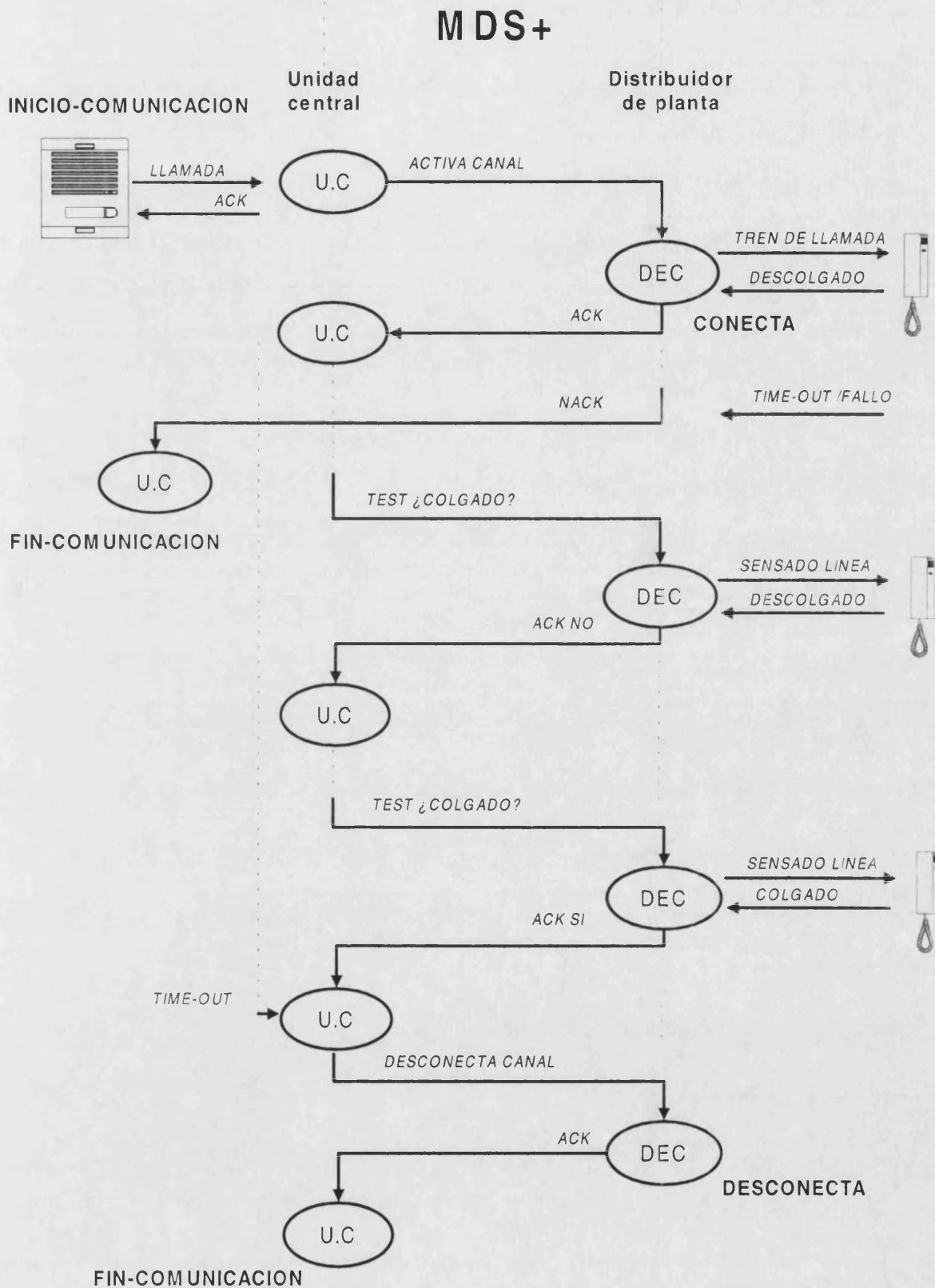


Fig. 5.13. Procedimiento de llamada y fin en el protocolo MDS.

### 5.3.2. Fase 2: Enlace Multicanal basado en interface U.

El objetivo en esta segunda fase fue el diseño de una red de comunicaciones multicanal que permitiera enlazar los diversos edificios de una urbanización, cada uno de los cuales con un sistema de intercomunicación MDS+. De este modo, el sistema posibilitaría conversaciones simultáneas entre accesos y viviendas pertenecientes a distintos edificios.

La red concebida responde a una topología en bus activo, formado por una sucesión de conexiones punto a punto, en la que cada nodo actuaría como repetidor y enrutador. Así, la fase concluyó con la construcción de un enlace basado en la tecnología de acceso básico RDSI en el punto de referencia U.

El prototipo está constituido por dos nodos, denominados Maestro (MT) [98] y Esclavo (S) [97], entre los cuales se establece una conexión digital sobre un par trenzado AGW24. El caudal útil del enlace es  $2B+D$ , totalizando 144 Kbps. El nodo denominado MT genera la sincronización del enlace, mientras que en el otro extremo, el nodo S recupera el sincronismo a partir de la señal que recibe de la línea.

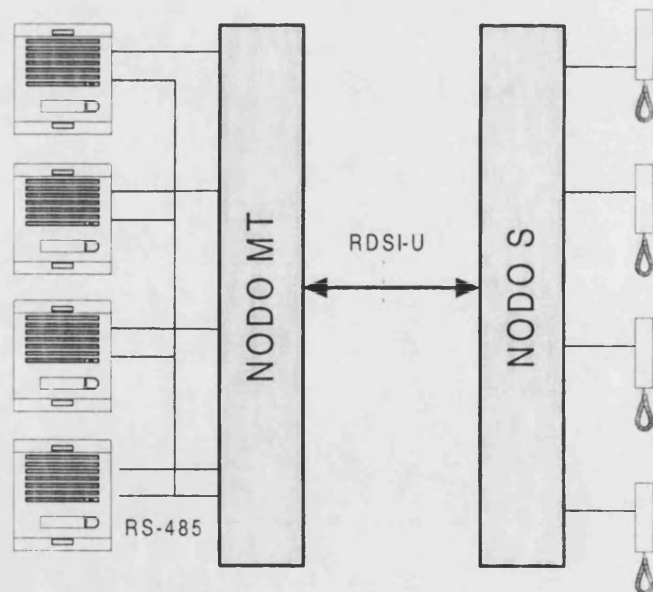


Fig. 5.14. Enlace multicanal basado en RDSI en el punto de referencia U.

Cada canal  $B$  es submultiplexado en 4 canales de 16 Kbps. Así, por ejemplo, es posible simultanear 8 conexiones de voz *full-duplex* y una transferencia de datos a 16 Kbps. Esta organización del ancho de banda en canales de 16 Kbps permite gestionar el caudal disponible

en función de las necesidades particulares de cada conexión. La agrupación de canales posibilita conexiones de audio o vídeo de mayor calidad, o transferencias de datos a mayor velocidad.

El prototipo construido ofrece 4 canales de audio y uno de datos. El caudal restante, correspondiente al canal *B2*, se reserva para la integración futura del flujo de vídeo a la conclusión de la fase 4. La alimentación remota de nodos es posible sin cableado adicional. A continuación, se describen los nodos componentes del prototipo.

### Nodo Maestro (MT).

Dentro de la red entre edificios, el nodo Maestro origina las señales de sincronismo que se distribuirán a través de la línea al resto de nodos. Incorpora un módulo de generador de tiempos, que alimenta la etapa de interface con la línea configurada en modo maestro.

Los canales de audio analógicos provenientes de un sistema MDS+ son digitalizados, codificados en 8 bits, comprimidos en 2 bits y organizados dentro del canal *B1* en el flujo ST-BUS. Posteriormente, son adecuadamente enrutados por el módulo de conmutación, que gestiona el caudal disponible con una resolución de 16 Kbps. La conexión de datos se realiza a través del canal *D*, sobre el que opera el módulo de control de protocolos. Finalmente la información es transmitida de acuerdo con los formatos definidos en la normativa para el punto de referencia *U*. Simultáneamente, el flujo de recepción sufre el proceso inverso. El módulo interface con la línea tiene asignados los canales 0, 2 y 3 del ST-BUS, sobre los cuales mapea respectivamente los canales *D*, *B1* y *B2* propios de la línea.

Todo el circuito es gobernado por un microcontrolador, sobre el que recaen las tareas de inicialización, control y supervisión del nodo. Así, parámetros tales como el caudal del enlace, la tasa de compresión del canal de audio o su ganancia, pueden ser modificados en todo momento para adaptarse a distintas condiciones de funcionamiento. Por otro lado, el estado del sistema puede monitorizarse mediante la conexión de un PC.

El microcontrolador constituye la entidad que conduce el establecimiento, mantenimiento y finalización de las conexiones de acuerdo con los protocolos de nivel de red desarrollados para el prototipo, y que son dos. Uno define las normas dentro del enlace digital, mediante el intercambio de comandos a través del canal *D*. Otro debe establecer los fundamentos para el control sobre la instalación analógica, y se basa en el intercambio de tramas a través del bus RS-485 propio del sistema MDS+.



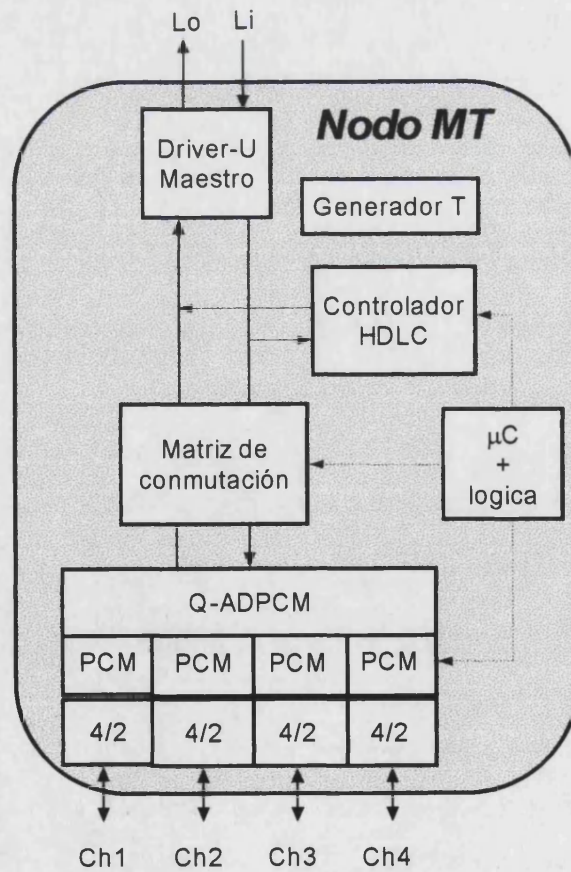
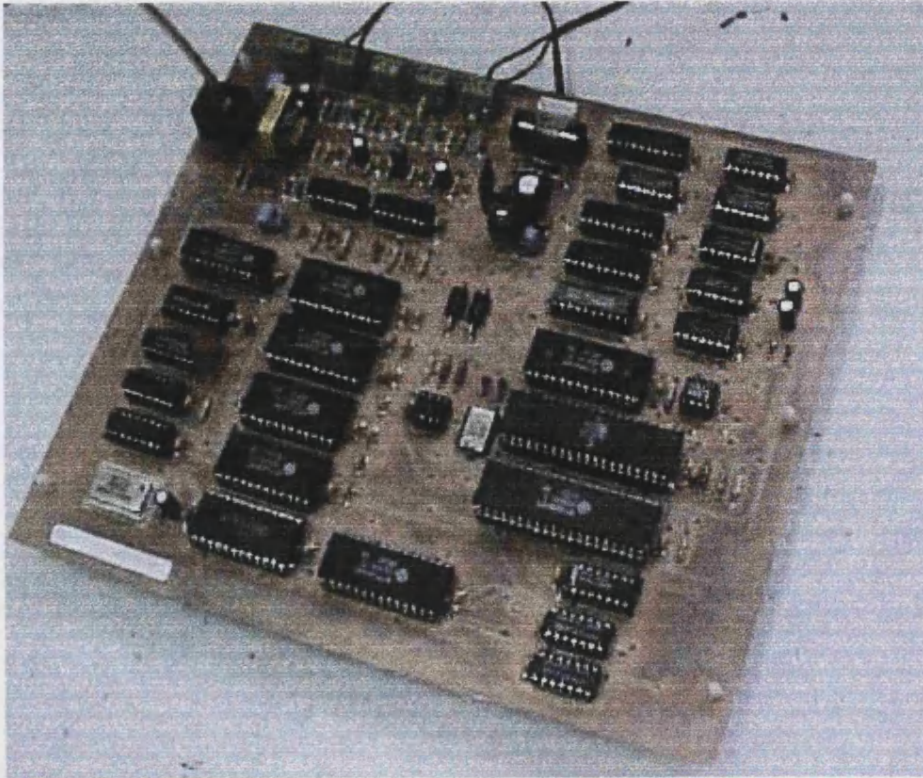


Fig. 5.15. Nodo Maestro (MT).

### Nodo Esclavo (S).

El nodo Esclavo permite el acceso a la red digital de aquel edificio localizado en el extremo de la red entre edificios, dotado con una instalación de intercomunicación MSD+.

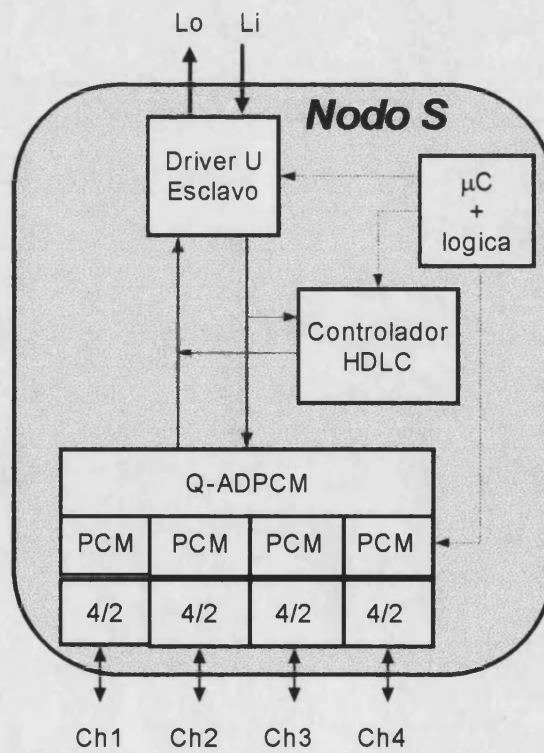
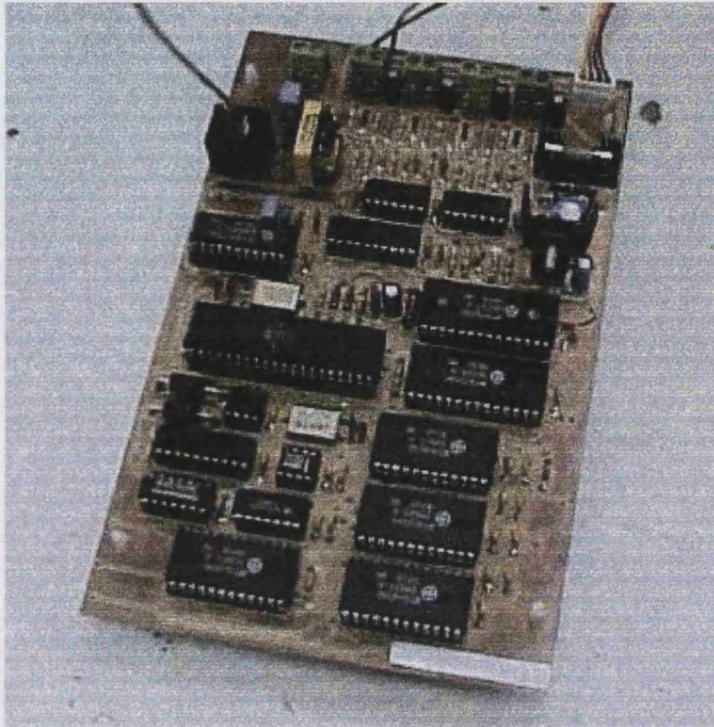


Fig. 5.16. Nodo Esclavo (S).

A partir de la señal recibida, el módulo interface con la línea, configurado como esclavo, genera el pulso de inicio de trama y la señal de reloj de 4.096 MHz, que se distribuyen por todo circuito. El módulo interface es habilitado para el intercambio de información durante los canales 0, 2 y 3 del ST-BUS, sobre los cuales superpone respectivamente los canales *D*, *B1* y *B2* propios del enlace *U*.

Dado su carácter terminal, no es necesario incluir un módulo conmutador de canales. Por lo demás, tanto el procesado de los canales de audio como el entramado sobre los datos es análogo al realizado en el nodo MT.

Como en el nodo esclavo, un microcontrolador encarna las funciones de inicialización y control de los módulos integrantes del nodo, y gobierna el estado de las conexiones de acuerdo con los protocolos de la capa de red desarrollados tanto para la red digital basada en RDSI entre edificios como para el bus MDS+ dentro del edificio.

#### Protocolo de la capa de red.

Durante la realización de la segunda fase, se abordó el diseño del protocolo de comunicaciones del nivel de red para el enlace RDSI. Dado que fue revisado durante el desarrollo de la tercera 3, se expondrá en el apartado siguiente.

#### **5.3.3. Fase 3: Bus Multicanal basado en interface S.**

La tercera fase supone la aplicación de tecnología digital en el desarrollo de un nuevo sistema de intercomunicación dentro del edificio, basado en la tecnología RDSI en el punto de referencia *S*. Dicha elección se fundamenta en la gran versatilidad topológica que la norma ofrece, posibilitando estructuras punto a punto, en bus pasivo, o en estrella. Esta característica es muy importante, ya que dota al sistema de gran flexibilidad y le permite adaptarse a múltiples supuestos de aplicación.

Así, el prototipo obtenido al término de la tercera fase fue ampliado con la construcción de tres nuevos nodos, bautizados como Maestro-Esclavo Analógico (MSA) [99], Maestro-Esclavo Digital (MSD) [100] y Terminal (TE) [101].



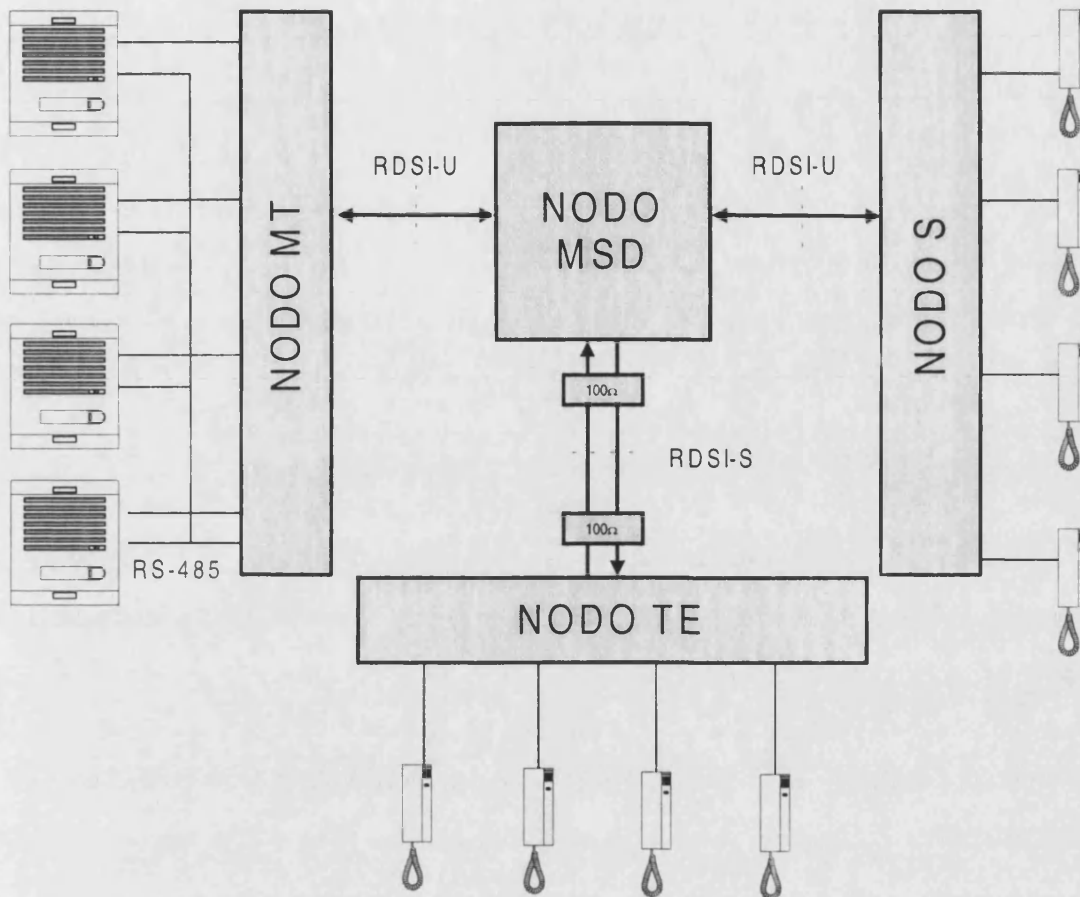


Fig. 5.17. Prototipo intercomunicador.

### Nodo Maestro/Esclavo Analógico (MSA).

Permite el acceso de un edificio dotado con el sistema de intercomunicación analógico MDS+, a la red digital en un punto no terminal de la instalación. Constituye además un núcleo de conmutación y elemento repetidor o regenerador de señal.

El nodo MSA incluye dos módulos interface *U* con la línea. Uno de ellos, configurado como esclavo, a partir de la señal emitida desde el lado maestro del nodo contiguo, genera el pulso de inicio de trama y la señal de reloj de 4.096 MHz, que se distribuyen al resto del nodo. En el otro lado, el otro interface, configurado como maestro, transmite la información hacia el lado esclavo del nodo siguiente.

Entre ambos se sitúa el bloque de conmutación, que enruta los flujos de información. Dos son los flujos ST-BUS existentes en el nodo MSA. Uno de ellos, denotado como *ST-BUS0*, permite el tránsito de la información a través del nodo, desde un enlace *U* hacia el siguiente. El

otro, *ST-BUS1*, establece una conexión desde cualquiera de los enlaces *U* hacia los canales analógicos de la instalación MDS+ del edificio.

El módulo interface esclavo tiene asignados los canales 0, 2 y 3 del *ST-BUS0*, sobre los cuales mapea respectivamente los canales *D*, *B1* y *B2* propios de su enlace *U*. El periodo de habilitación para el intercambio de información entre la línea y el *ST-BUS0* comienza con la señal de comienzo de trama, y finaliza al término del canal 3. En este punto, el módulo interface esclavo genera una señal de inicio de trama retardado, que indica al nodo maestro cuándo comienza su periodo de habilitación. Así, este último superpone los canales *D*, *B1* y *B2* propios de su enlace en los canales 4, 6 y 7 del *ST-BUS0*, respectivamente.

El nodo incorpora dos controladores de protocolo HDLC, uno por cada enlace *U*. Así, es posible la recepción/transmisión simultánea de datos provenientes de ambos lados de la red digital. Uno de los controladores gobierna el tránsito de datos sobre el canal 0 del *ST-BUS0*, que se corresponde con el canal *D* del enlace en el lado esclavo, mientras que el otro se ocupa del control sobre el canal 4 del *ST-BUS0*, directamente relacionado con el canal *D* de la línea en el lado maestro.

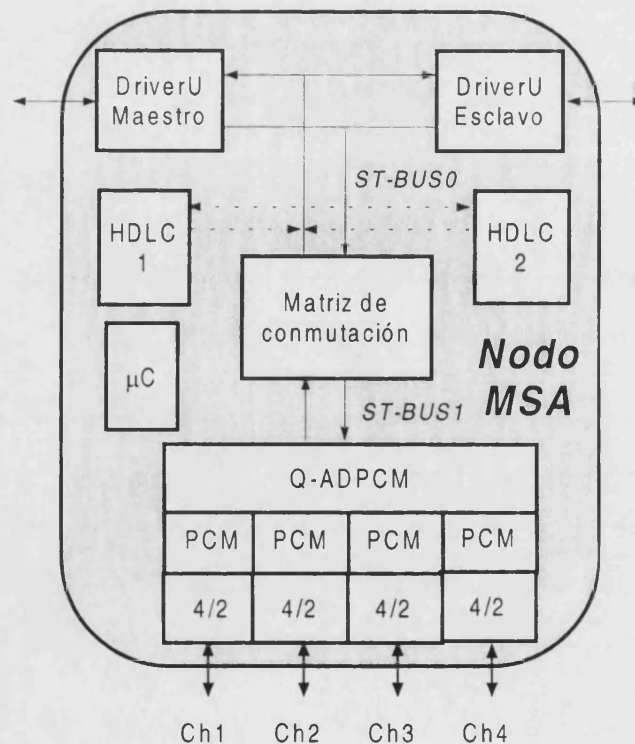


Fig. 5.17. Nodo Maestro Esclavo Analógico (MSA).

El procesamiento de los canales de audio es similar al comentado para los nodos MT y S. Son digitalizados, codificados en 8 bits, comprimidos en 2 bits y organizados dentro del canal *B1* en el flujo *ST-BUS1*.

Como los nodos MT y S, el nodo MSA es gobernado por un microcontrolador. Entre otras funciones, constituye el elemento que supervisa el establecimiento, mantenimiento y finalización de las conexiones de extremo a extremo, esto es, a través no sólo de la red digital entre edificios, sino también de la instalación analógica MDS+ dentro del edificio.

#### Nodo Maestro/Esclavo Digital (MSD).

Es el punto de interconexión entre la red entre edificios, basada en el interface *U* del acceso RDSI, y la nueva red intercomunicación basada en tecnología *S*. Como el nodo MSA, constituye además un núcleo de conmutación y un elemento regenerador de señal.

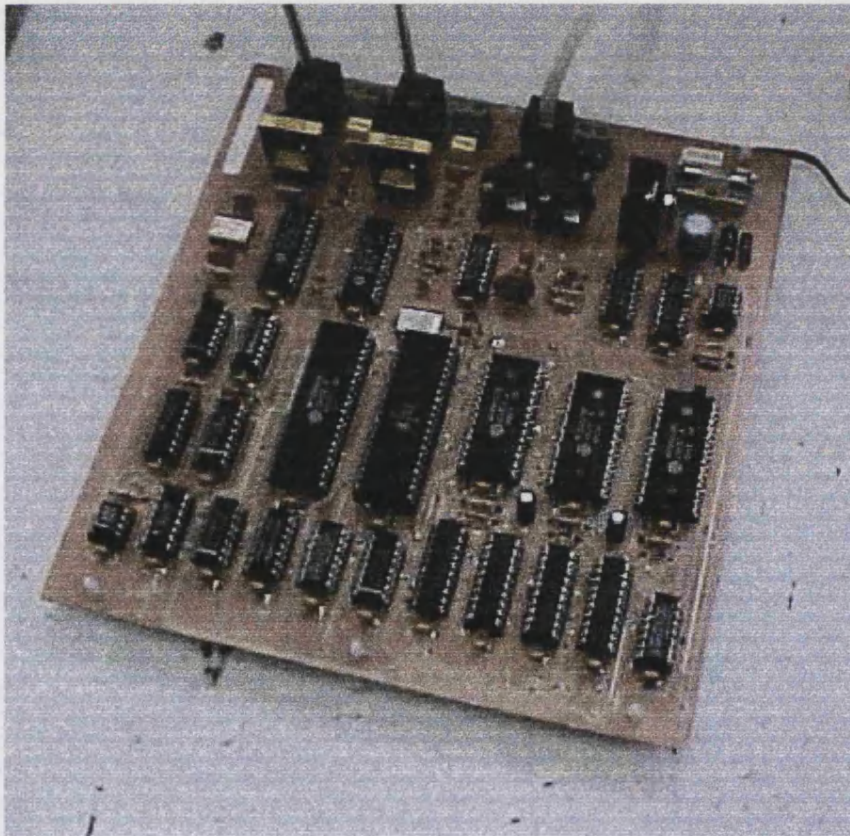


Fig. 5.17. *Nodo Maestro Esclavo Digital (MSD)*.

Funcionalmente, los nodos MSD y MSA son muy similares entre sí. Evidentemente, el intercambio de información en el primero es totalmente digital, lo que simplifica notablemente la circuitería.

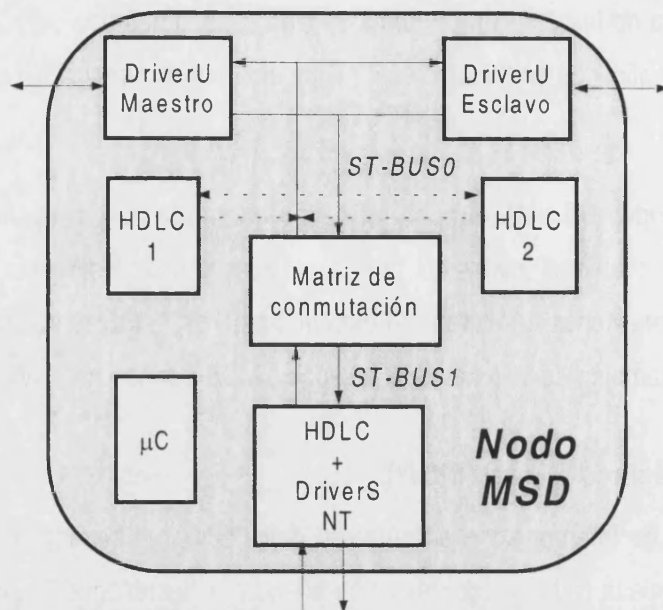


Fig. 5.17. Esquema funcional del Nodo Maestro Esclavo Digital (MSD).

Así, el nodo MSD incorpora un módulo interface *S* configurado como maestro (*NT*). Es el vértice de la conexión punto-multipunto en bus *S* pasivo que define la instalación típica dentro del edificio. El módulo incluye un controlador de protocolos que supervisa el intercambio de datos a través del canal *D* en el bus *S*.

Por otro lado, como el nodo MSA, el nodo MSD incluye dos módulos interface *U* con la línea, uno configurado como esclavo y otro como maestro. Sendos controladores de protocolo dan cuenta de las transferencias de datos de cada enlace *U*. Por otro lado, el bloque de conmutación encamina convenientemente flujos de información.

Como los nodos MT, S y MSA, el nodo MSD incluye un microcontrolador. Entre otras funciones, constituye el núcleo que encarna el protocolo de la capa de red.

Los nodos MSA y MSD completan la red multicanal entre edificios, planteada en la segunda fase como una concatenación de enlaces *U* punto a punto. Así, cualquier instalación puede definirse como una sucesión de nodos, como por ejemplo: S-MS-.....-MS-MT.

### Nodo Terminal (TE).

Es el sistema encargado de adaptar, convertir y multiplexar las señales analógicas provenientes de teléfonos en planta o placas de calle para su transmisión digital a lo largo del edificio. Los nodos TE acceden a la red digital en el punto de referencia *S*. Por ello, incorpora un



módulo interface S configurado como esclavo (TE) El módulo incluye un controlador de protocolos que supervisa el intercambio de datos a través del canal D.

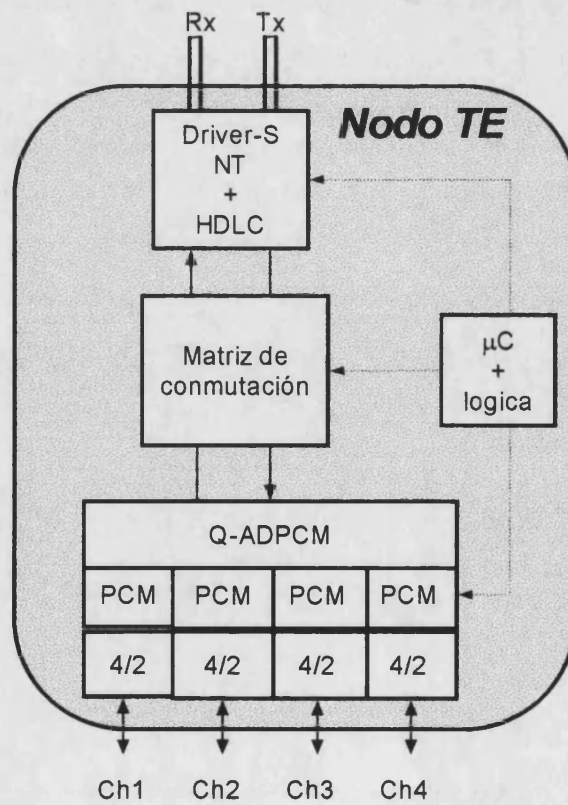
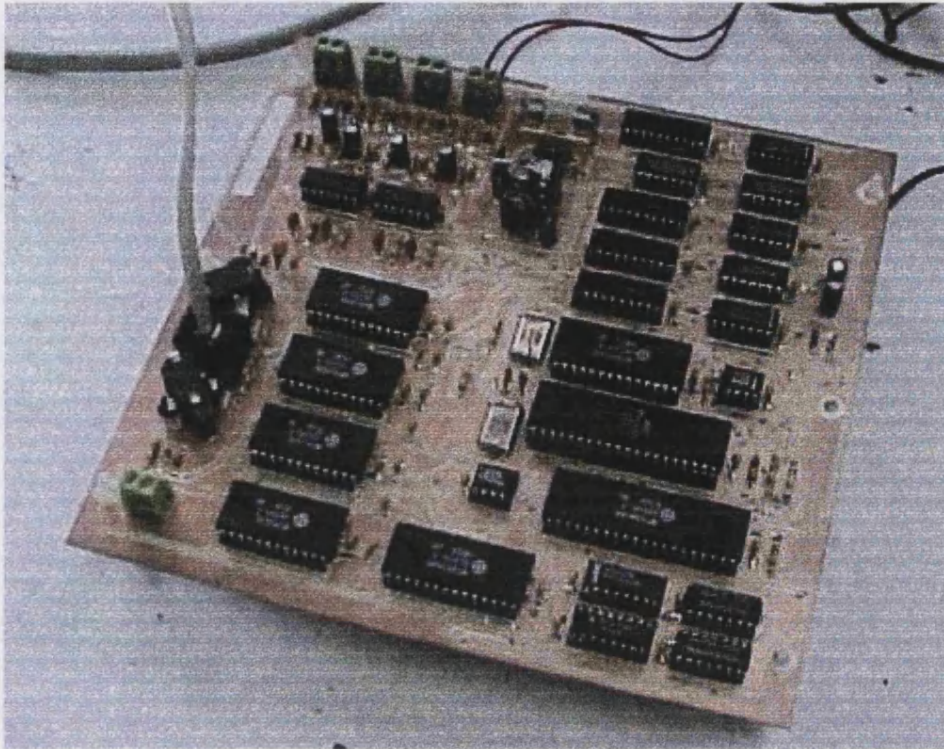


Fig. 5.18. Nodo Terminal (TE).



Como en los nodos MT, S y MDA, los canales de audio analógicos son digitalizados, codificados, comprimidos y acomodados dentro del canal *B1* en el flujo *ST-BUS*. Posteriormente, son dirigidos convenientemente por el módulo de conmutación, que gestiona el caudal disponible con una resolución de 16 Kbps. Finalmente la información es transmitida de acuerdo con los formatos definidos en la normativa para el punto de referencia S. El módulo interface con la línea relaciona los canales *D*, *B1* y *B2* propios de la línea con los canales 0, 2 y 3 del *ST-BUS*, respectivamente. Simultáneamente, la información recibida desde el bus S sufre el proceso inverso.

Un microcontrolador materializa el protocolo de la capa de red desarrollado para el prototipo. Además, es capaz de controlar diversos dispositivos analógicos a través de una conexión RS-485.

#### Protocolo de la capa de red.

La transferencia de datos entre nodos contiguos de la red digital se realiza a través del canal *D* del enlace RDSI. Por lo tanto, el flujo de datos se conduce por un canal externo al dedicado al flujo digitalizado de audio, evitándose así cualquier tipo de interferencia.

En cada nodo, los datos son empaquetados en tramas por los módulos de control de protocolo HDLC, que encarga de soportar el nivel de enlace del protocolo, añadiendo flags de cabecera y cola, calculando y comprobando CRC, reconociendo estados de la línea, etc.

Un microcontrolador gobierna el establecimiento, mantenimiento y finalización de las conexiones de acuerdo con el protocolo de la capa de red desarrollados para el prototipo [103, 104]. Este se basa en la transferencia ordenada de pares comando-respuesta a través del canal *D* del enlace entre nodos contiguos. Los comandos son de longitud variable entre 2 y 15 bytes. La recepción y tratamiento de los comandos según el protocolo provoca una evolución en la máquina de estados que define el estado del canal y el comportamiento de cada nodo. Así, los estados posibles de un canal son:

- *Libre (ST\_LBR)*: El canal no esta siendo empleado y puede ser asignado a una nueva conexión.
- *Reservado (ST\_RSV)*: El canal no esta siendo empleado, pero su asignación a una nueva conexión esta pendiente de confirmación.

- *Conectando (ST\_CON)*: El canal ha sido ocupado, pero la conexión está en proceso de establecimiento.
- *Conectado (ST\_CMP)*: El canal está ocupado por una conexión activa.
- *Pidiendo desconexión (ST\_PDX)*: El canal está ocupado por una conexión activa, que está pendiente de desconexión.
- *Desconectando (ST\_DSC)*: El canal está en proceso de liberación. Ha sido liberado, pero la conexión aún no ha completado el proceso de desconexión.

Por otro lado, se definen 9 comandos posibles:

- *Reconocimiento (ACK)*: Constituye la respuesta que confirma que comando previo ha llegado correctamente a su destino y ha sido atendido, excepto si dicho comando ha sido *NACK*.
- *No reconocimiento (NACK)*: Este comando es enviado desde cualquier emisor al mismo destino con el que se intentaba comunicar, cuando no recibe *ACK* después de tres intentos. También puede enviarse como indicación de fallo en el tratamiento de ciertos comandos, como "ocupado" en la generación de llamada a través de la red digital, *time-out*, o fallo en la ejecución del protocolo. El comando *NACK* transporta información que identifica el tipo de error.
- *Petición de conexión (PCONEC)*. Acepta como parámetros el canal por el que se solicita la conexión y el terminal de destino. El canal pasa de estado *ST\_LBR* al estado *ST\_RSV*. Después del envío de este comando y la posterior recepción del *ACK* correspondiente, el nodo espera a recibir el comando de Conexión. Por otro lado, la recepción de *PCONEC* desencadena el proceso de generación de llamada en la red MDS+ si el terminal pertenece al nodo receptor. Si la operación ha sido satisfactoria, el nodo receptor envía el comando de conexión al emisor de *PCONEC*.
- *Conexión (CONEC)*. Especifica el canal a conectar. El nodo emisor espera a recibir el *ACK* para ejecutar la conexión física del terminal a la red por el canal en cuestión. Por otro lado, la recepción de este comando desencadena la conexión física del terminal receptor a la red por el canal predeterminado. El canal pasa del estado *ST\_RSV* a *ST\_CON*.

- *Conexión completa (COMPL)*. Verifica el establecimiento correcto del enlace de audio. Su único parámetro es el canal conectado. El nodo emisor espera a recibir el *ACK* para dar por concluido el procedimiento de conexión. Por otro lado, la recepción de este comando indica el final de dicho procedimiento. El canal pasa del estado *ST\_CON* a *ST\_CMP*.
- *Petición de desconexión (PDESC)*. El comando especifica el canal del que se requiere su desconexión. El canal pasa del estado *ST\_CMP* a *ST\_PDX*. Después del envío este comando y la posterior recepción del *ACK* correspondiente, el nodo espera la confirmación de desconexión. Por otro lado, la recepción de *PDESC* desencadena el proceso de desconexión del canal en la red MDS+ si el terminal pertenece al nodo receptor. Si la operación ha sido satisfactoria, el nodo receptor envía el comando de desconexión al emisor de *PDESC*.
- *Desconexión (DESCON)*. Confirma la petición de liberación del canal invocado. El nodo emisor espera a recibir *ACK* para realizar la desconexión física del terminal a la red por el canal en cuestión. En el otro lado, la recepción de este comando desencadena la desconexión física del terminal receptor por el canal predeterminado, que pasa del estado *ST\_PDX* a *ST\_DSC*.
- *Desconexión completa (DESCMP)*. Confirma la liberación del enlace de audio. Su único parámetro es el canal liberado. El nodo emisor espera a recibir el *ACK* para dar por concluido el procedimiento de desconexión. Por otro lado, la recepción de este comando indica el final de dicho procedimiento. El canal pasa al estado *ST\_LBR*.
- *Envía dato (ENVDAT)*. Este comando no pertenece al protocolo para el control de canales de audio. Mediante *ENVDAT* es posible transferir a través de la red digital y de modo transparente cualquier dato, como por ejemplo, tramas del protocolo propio del sistema MDS+.

A continuación, se describirá brevemente los procedimientos para el establecimiento y finalización de comunicaciones a través de una posible instalación.

#### ***Establecimiento de una conexión de audio en la red dentro del edificio.***

Considérese el proceso para el establecimiento de una conexión de audio dentro de la red digital en el interior del edificio, entre un nodo MSD y un nodo TE.

Varias placas de pulsadores localizadas en la calle se conectan con el nodo MSD a través del bus RS-485. Dentro del edificio, cada planta dispone de un nodo TE al que se conectan los diversos terminales analógicos.

La figura 5.19. muestra la evolución del protocolo para el establecimiento de una conexión de audio.

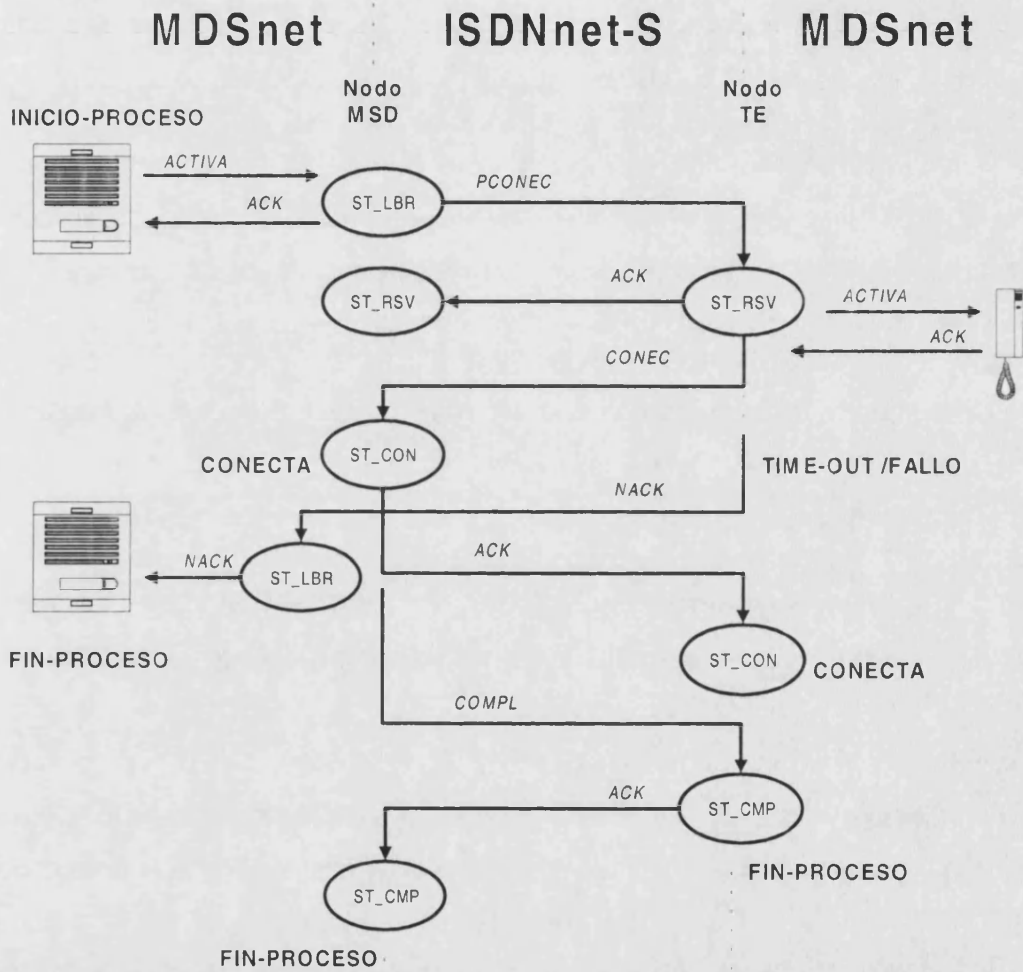


Fig. 5.19. Establecimiento de una conexión de audio en la red intra-edificio.

El nodo MSD recibe el comando *ACTIVA* desde una placa de calle, según el protocolo propio de la red MDS+. Después de devolver el reconocimiento del comando, emite por el bus digital un comando *PCONEC*, con el canal por el que se solicita la conexión y el terminal de destino. Dicho canal pasa del estado *ST\_LBR* al estado *ST\_RSV*. A continuación, después de la recepción del correspondiente *ACK*, el MSD origen espera a recibir el comando *CONEC*. En el nodo TE destino, la admisión de *PCONEC* desencadena el proceso de generación de llamada en

la red MDS+, mediante el comando *ACTIVA*, siempre que el terminal pertenezca al nodo receptor. Si la operación ha sido satisfactoria, el nodo TE destino envía el comando de *CONEC* al MSD origen. En caso contrario, el nodo TE enviará un comando *NACK*. En función de la causa que haya frustrado la conexión, el sistema puede o no inicializar el canal dado.

El comando *CONEC* hace referencia al canal a conectar. El nodo MSD origen realiza la conexión en cuanto recibe y reconoce el comando. Por su parte, el nodo TE de destino espera a recibir el *ACK* para ejecutar la conexión física del terminal a la red por el canal en cuestión. A continuación, envía el comando *COMPL*. El canal pasa del estado *ST\_RSV* a *ST\_CON*.

La recepción de *COMPL* por el nodo TE le confirma el establecimiento correcto del enlace de audio, y le indica el final del procedimiento de conexión. En el otro lado, el nodo MSD espera a recibir el *ACK* para dar por concluido el procedimiento de conexión. El canal pasa del estado *ST\_CON* a *ST\_CMP*.

***Finalización de una conexión de audio en la red dentro del edificio.*** A continuación se describirá el procedimiento para la finalización de una conexión de audio en la red dentro del edificio, entre un nodo MSD y un nodo TE.

A través de la conexión RS-485 y según el protocolo MDS+, desde cierto terminal analógico se envía el comando *DEACTIVA* al nodo TE origen. Este reconoce el comando, y transmite por la red entre edificios un comando *PDESC*, con el canal para el que se pide la desconexión. El canal pasa del estado *ST\_CMP* a *ST\_PDX*. Después de la posterior recepción del *ACK* correspondiente, el nodo TE origen queda en espera de recibir *DESCON* como confirmación de desconexión. En el nodo destino, si el terminal le pertenece, la recepción de *PDESC* desencadena el proceso de desconexión del canal en la red MDS+ mediante el comando *DEACTIVA*. Si la operación ha sido satisfactoria, el nodo MSD envía *DESCON* y espera a recibir *ACK* para realizar la desconexión física del terminal a la red. En el otro lado, la recepción de *DESCON* desencadena la desconexión física del TE receptor por el canal predeterminado, que pasa del estado *ST\_PDX* a *ST\_DSC*.

Finalmente, el nodo TE origen envía el comando de *DESCMP* como confirmación de la liberación del enlace de audio. Para el nodo MSD destino, la recepción de este comando indica el final de dicho procedimiento. En el otro lado, el nodo origen espera a recibir *ACK* para dar por concluido el procedimiento de desconexión. El canal pasa al estado *ST\_LBR*.

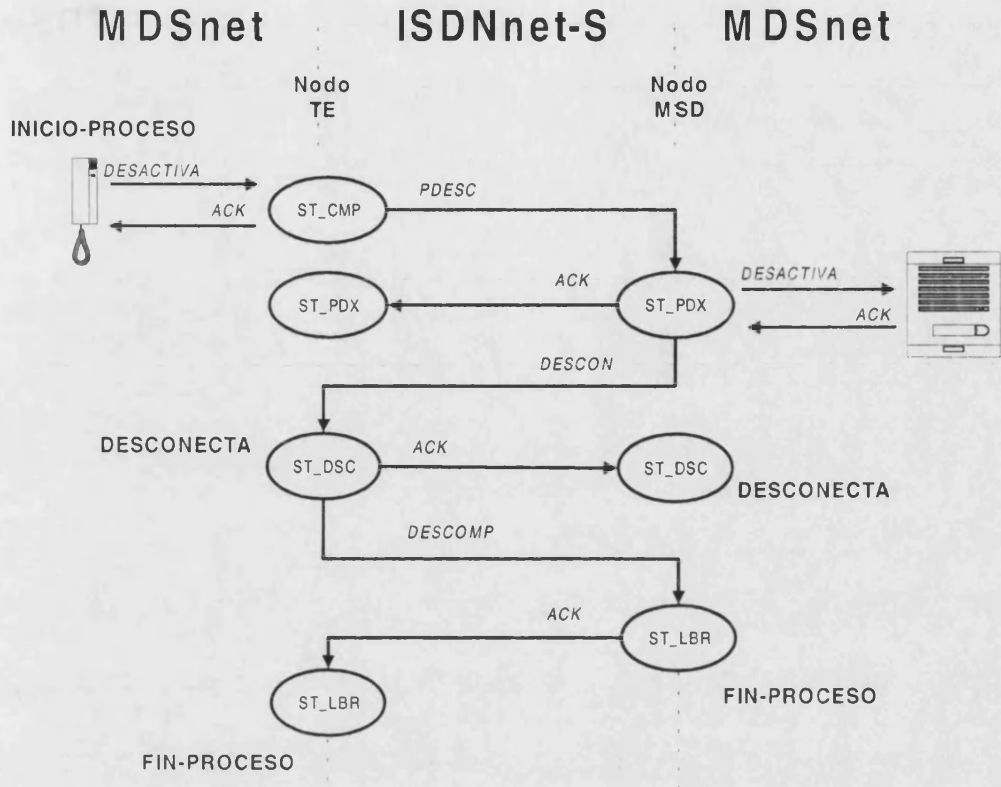


Fig. 5.20. Finalización de una conexión de audio en la red intra-edificio.

**Establecimiento y finalización de una conexión a través de la red entre edificios.**

Considérese una urbanización con varios bloques de edificios, dotados con sistemas de intercomunicación MDS+, enlazados entre sí mediante la red multicanal RDSI. Supóngase, por ejemplo, que desde una placa de pulsadores se origina una llamada que alude a una vivienda en otro edificio.

El procedimiento para el establecimiento o finalización de una conexión de audio a través de la red entre edificios no es más que una generalización del expuesto para la red digital dentro del edificio. Es decir, lo que entonces constituía un único enlace, ahora es una sucesión de enlaces. En este nuevo contexto, un nodo intermedio reenvía hacia el nodo precedente aquel comando que no le menciona, y remite el correspondiente ACK hacia el nodo antecedente. En caso de error de comunicación, cualquier nodo está en disposición de enviar NACKs que provoquen el aborto del proceso.

La figura 5.21 muestra gráficamente el procedimiento para el establecimiento de una conexión a través de la red entre edificios. La figura 5.22 considera el protocolo de liberalización de una conexión de audio a través de la red inter-edificios.

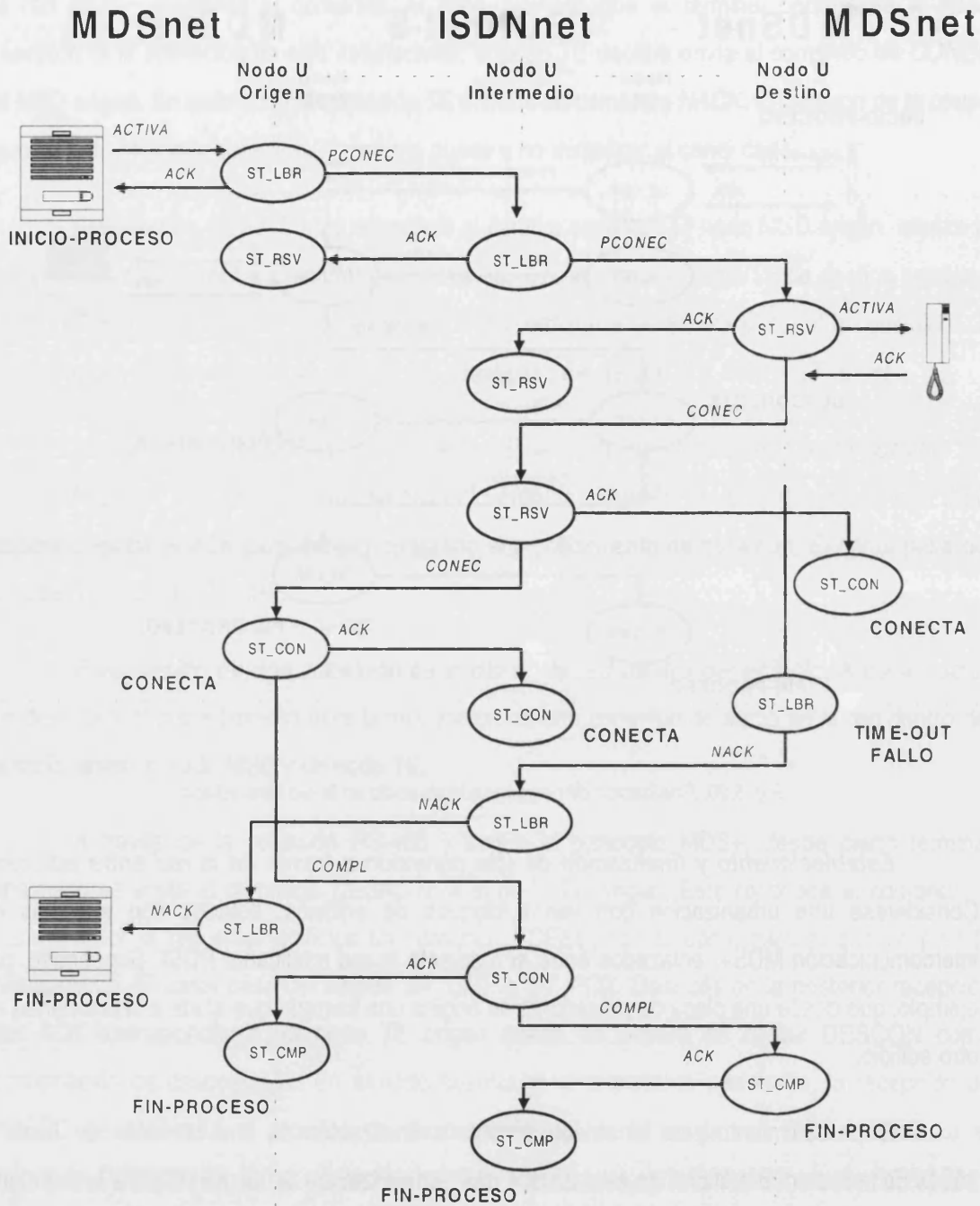


Fig. 5.21. Establecimiento de una conexión de audio en la red inter-edificio.

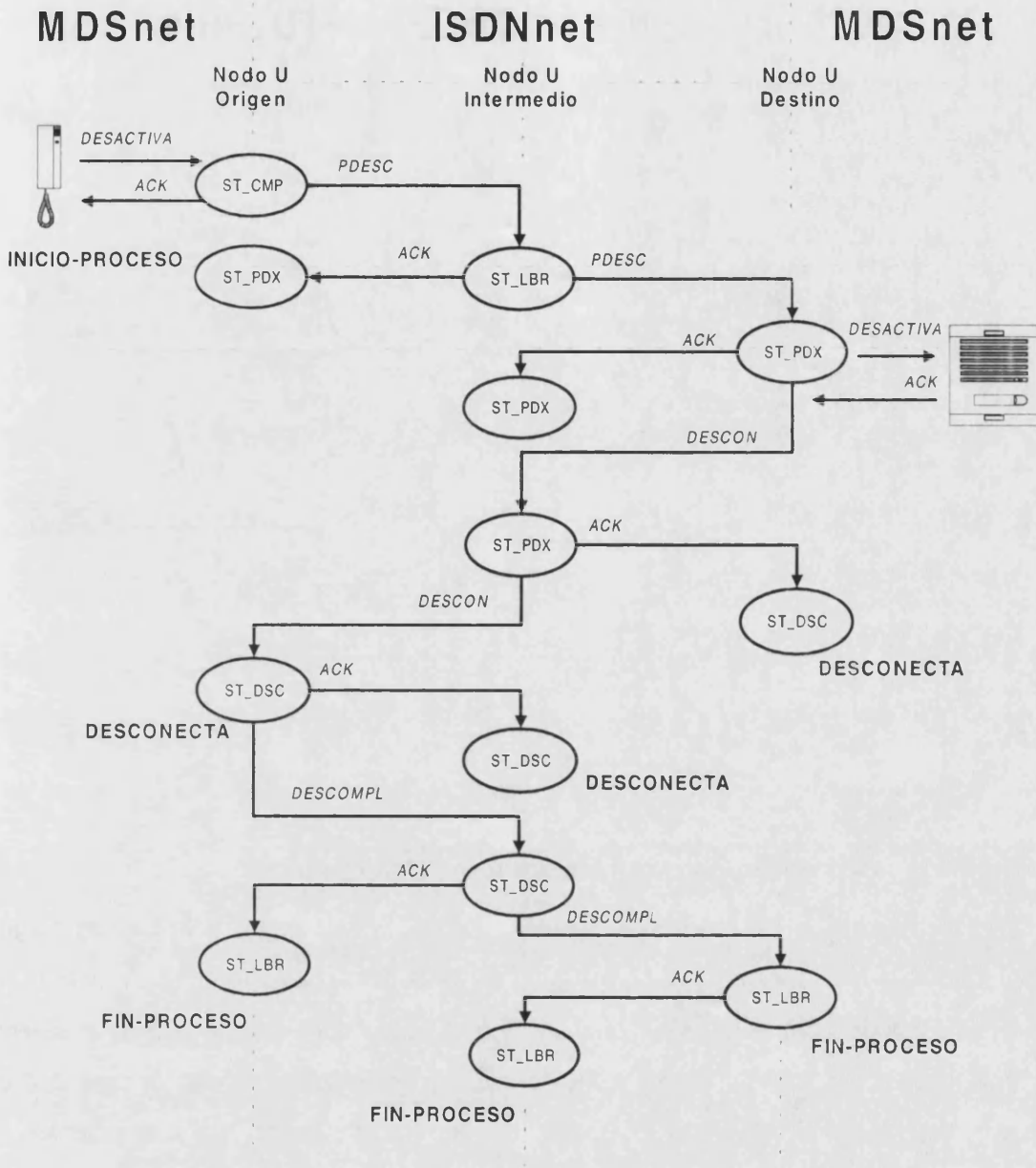


Fig. 5.22. Finalización de una conexión de audio en la red inter-edificio.

**Transmisión de datos a través de la red RDSI.** Cualquier dato recibido por el nodo y no reconocido como perteneciente al protocolo MDS+ es entramado por éste dentro del comando *ENVDAT*, para su envío transparente a través de la red digital. Así, el comando recibido en el nodo destino es desencapsulado y transferido hacia el terminal invocado en la instalación analógica.



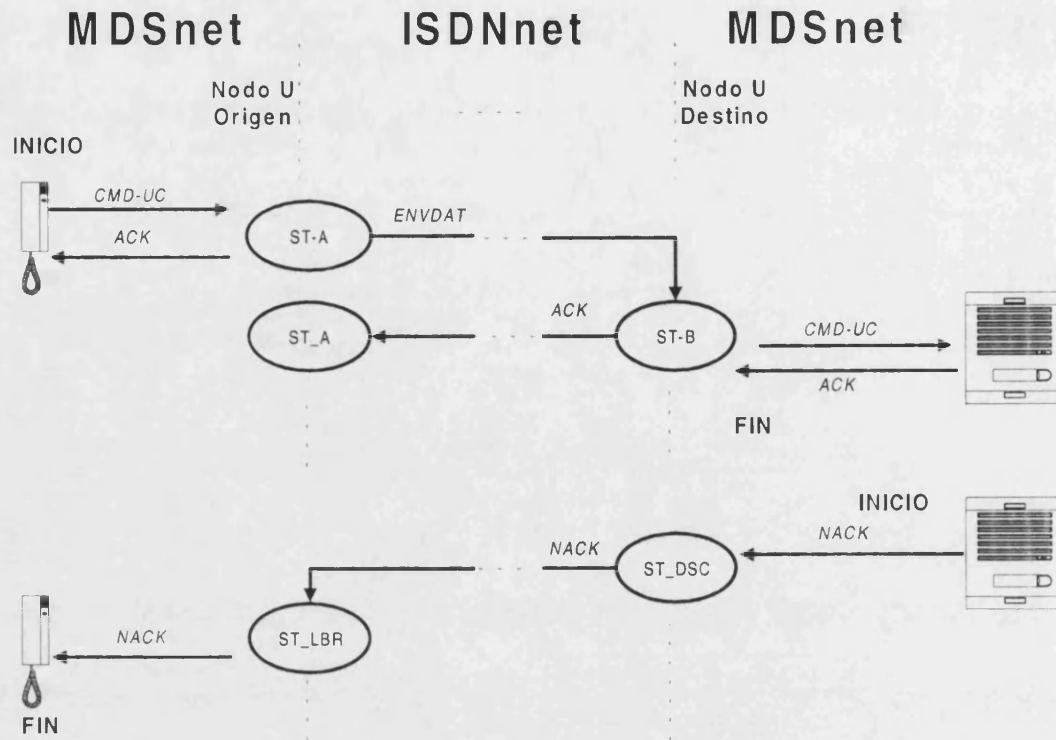


Fig. 5.23. Intercambio de comandos MDS+ a través de la red inter-edificios.

#### 5.3.4. Fase 4: Integración de la información de vídeo.

Al término de la tercera fase se dispone un prototipo intercomunicador capaz de integrar cuatro canales de audio ampliables a ocho, un canal de datos, y la alimentación, por un par trenzado, en el casos de enlaces punto a punto, o dos pares, si se requiere instalar un sistema en bus. La naturaleza digital de los flujos de información posibilita además el desarrollo de nuevas prestaciones. Todo ello constituye un hito en el campo de los sistemas de intercomunicación para edificios.

Sin embargo, queda un objetivo pendiente. La integración de la información de vídeo dentro del flujo RDSI exige un complejo tratamiento y merece un estudio aparte.

En el capítulo cuarto se ponía de manifiesto que la cantidad de datos requerida para representar vídeo digital era muy alta, y sin embargo, un cable par trenzado en un lazo telefónico presentaba un ancho de banda reducido.

En las aplicaciones de videotelefonía, el usuario suele permanecer estático mientras habla, por lo que la cantidad de información que se repite entre imagen e imagen es grande. Ya se comentó que los métodos de compresión de vídeo usuales eliminan esta redundancia

temporal mediante sustracción y posterior codificación de la diferencia entre las imágenes consecutivas junto con cierta información de movimiento, para así reducir considerablemente el ancho de banda requerido.

Hoy en día existe un gran interés por la transmisión de vídeo en canales de banda muy estrecha, motivado especialmente por el auge experimentado por Internet y por la telefonía móvil. Diversos grupos de investigación dirigen sus esfuerzos hacia la obtención de algoritmos y su posible implementación en circuitos integrados. Este objetivo es difícil, por cuanto dichos algoritmos exigen una gran carga computacional. Por ello, hasta la fecha, los métodos de compresión de vídeo integrados en aplicaciones de videoconferencia suelen funcionar sobre computadores. Muy recientemente han aparecido en el mercado algunas soluciones basadas en circuitos VLSI, especialmente concebidas para la descompresión de información en formato MPEG2<sup>6</sup>. Algunos fabricantes anuncian la inminente comercialización de dispositivos integrados para aplicaciones de videotelefonía, de acuerdo con las normas H.261/263, pero por razones estratégicas o técnicas no ha sido posible disponer de una solución integrada que pueda ser aplicable sobre el prototipo<sup>7</sup>.

Las dificultades para aprovechar alguna de las soluciones comerciales existentes, junto con el ánimo por trabajar en un campo en el que convergen tanto motivaciones científicas como intereses económicos, han propiciado el inicio de estudios teóricos [74, 78, 83] en colaboración con otros grupos de investigación pertenecientes los Departamentos de Óptica e Informática de la Universitat de València [108-111,123]. Dichos estudios han permitido realizar algunas propuestas sobre los estándares existentes, y han marcado nuevas líneas de trabajo que incluyen una futura implementación real. No obstante, dado el carácter modular del diseño y de la construcción del prototipo, sería posible en un futuro próximo la adaptación de soluciones comerciales, siempre que la evaluación económica previa concluyese con la viabilidad del producto final [105].

---

<sup>6</sup> MPEG2 es un estándar de compresión orientado principalmente a la distribución de vídeo. Es oportuno recordar que los métodos de compresión generalmente presentan una complejidad mayor en el proceso de compresión que el de descompresión. Esta característica es interesante en aplicaciones de videodifusión, donde el equipo costoso se localiza en el centro emisor y los abonados disponen de un decodificador mucho más económico.

<sup>7</sup> En la actualidad, *ATMEL* acaba de anunciar la cancelación de su proyecto para la construcción de un codificador/decodificador para videotelefonía basado en H.263. *Texas Instruments* retira del mercado su dispositivo multi-dsp TSM320C80, orientado al procesado de imágenes. *8x8 Inc.* restringe la comercialización de su procesador LVP a clientes preferentes, con un precio unitario en torno a los 100\$ para cantidades de 10.000 unidades/año.

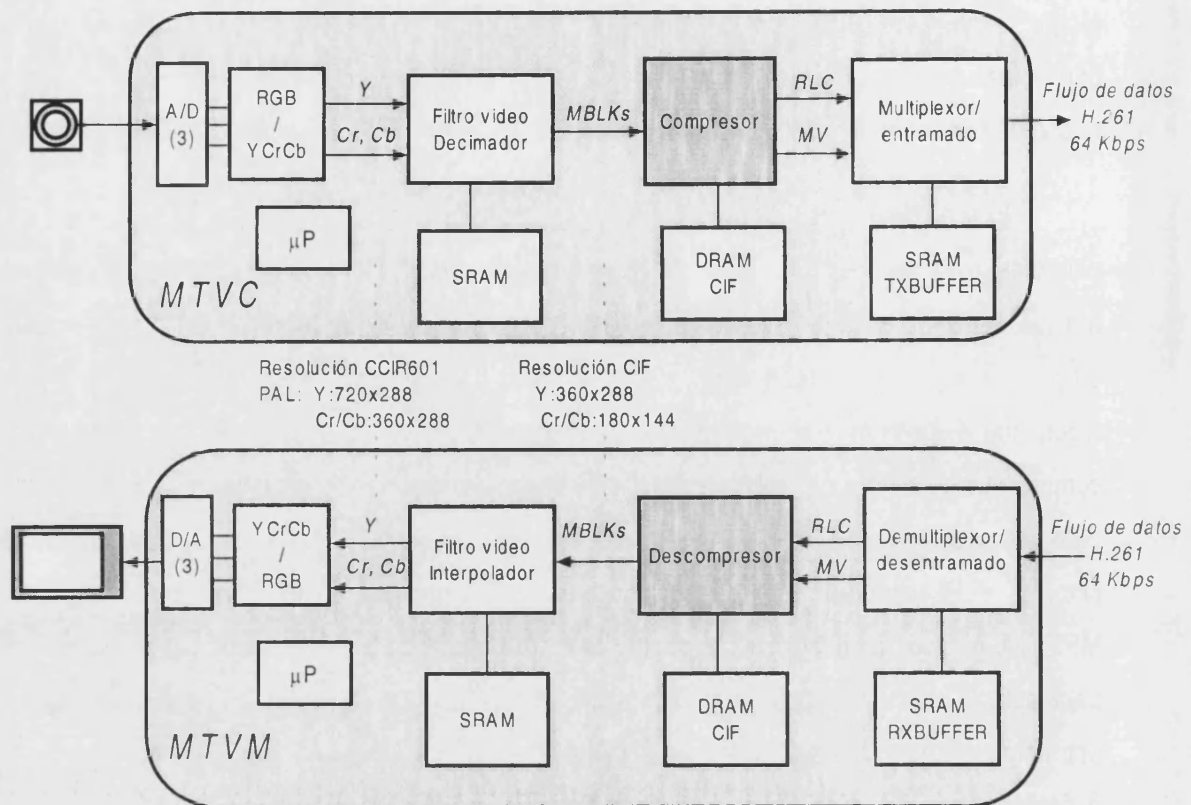


Fig.5.24. Módulos Terminal Video Cámara (MTVC) y Terminal de Video Monitor (MTVM).

La figura 5.24 muestra un esquema funcional de los futuros prototipo Módulo Terminal Video Cámara (MTVC) y Módulo Terminal de Video Monitor (MTVM), que se ocuparán del tratamiento de la señal de vídeo para su transmisión por la red digital. Los mecanismos de multiplexado y sincronización con los flujos correspondientes al audio y datos, y de control del sistema, son realizados por un procesador controlado por el nodo al que se ensambla, ya sea TE, MSA, S o MT.

En la dirección ascendente, MTVC adapta la señal de una cámara para su transmisión digital. La señal PAL dada por una videocámara es transformada al espacio CCIR601, esto es, en componentes de luminancia y crominancias (Y,Cb Cr). Un filtrado consigue decimar la información para adaptarla a una resolución CIF/QCIF, que puede ser dividida en macrobloques. Como resultado de la codificación se obtienen dos flujos, uno correspondiente a los datos codificados RLC y otro que da cuenta de los MV codificados DPCM. El conjunto es multiplexado y codificado entrópicamente, para obtener un flujo de salida en tramas H.261/3, preparado par su transmisión digital.

El MTVM procesa el flujo en la dirección descendente. Este, con un formato en tramas H.261/3 es convertido en sus dos componentes, MV y datos codificados RLC. En conjunto, serán decodificados para obtener los macrobloques de pixels cuyo ensamblado generará el fotograma en formato CIF/QCIF. Mediante un módulo de filtrado/interpolado se obtendrá una salida con una resolución CCIR601 y en el espacio de luminancia y crominancias (Y, Cb, Cr), que podrá transformarse en una señal PAL.

En los esquemas anteriormente presentados, la mayor complejidad corresponde a los módulos de compresión y descompresión, y es donde se ha centrado el trabajo investigador. El objetivo de estudio es conseguir reducir la cantidad de información necesaria para la posterior reconstrucción de la secuencia asumiendo cierta cantidad de distorsión respecto a la entrada original. Para ello, se pretende incorporar factores dependientes de un modelo del Sistema Visual Humano (SVH) para determinar en qué partes del fotograma merece la pena efectuar una codificación de calidad, esto es, cometer el mínimo error para obtener una posterior reconstrucción óptima según el observador humano [106].

La figura 5.25 muestra el esquema general del codificador/decodificador de vídeo con compensación de movimiento. El codificador divide la secuencia original en fotogramas,  $A(t)$ , en una secuencia de información del movimiento o flujo óptico  $DVF(t)$ <sup>8</sup>, y una secuencia de errores de predicción cuantizados en un dominio transformado  $dfd'(t)$ <sup>9</sup>. La técnica se basa en la estimación de los fotogramas posteriores a partir de los previos y de información de movimiento,  $\hat{A}(t)=P(A(t-1),DVF(t))$ , de forma que el error de predicción en el instante  $t$ ,  $DFD(t)=A(t)-\hat{A}(t)$ , y la descripción del movimiento, tienen menor complejidad que la señal original. Esta idea implica la presencia de un módulo de estimación de movimiento,  $M$ . El funcionamiento del predictor  $P$  está estrechamente relacionado con el tipo de información de movimiento facilitada por  $M$ . El par Transformada-Cuantizador  $(T,Q)$  reduce la redundancia residual de la señal de error introduciendo una distorsión,  $dfd' \neq dfd$ , que impide la reconstrucción perfecta de la señal. Los símbolos  $z^{-1}$  representan retrasos de la señal en una unidad de tiempo discreto.

<sup>8</sup> Del inglés, *Displacement Vector Field (DVF)*.

<sup>9</sup> Del inglés, *Displaced Frame Difference (DFD)*

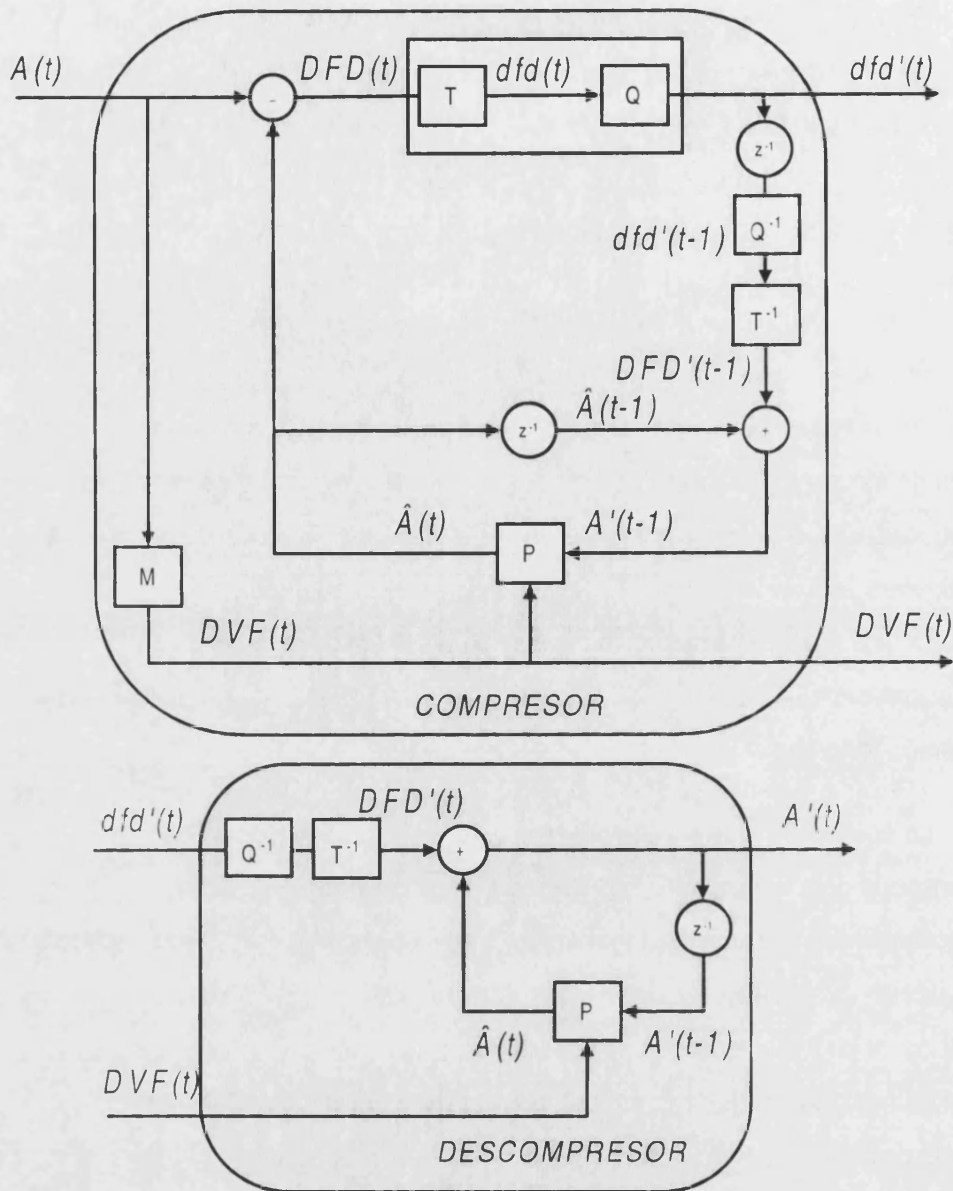


Fig. 5.25. Modelo general del codificador/decodificador de vídeo basado en codificación de la transformada con compensación de movimiento [106].

La codificación de secuencias en aplicaciones destinadas a observadores humanos debe tener en cuenta las características del SVH para mejorar la calidad subjetiva del resultado para una tasa de compresión dada [106, 116]. En concreto, se analizan ciertas mejoras propuestas por nuestro grupo referentes a los bloques de codificación de la transformada y de compensación de movimiento. Con referencia al primero [108, 109, 111], por un lado se proponen correcciones de tipo perceptual a los algoritmos de diseño del cuantizador basado en criterios estadísticos de las imágenes a codificar. Por otro, se propone un criterio de diseño diferente, con significado perceptual, independiente de la estadística de la secuencia. En cuanto

al segundo [110, 111], se propone utilizar la entropía resultante del cuantizado perceptual como elemento de decisión en el proceso de adaptación local de una estimación de movimiento jerárquica.

### Alternativas al diseño de cuantizadores de imágenes.

Un cuantizador vectorial [113] de un dominio de  $n$  dimensiones es una transformación  $Q$  que asigna a cada vector del dominio  $a$  un vector de reproducción  $b_i=Q(a)$ , perteneciente a un conjunto finito de tamaño  $N$  llamado alfabeto de reproducción,  $B=\{b_i ; i =1..N\}$ . El cuantizador está completamente descrito mediante el alfabeto de reproducción  $B$  y una partición  $R$  del dominio de  $N$  regiones. Cada una de las regiones  $R_i$  agrupa a los puntos a los que se les asigna el  $i$ -ésimo vector de reproducción  $R_i=\{a/Q(a)=b_i\}$

En la aproximación de alta resolución [113], asumiendo  $N \rightarrow \infty$  y  $Vol(R_i) \rightarrow 0$ , resulta de mayor interés considerar no tanto el número y posición de los vectores de reproducción dentro de dichas regiones, sino la densidad de vectores en el dominio,  $\lambda(a)$ . En general, ésta será no uniforme, así que el cuantizador representará con más precisión unas zonas del dominio que otras.

Un cuantizador escalar en un dominio de  $n$  dimensiones es un tipo particular, que resulta del producto cartesiano de  $n$  cuantizadores de 1D en cada uno de los ejes  $p$  del dominio. Es evidente que las regiones  $R_i$  son paralelepípedos orientados según los ejes, y que el tamaño del alfabeto es  $N = \prod_{p=1}^n N_p$ . La descripción de un cuantizador escalar en un dominio  $n$ -dimensional tiene dos partes. Por un lado, la especificación para cada dimensión del perfil del cuantizador 1D, que consiste en definir la densidad de niveles de cuantización en cada eje,  $\lambda_p(a_p)$ . Por otro lado, es necesario asignar el número de niveles de cuantización por dimensión,  $N_p$ .

Una forma de representar ambos aspectos es definir una superficie densidad de niveles de cuantización,  $A_p(a_p)$ , en el plano de parámetros y amplitudes (en este caso, frecuencias y contrastes), mediante

$$A_p(a_p) = N_p \cdot \lambda_p(a_p) \quad [5.1]$$

La superficie densidad caracteriza completamente al cuantizador, ya que  $\lambda_p(a_p)$  y  $N_p$  pueden obtenerse a partir de  $A_p(a_p)$ :

$$\lambda_p(a_p) = \frac{\Lambda_p(a_p)}{\int \Lambda_p(a_p) da_p} \quad [5.2]$$

$$N_p = \int \Lambda_p(a_p) da_p \quad [5.3]$$

Las no uniformidades de dicha función dan una idea intuitiva del comportamiento del cuantizador sobre las posibles señales de entrada.

Hasta aquí se han presentado diversos parámetros que permiten la descripción general de un cuantizador escalar. Otra cosa diferente es el criterio de diseño que conduzca a la definición de dichos parámetros [108, 109].

Una forma frecuente de abordar este problema es basarse en la minimización del promedio de cierta medida del error introducido por el cuantizador en un conjunto de imágenes de entrenamiento [113]. El modo habitual de incluir las propiedades del SVH en este diseño basado en criterios estadísticos es utilizar medidas de distorsión subjetiva. En el diseño de cuantizadores escalares de la transformada se suele emplear pesos dependientes del coeficiente e independientes de las entradas, basados en un modelo de percepción lineal [113, 114]. Una reciente aportación [106] propone una generalización de la formulación habitual que permite el empleo de métricas no lineales para introducir explícitamente las características del SVH de acuerdo con modelos perceptuales complejos.

Estas alternativas constituyen soluciones estadísticas con correcciones perceptuales. Es interesante considerar este punto de vista estadístico. Parece lógico suponer que si las imágenes a codificar corresponden a una misma clase, en concreto, a un modelo de busto parlante típico en videotelefonía, pueden extraerse parámetros estadísticos que permitan diseñar un cuantizador eficiente.

Un enfoque distinto consiste en plantear un diseño completamente perceptual e independiente de la estadística, que imite la forma en la que el SVH codifica la información visual. Así, la información redundante sería eliminada por el cuantizador perceptual con bajas consecuencias en la distorsión subjetiva.

A continuación se presentan con detalle ambas posibilidades.

**Modelo de cuantización estadístico.** El diseño del cuantizador para la transformada de una señal es un problema de minimización con restricciones sobre el alfabeto de reproducción. El objetivo del proceso de optimización es obtener la superficie densidad  $\lambda_p(a_p)$  que minimiza el promedio de una medida de distorsión, como el error cuadrático medio  $D^2$  (MSE)<sup>10</sup>, entre las imágenes originales y las cuantizadas [113, 114].

En el proceso de diseño, en primer lugar se resuelven los  $n$  problemas 1D para obtener las densidades  $\lambda_f(a_f)$  que hacen mínima la distorsión promedio para cada coeficiente,  $D_f^2$ . A continuación, estas densidades óptimas deciden el reparto de niveles por coeficiente para minimizar la distorsión total  $D^2$ .

Empleando la medida perceptual de distorsión propuesta por Malo et al. [108, 109], la distorsión perceptual promedio en cada dimensión es la suma promedio de las distorsiones en cada región de cuantización:

$$\overline{D_f^2} = \sum_{j=1}^{N_f} \int_{R_j} (a_f - b_{f_j})^2 W_f(a_f) p(a_f) da_f \quad [5.4]$$

donde  $b_{f_j}$  es el  $j$ -ésimo nivel de cuantización del eje  $f$ ,  $R_j$  es la región de cuantización correspondiente,  $W_f$  es el término que da cuenta de la métrica, y  $p(a_f)$  es la función densidad de probabilidad (pdf)<sup>11</sup> de la amplitud  $a_f$ .

Para obtener la denominada integral de distorsión de Bennett [107], que relaciona distorsión con la densidad, se hace uso de los resultados asintóticos Yamada et al. [118] para métricas no euclídeas,

$$\overline{D_f^2} = \frac{1}{12N_f^2} \int \frac{W_f(a_f) p(a_f)}{\lambda(a_f)^2} da_f \quad [5.5]$$

El cuantizador 1D que minimiza el error promedio no lineal se obtiene a partir de la desigualdad de Hölder [113]

$$\lambda_{f_{MSE}}(a_f) = \frac{(W_f(a_f) p(a_f))^{1/3}}{\int (W_f(a_f) p(a_f))^{1/3} da_f} \quad [5.6]$$

<sup>10</sup> Del inglés, "Mean Squared Error".

<sup>11</sup> Del inglés, "Probability Density Function".



Esta expresión difiere del resultado clásico [113] en el término  $W_f(a_f)$ , que introduce las no linealidades perceptuales que conllevarán una distribución no uniforme de los niveles de cuantización. De (5.5) y (5.6) se obtiene la distorsión óptima por coeficiente en función de  $N_f$

$$\overline{D_{f_{MSE}}^2} = \frac{\sigma_f^2}{12N_f^2} \left( \int (W_f(\sigma_f a_f) \tilde{p}(a_f))^{1/3} da_f \right)^3 = \frac{\sigma_f}{N_f^2} \cdot H_f \quad [5.7]$$

donde es la *pdf* de la varianza unidad del coeficiente. La varianza y el término  $H_f$  dependen de la métrica, y dan idea de la contribución intrínseca del coeficiente al MSE global. Tomando una distorsión constante  $k^2$  para cada coeficiente, como la distribución óptima de niveles será proporcional a la contribución de cada coeficiente a la distorsión global [113], se observa en este caso.

$$N_{f_{MSE}} = \frac{\sigma_f}{k} \cdot H_f^{1/2} = \frac{\sigma_f}{12k} \left( \int (W_f(\sigma_f a_f) \tilde{p}(a_f))^{1/3} da_f \right)^{3/2} \quad [5.8]$$

A partir de estos resultados asintóticos, la asignación de niveles por coeficiente se realiza empleando técnicas numéricas controladas por la distorsión de cada coeficiente en función del número de niveles (5.7). Por otro lado, los cuantizadores 1D en cada eje se obtienen mediante técnicas iterativas de agrupamiento de  $N_f$  prototipos según el conjunto de imágenes de entrenamiento [119].

Esta formulación permite introducir las no linealidades del SVH a través de una métrica dependiente de la amplitud, y supone una generalización en las aproximaciones habituales al diseño de cuantizadores estadísticos. Hasta ahora, en la literatura podían encontrarse diversas propuestas en las que se sugería una cuantización de Max-Lloyd proporcional a  $p_f(a_f)^{1/3}$  y el reparto de niveles por coeficiente basado en la varianza pesada por pesos o funciones dependientes de la sensibilidad frecuencial ( $S_f$ ) [113, 114]. A partir de la formulación presentada, este tipo de aproximaciones se obtienen inmediatamente suponiendo un modelo de percepción lineal,  $W_f = S_f^2$ . Así, la métrica aparece en las expresiones como un peso sobre la varianza de cada coeficiente proporcional a la sensibilidad  $S_f$  en (5.4).

**Modelo de cuantización perceptual.** Para evaluar la calidad de una imagen codificada es necesario compararla con la versión original. El resultado de tal comparación está relacionado con la capacidad del observador para distinguir el ruido de cuantización en la imagen. Para verificar la calidad del cuantizador, ha de repetirse el proceso para un conjunto de imágenes.

Como se ha visto, las técnicas estadísticas de diseño de cuantizadores aseguran la obtención de un *MSE* mínimo (suma de distorsiones obtenidas por comparación, pesadas por su probabilidad) pero, obviamente, nada garantiza que en todas las comparaciones individuales vaya a obtenerse un buen resultado subjetivo [115]. Aunque se utilice una métrica de distorsión subjetiva, la estadística particular del conjunto de entrenamiento puede acumular vectores de reconstrucción en regiones del dominio más densamente pobladas con objeto de reducir el *MSE*. Así, ciertas regiones con importancia perceptual pueden quedar escasamente representadas, de modo que para estímulos poco probables de esa zona se producen fuertes distorsiones perceptuales.

Para evitar estos efectos, se propone como criterio de diseño del cuantizador, la restricción del error perceptual máximo (*MPE*)<sup>12</sup> en lugar de la minimización del error cuadrático promedio (*MSE*) [108, 109]. Dicho requerimiento se consigue mediante una distribución perceptualmente uniforme de los vectores de reproducción disponibles. Si la distancia perceptual entre los niveles de cuantización en todo el rango de amplitud de cada dimensión es constante, el máximo error perceptual cometido siempre estará acotado para cualquier imagen de entrada.

Las propiedades genéricas de detección y discriminación de amplitudes (contrastes) en el dominio transformado por parte del SVH pueden modelarse como un cuantizador que codifica el continuo de amplitudes posibles en un conjunto discreto de percepciones de amplitud justamente discriminables. Es necesario obtener las expresiones de  $A_f(a_f)$  para poder comparar dicho cuantizador perceptual, basado en la distinta discriminación de contrastes para las diferentes frecuencias, con otros basados en criterios arbitrarios.

Así pues, se propone un cuantizador perceptualmente uniforme para tener una distribución de vectores de reproducción similar a la distribución de percepciones justamente discriminables, distantes unas de otras una cantidad perceptual constante. La métrica perceptual del dominio transformado no es euclídea, y por tanto, un cuantizador perceptualmente uniforme presentará una distribución de vectores de reconstrucción no uniforme. Asumiendo ciertas aproximaciones [106], la métrica es una matriz diagonal con elementos  $W_f$  que son función exclusiva de la amplitud de entrada para ese parámetro  $a_f$ . Estas características justifican una aproximación escalar.

Para obtener un cuantizador escalar uniforme según la métrica, se exige que la distancia perceptual entre dos niveles de cuantización cualesquiera,  $b_{f j}$  y  $b_{f j+1}$ , en cualquier eje  $f$ , sea

---

<sup>12</sup> Del inglés Maximun Perceptual Error.

constante. Como la distancia euclídea entre dos niveles de cuantización para una cierta amplitud,  $a_f$ , está relacionada con la densidad 1D en ese punto y el número de niveles asignados a dicho eje,

$$\Delta b_f(a_f) = \frac{1}{N_f \cdot \lambda_f(a_f)} \quad [5.9]$$

la distancia perceptual será,

$$D(b_{f_j}, b_{f_{j+1}})^2 = \frac{W_f(a_f)}{N_f^2 \cdot \lambda_f(a_f)^2} \quad [5.10]$$

Si se exige que para toda  $a_f$  la distancia perceptual sea constante,  $\lambda_f(a_f)$  debe ser

$$\lambda_{f_{MPE}}(a_f) = \frac{W_f(a_f)^{1/2}}{\int W_f(a_f)^{1/2} da_f} \quad [5.11]$$

Sustituyendo (5.11) en (5.10), el requisito de una distancia perceptual fija, para todas las direcciones  $f$ , de valor  $k$ , implica un reparto de coeficientes según:

$$N_{f_{MPE}} = \frac{1}{k} \int W_f(a_f)^{1/2} da_f \quad [5.12]$$

Comparando las ecuaciones (5.3) y (5.12) es evidente que:

$$\Lambda_f(a_f) = \frac{1}{k} W_f(a_f)^{1/2} \quad [5.13]$$

Así pues, un cuantizador perceptualmente uniforme está completamente determinado por la métrica del dominio, independientemente de las propiedades estadísticas de la señal. Una métrica particular genera un modelo concreto de cuantizador perceptual.

Si en la formulación MPE se considera una aproximación lineal de la métrica, el cuantizador MPE consiste en un conjunto de cuantizadores 1D uniformes con una asignación de niveles por coeficiente proporcional a la sensibilidad umbral [108, 109], que es justamente el esquema recomendado heurísticamente en los estándares JPEG y MPEG [114].

**Estudio teórico comparativo.** En [108, 109] se realiza un estudio comparativo de cuantizadores obtenidos según los diferentes criterios de diseño (*MSE* y *MPE*) y diferentes

métricas de distorsión, euclídea, perceptual lineal (dependencia con la frecuencia) y perceptual no lineal (dependencia con la frecuencia y la amplitud).

La figura 5.26 muestra las superficies densidad para los diferentes diseños analizados (izquierda) y los contornos en el plano frecuencia amplitud agrupando el 80%, 60%, 40%, y 20% de los niveles de cuantización (derecha). Se observa, por un lado, el efecto de la estadística de las imágenes, que concentra los niveles en las regiones de bajo contraste, por otro, el efecto de la sensibilidad frecuencia umbral, que concentra el esfuerzo de codificación en las frecuencias intermedias, y finalmente, el efecto de las no linealidades en amplitud, que modifica la asignación de niveles por coeficiente.

Los casos *MPE* son dependientes exclusivamente de la métrica. En el caso lineal (tipo JPEG y MPEG) la banda frecuencial de interés es muy estrecha. La consideración de las no linealidades ensancha la banda de paso y concentra en interés del cuantizador en la zona de bajos contrastes, aunque de forma menos acusada que en el caso *MSE*.

Una comparación entre las superficies *MSE* y *MPE* no lineal revela que, aunque existe una semejanza cualitativa, ya que en ambos casos se observa una mayor relevancia de las bajas frecuencias y las bajas amplitudes, el SVH concede mayor importancia relativa a los detalles de alta frecuencia y alta amplitud que un cuantizador *MSE*. Esto pone de manifiesto que, si bien los cuantizadores estadísticos pueden ofrecer unas prestaciones aceptables, nunca obtendrán resultados perceptualmente óptimos.

Las figura 5.27 muestra varios ejemplos de funcionamiento de los distintos esquemas de cuantización para una misma tasa de compresión. Los resultados obtenidos por un modelo *MSE* con métrica no lineal son similares a los obtenidos por *MPE* lineal (JPEG). Las mejores prestaciones subjetivas corresponden al diseño basado en *MPE* con métrica no lineal. Mientras que las diferencias entre los cuantizadores JPEG y *MPE* no lineal se deben al uso de un modelo perceptual más complejo, las diferencias entre *MPE* y *MSE* se atribuyen al empleo de criterios de diseño distintos. El cuantizador *MSE* no es capaz de aprovechar las ventajas de modelos perceptuales más complejos. Por último, se pone de manifiesto que, desde un punto de vista perceptual, tiene más sentido restringir el *MPE* en cada imagen individual que minimizar el *MSE* en un conjunto de entrenamiento.

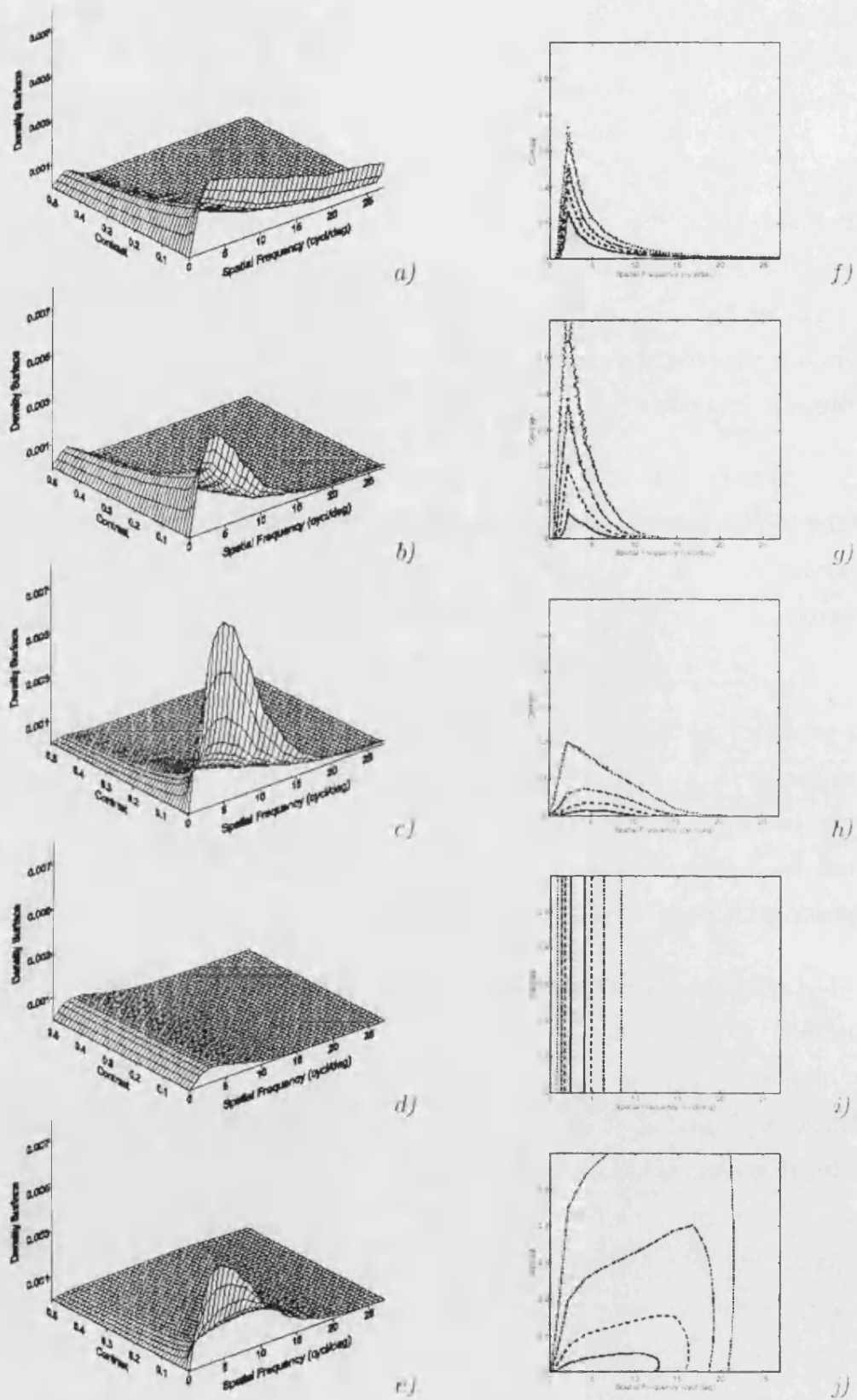


Fig. 5.28. Superficies densidad para las distintas aproximaciones y contornos en el plano frecuencia-amplitud. De arriba abajo, MSE-E, MSE-F, MSE-FA, MPE-F, y MPE-FA. [108].



Fig. 5.27. Compresión a 0.5 bpp sobre el patrón "Barbara", subimagen central (170x170) [108].

### Criterio alternativo para el refinamiento local del flujo óptico.

Se ha comentado con anterioridad que la estimación del movimiento en la escena tiene como objeto la predicción de fotogramas futuros a partir de la secuencia previa. Existen dos filosofías a la hora de estimar el movimiento. Las técnicas basadas en objetos requieren cierta modelización de la escena. En contraposición, las técnicas basadas en el flujo óptico estudian la correspondencia entre bloques de fotogramas sucesivos (BMA). Aunque los estándares del futuro puedan emplear técnicas de descripción de alto nivel, hoy en día MPEG-1, H.26x y MPEG-4 emplean el flujo óptico [114].

La segmentación basada en estructuras jerárquicas localmente adaptables, como las denominadas *multigrid* o *quadtree*, constituye una solución a medio camino entre el cálculo del flujo óptico a resolución uniforme sin relación con el contenido de la escena, y los algoritmos basados en modelos de los objetos móviles en la escena. Estos algoritmos adaptativos permiten optimizar los recursos en la estimación, dedicando mayor esfuerzo en las regiones con cambios más significativos.

En los algoritmos BMA de resolución adaptativa, la estimación del movimiento se inicia a una baja resolución, con bloques de tamaño grande. A continuación, se busca, entre un conjunto restringido, el desplazamiento para cada bloque que permita obtener el valor de correlación entre fotogramas más favorable. La resolución en el proceso se incrementa localmente dividiendo el bloque, si se verifica cierto criterio, y se repite el mecanismo de estimación del movimiento para dicha resolución. El proceso finaliza cuando no es posible dividir ningún bloque, habiéndose alcanzado la máxima resolución posible.

El criterio de división es la parte fundamental del algoritmo, ya que el nivel de resolución en la estimación tiene influencia en los volúmenes de información *DVF* y *DFD* [115]. Por otro lado, pueden obtenerse estimaciones inestables si la resolución se incrementa en demasía [121]. Son varios los criterios de división para BMA jerárquicos. Algunos se basan en la medida de magnitudes referentes al error en la predicción, como el error cuadrático o absoluto promedio (MSE o MAE) [121]. Otros se fundamentan en medidas de la complejidad del error de predicción, como la entropía del *DFD* en dominio espacial [122] o transformado [115]. Los primeros no presentan ninguna relación con los procesos de cuantización, y no sacan partido de la relación de compromiso entre *DVF* y *DFD*. Los segundos se han mostrado adecuados en la codificación de vídeo, ya que consiguen minimizar el volumen de información conjunto de *DVF* y *DFD*. En concreto, para aprovechar la característica pasabanda de los cuantizadores con

base perceptual estudiados con anterioridad, conviene emplear un criterio de división basado en la entropía en dominio transformado.

A continuación se propone un criterio de división basado en la entropía perceptual de la señal de error, con el ánimo de refinar la estimación del movimiento sólo si se consigue una reducción de entropía perceptualmente significativa [110, 111].

Se puede calificar como plano a aquel criterio de refinamiento del flujo que no distinga entre los detalles de la señal. Algunos ejemplos son los basados en una magnitud del error [121] o en la entropía espacial de orden cero [122].

Una implementación real presenta un conjunto de recursos limitado. Por ello, no merece la pena refinar la estimación si en el cuantizado posterior se va a introducir una distorsión equivalente a la mejora obtenida. Sólo debe incrementarse la resolución de la estimación en las zonas donde el error atribuido a una mala predicción sea significativo desde el punto de vista perceptual. Con objeto de identificar dichas áreas de interés para el cuantizador, se propone la utilización de la entropía perceptual del error [110, 111]. Se denomina entropía perceptual  $H_p$  de un señal, a la de la representación codificada por el SVH. En este caso,  $H_p$  será la entropía de la representación discreta dada por el cuantizador perceptual  $Q_p$ , introducido con anterioridad

$$H_p(A) = H(Q_p[T(A)]) \quad [5.14]$$

Dada una cierta información del movimiento  $H(DVF)$ , un incremento en la resolución, y por tanto, un incremento de volumen  $\Delta H(DVF)$  se define como perceptualmente relevante sólo si conlleva una reducción mayor de la entropía perceptual de los errores de predicción:

$$\Delta H(DVF) < -\Delta H_p(DFD) \quad [5.15]$$

Esta definición implica un criterio de división basado en la entropía perceptual del error:

*Un bloque del mallado debe ser dividido si,*

$$H(DVF_{div}) + H_p(DFD_{div}) < H(DVF_{nodiv}) + H_p(DFD_{nodiv}) \quad [5.16]$$

siendo  $H(DVF)$  la entropía del campo de vectores de movimiento y  $H_p(DFD)$  la entropía perceptual del error, con o sin división de bloque.



Los beneficios de la inclusión de las propiedades del SVH a las diferentes características resultantes de una transformada frecuencial van más allá de la simple reducción del conjunto *DFD-DVF*. El carácter pasabanda de la medida de entropía perceptual implica una estrategia de división dependiente de la escala, que puede ser útil para discriminar entre movimientos significativos y falsas alarmas [111]. La figura 5.28 muestra este efecto. Para un nivel de energía dado, la extensión espacial y el ancho de banda del *DFD* están relacionados por la relación de incertidumbre,  $\Delta x \cdot \Delta f = k$ . Por lo tanto, el ancho de banda dependerá de la resolución, dando lugar a un comportamiento diferente para diferentes resoluciones, debido al carácter pasabanda del criterio de división.

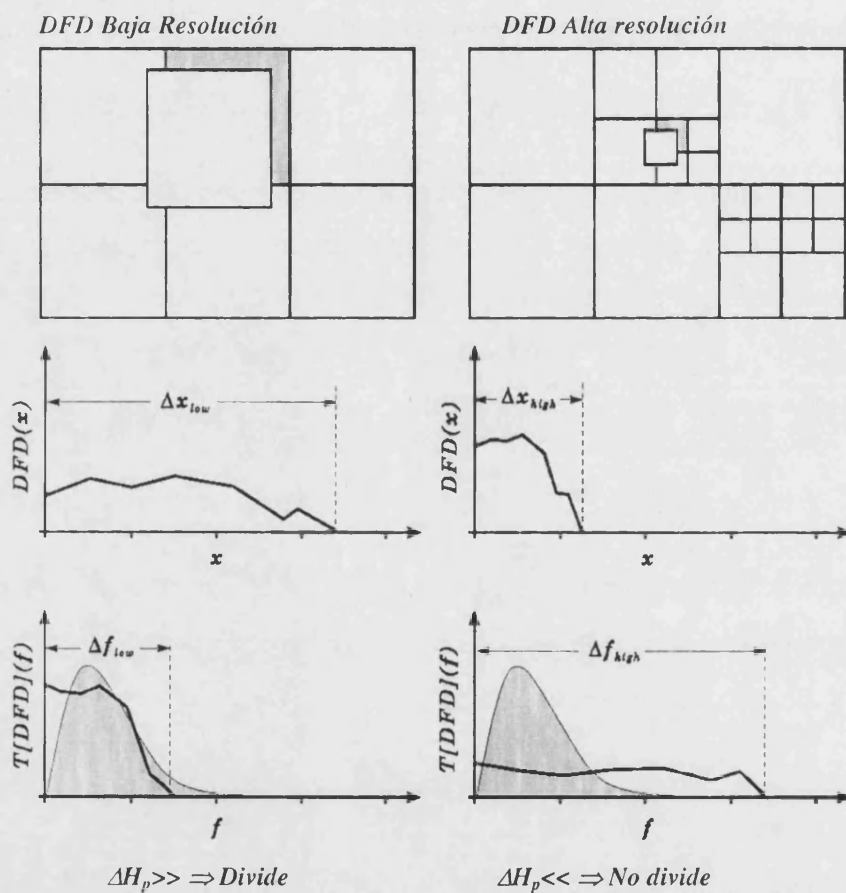


Fig. 5.28. Criterio de división dependiente de la escala debido a la realimentación perceptual [110].

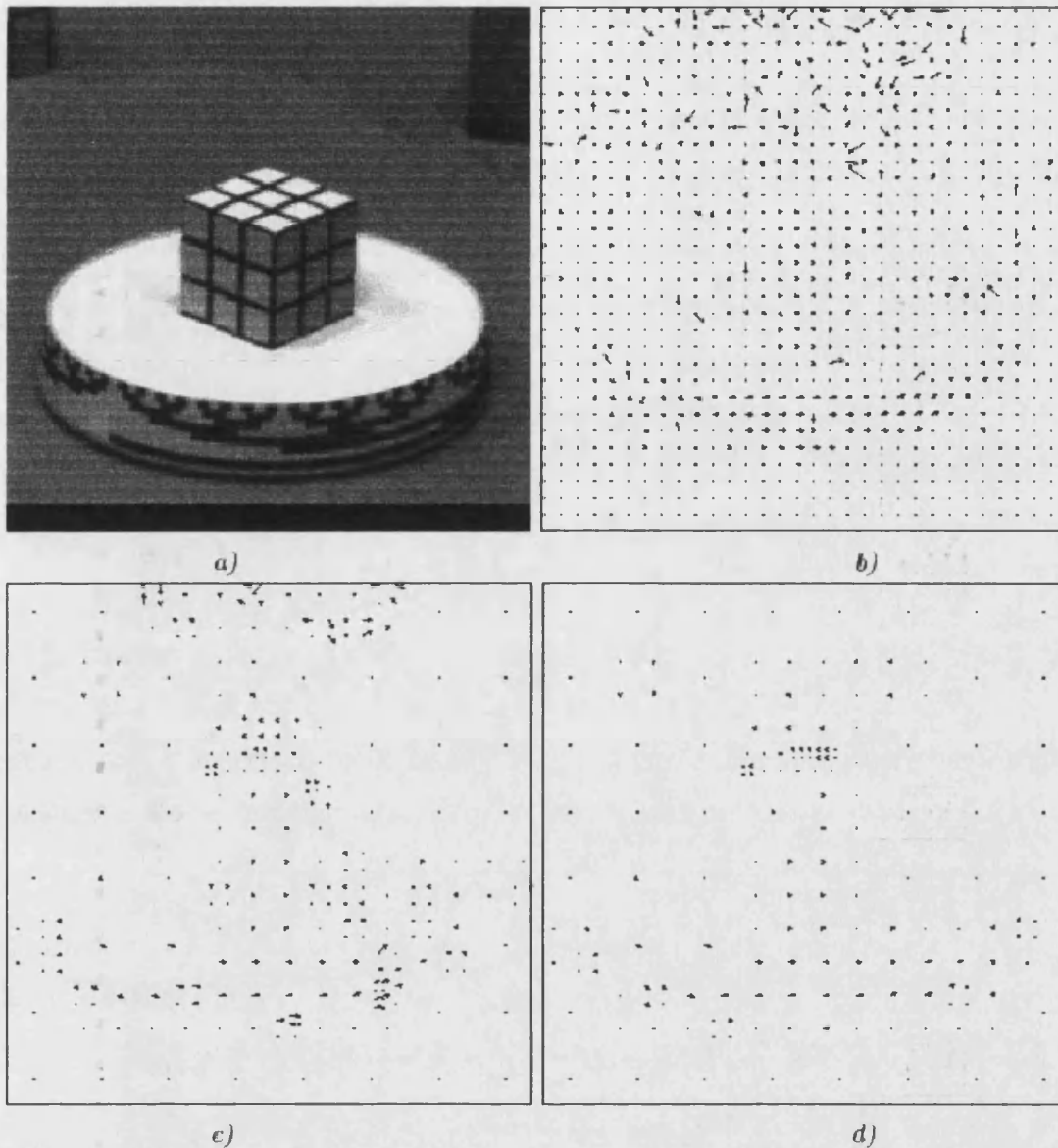


Fig. 5.29. Efectos del criterio de división en el flujo óptico estimado sobre la secuencia RUBIK. a) BMA resolución uniforme. b) BMA adaptativo criterio plano. c) BMA adaptativo criterio perceptual [111].

**Efectos de la realimentación perceptual en la estimación del movimiento.** El objetivo cualitativo del proceso de estimación de movimiento localmente adaptativo es minimizar la redundancia temporal gracias a una descripción del movimiento con la mayor capacidad predictiva posible. Por otro lado, desde el punto de vista cuantitativo, el uso de la entropía post-cuantizado, perceptual, proviene en primera instancia de la necesidad de encontrar una relación de compromiso óptima entre el esfuerzo dedicado a la descripción del movimiento y el requerido por la codificación de la señal de error, con el fin de conseguir la máxima tasa de compresión para un grado de distorsión determinado.

Así pues, es posible discutir, por una lado, las cualidades descriptivas del flujo óptico obtenido, y por otro, los resultados referentes a la tasa de compresión. A continuación, se compara el algoritmo propuesto basado en la entropía perceptual con el algoritmo plano basado en la medida de la entropía en el dominio espacial [122].

Desde el punto de vista cualitativo, el algoritmo propuesto es óptimo ya que por definición minimiza la entropía de la señal comprimida. Cualquier algoritmo que utilice la entropía post-cuantizado, independientemente de su naturaleza [115], obtendría resultados similares frente al algoritmo espacial [122]. Sin embargo, se observa que la reducción del volumen del flujo respecto al algoritmo espacial, en torno al 2 %, no se traduce en una mayor precisión en la cuantización del *DFD* que mejore la reconstrucción final. Las ventajas cuantitativas de un algoritmo adaptativo óptimo frente a otro sub-óptimo no parecen ser relevantes.

Sin embargo, las ventajas más interesantes del algoritmo jerárquico propuesto residen en las cualidades del flujo óptico obtenido, su robustez, su precisión en la medida de velocidades, y la coherencia cualitativa con el movimiento de los objetos en la escena. Estos resultados no son debidos al uso de la entropía real de la señal codificada, sino a la naturaleza perceptual de la entropía, que tiene una determinada selectividad frecuencial.

El comportamiento del algoritmo propuesto puede simplificar las tareas de interpretación de la escena, basadas en la segmentación de objetos por su movimiento. Ello puede ser útil como etapa inicial en un esquema de codificación de vídeo basado en modelos.

**Propuestas para las normas basadas en la cuantización de la transformada y estimación del movimiento.**

**Efecto de las mejoras expuestas.** Los algoritmos descritos individualmente hasta el momento corresponden a los módulos que integran la estructura de H.261/3, MPEG y ciertas propuestas de MPEG-4, por lo que pueden incorporarse en estos esquemas de manera sencilla.

A continuación se propone un esquema de compresión de vídeo con compensación de movimiento y codificación de la DCT de la señal de error completamente basado en criterios perceptuales [111]. El objetivo es eliminar toda aquella información que no sea subjetivamente relevante, haciendo uso del modelo de SVH. Para ello se han empleado cuantizadores óptimos según el criterio *MPE* no lineal [109], para eliminar la redundancia subjetiva del *DFD*, y estimación del flujo jerárquico controlada mediante un criterio de entropía perceptual [110], que centra la atención sólo en los movimientos perceptualmente significativos.

En [111] se compara el efecto de las alternativas propuestas en la calidad de la reconstrucción. En primer lugar se analiza cada mejora en cuantización y estimación de movimiento por separado, comparando con la cuantización empleada en MPEG y estimaciones de movimiento uniformes y adaptativas con criterio plano. A continuación se comparan los siguientes esquemas globales: BMA uniforme y cuantización *MPE* lineal (MPEG), BMA adaptativo con criterio de división plano y cuantización *MPE* lineal (H.263), y el esquema preceptual propuesto, BMA adaptativo con criterio de división basado en la entropía perceptual y cuantización *MPE* no lineal.

Los resultados muestran que, comparando esquemas con BMA jerárquico, el factor que más afecta a la calidad de la reconstrucción es el cuantizador. La consideración de las no linealidades en amplitud en el cuantizador mejorar notablemente los resultados, como podía preverse a partir de los resultados de codificación de imágenes estáticas [109]. La ampliación de la banda de paso del cuantizador debida a la introducción de aspectos supraumbrales hace que se conserven más detalles relevantes del *DFD*, impidiendo la rápida degradación de la secuencia que tiene lugar en el caso de emplear un cuantizador uniforme. Finalmente, el esquema propuesto reduce el aspecto granuloso de los bordes en movimiento.

***Algunas consideraciones referentes al coste computacional de las mejoras.*** En la actualidad, se ha comenzado el estudio para la aplicabilidad del esquema propuesto. Desde un punto de vista cualitativo, es posible presentar algunas ideas referentes al coste de proceso de las mejoras.

Con anterioridad se ha concluido que el empleo de un cuantizador perceptual no lineal mejora la calidad de la señal reconstruida respecto a los modelos basados en criterios estadísticos o perceptuales lineales. Además, la aplicación de un criterio de decisión basado en la entropía perceptual en algoritmos BMA mejora notablemente la calidad del flujo óptimo obtenido, y si bien tiene poca relevancia en la mejora de la secuencia de reconstrucción a una tasa de compresión dada, puede ser muy interesante en futuros esquemas basados en la modelización de objetos en movimiento dentro de la escena, como MPEG-4 [110, 123]. Cabe plantearse cuál sería el esfuerzo computacional de tales mejoras.

En cuanto a la cuantización de los coeficientes en dominio transformado, la propuesta afecta simplemente a la colocación de los niveles de cuantización. Es de suponer que la implementación de un esquema de cuantización no lineal respecto al caso lineal será

ligeramente más complejo. Sin embargo, sería posible aplicar sobre cada coeficiente de la señal a cuantizar una no-linealidad, para realizar seguidamente una cuantización lineal. Esta estrategia es la empleada en la codificación de audio G711, donde se aplica una función logarítmica ( $A/\mu$ -law) previamente a la cuantización PCM. De este modo, la realización del algoritmo sería similar a MPEG, pero con un bloque previo con una función de transferencia no lineal, función del SVH.

La propuesta referente a la compensación del movimiento es más delicada. El esquema presentado es computacionalmente muy intensivo, ya que el criterio de división del bloque basado en la entropía perceptual exige precisamente la evaluación de ésta sobre la imagen en dominio transformado, ya codificada. Dentro de un modelo adaptativo, es necesario realizar un número indeterminado de iteraciones para obtener la información del movimiento del macrobloque, como muestra la figura 5.30 (a).

En la literatura aparece alguna propuesta que basa el criterio de división de bloque en una media de la entropía de la señal, en dominio espacial [122]. Este esquema es mucho menos costoso, ya que no realiza los procesos de transformación y cuantización dentro del bucle iterativo, pero no posee la característica pasabanda que presenta el criterio de división basado en la entropía perceptual (figura 5.28).

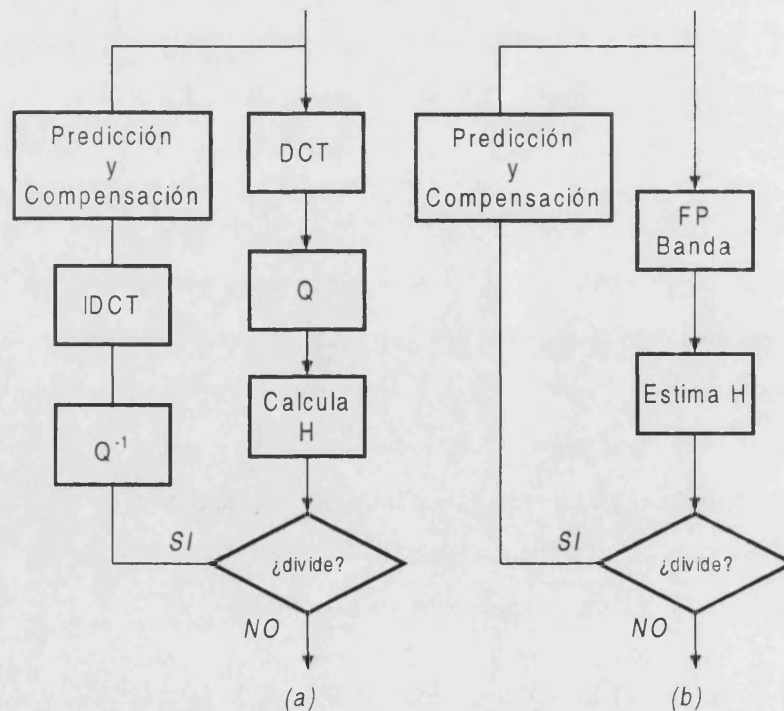


Fig. 5.30. a) Propuesta criterio de división del macrobloque. b) Posible implementación rápida.

Una posible implementación rápida del algoritmo propuesto pasaría por trabajar en dominio espacial, como en [122], y no en el transformado. Sería necesario encontrar la relación que permitiera estimar la entropía en dominio transformado a partir de alguna medida de la energía de la señal en dominio espacial.

Como parte de una implementación rápida de la DCT, I-Ming Pao et al. [124] han publicado recientemente un modelo estadístico que estima la varianza de los coeficientes transformados a partir de la medida del mínimo error medio absoluto (MMAE)<sup>13</sup> sobre la señal después del bloque de predicción, en dominio espacial. Pues bien, obtenidas las varianzas, es posible estimar un valor de la entropía en dominio frecuencial.

Con todo ello, una versión rápida del esquema BMA adaptativo con un criterio como el propuesto [110] podría basarse en dicha estimación de la entropía frecuencial a partir de las medidas de MMAE en dominio espacial. Así, no sería necesario realizar la transformada y cuantización dentro del proceso iterativo, sustituyendo ambos por un simple filtrado pasabanda que diera cuenta del modelo perceptual, como señala la figura 5.30 (b).

Forma parte del trabajo futuro la verificación cuantitativa de estas propuestas para su posterior aplicación en la construcción del prototipo de videointercomunicación.

---

<sup>13</sup> Del inglés, *Minimum Mean Absolute Error*.



## **Conclusión y trabajo futuro.**

Esta tesis se inició con el objetivo de estudiar y aplicar diversas alternativas tecnológicas para el desarrollo y construcción de un nuevo sistema de intercomunicación para áreas residenciales. El presente trabajo ha sido motivado por importantes intereses comerciales. La fuerte competencia en el sector de la intercomunicación obliga a desarrollar productos con nuevas prestaciones, capaces de ofertar nuevos servicios. Pero los equipos actuales de portería electrónica, de naturaleza analógica, han agotado sus posibilidades, y mientras, los usuarios demandan nuevos servicios. El fuerte desarrollo de las tecnologías de la información y telecomunicaciones han provocado, por un lado, una continua evolución de las técnicas de procesado digital, y por otro, un uso cada vez mayor de componentes integrados específicos, que redundan positivamente en el precio de la tecnología. Su aplicación en el sector de la intercomunicación doméstica promueve el nacimiento de una nueva generación de sistemas.

En este contexto, el prototipo construido constituye el primer sistema de intercomunicación residencial completamente digital, ya que no se conoce en el mercado un producto similar. Inicialmente, derivados de las limitaciones de los sistemas actuales, fueron propuestos unos objetivos técnicos muy ambiciosos. Así, como características técnicas más llamativas se pueden exponer, por un lado, la capacidad multicanal, y por otro la integración de flujo multimedia por un solo medio, preferentemente bifilar. Otras son la flexibilidad topológica, la facilidad para la interconexión con redes domóticas o metropolitanas, y fundamentalmente, la viabilidad económica que posibilitara una futura comercialización.

Después de un elaborado estudio sobre el estado del arte, las similitudes entre el problema expuesto y aquel derivado de la digitalización del acceso del abonado a la red telefónica señalan precisamente a las tecnologías RDSI como la base más viable para desarrollar el futuro prototipo. RDSI agrupa un conjunto de normas que, por un lado, comprenden los aspectos físicos, de enlace y de red, y por otro, apuntan el tratamiento de los flujos de información del usuario: datos, audio, y vídeo. La estandarización y difusión internacional de RDSI a principios de los años 90, y el fuerte desarrollo de Internet, posibilita la disponibilidad de componentes con un coste razonable.



Una vez elegida la base tecnológica, se planificó el diseño del prototipo de acuerdo con una filosofía modular. Identificadas una serie de funcionalidades, éstas dieron lugar al desarrollo de distintos bloques interconectables a través de un bus específico. Este esquema permite, por un lado, la construcción sencilla de nodos complejos, y por otro, una evolución tecnológica racional, basada en la actualización modular, para alargar la vida comercial del sistema.

A continuación se propuso un modelo para una teórica instalación digital. Se concretaron las especificaciones del medio y se identificaron diversos nodos componentes, definiendo para cada uno de ellos funcionalidades y características. La construcción de la red de intercomunicación fue planificada en cuatro fases, lo que permitió la optimización de los recursos disponibles, y la redefinición de objetivos al término de cada fase.

La primera fase supuso mejorar un sistema comercial analógico para posibilitar un segundo canal de audio. Además, conllevó el diseño del módulo distribuidor de planta que dará el soporte analógico necesario para los terminales del prototipo final.

La segunda fase consistió en el desarrollo del primer enlace digital, entre un nodo Maestro (MT) y un nodo esclavo (S), basado en el interface U del acceso básico RDSI. Permitió comprobar la validez de los diseños para la mayor parte de los módulos funcionales, así como evaluar el comportamiento de los protocolos de las capas de enlace y red.

La tercera etapa permitió completar la gama de nodos básicos componentes de la instalación digital, con el desarrollo de los nodos Terminal (TE), Maestro-esclavo digital (MSD) y Maestro-esclavo analógico (MSA). Los dos primeros constituyen un nuevo enlace basado en el interface S del acceso básico RDSI, pensado para la instalación dentro del edificio dada su flexibilidad topológica. El último permite formar una red como concatenación de enlaces punto a punto, especialmente concebida para la interconexión de edificios. Finalmente, el nodo MSD permite la interconexión de ambas redes intra e inter edificio.

Al término de la tercera fase, las pruebas sobre el prototipo apuntaron diversas mejoras en los protocolos, y tanto la circuitería como en los algoritmos de bajo nivel. Una vez llevadas a cabo, se dispone en la actualidad de un prototipo de intercomunicación digital completo, multicanal *full-duplex* que permite simultáneamente hasta 8 conversaciones y una transferencia de datos a 16 Kbps, por uno (interface U) o dos pares trenzados (interface S). El sistema permite la alimentación remota de los nodos. En definitiva, se ha conseguido la integración de flujos de audio, datos y la distribución de la alimentación, todo por el mismo medio físico.

La cuarta fase, aún en desarrollo, persigue la integración del flujo de vídeo en el sistema. Aunque todo indica que es inminente la disposición de una solución integrada para la compresión/descompresión de vídeo en aplicaciones sobre hilo telefónico, hasta la fecha no ha sido posible conseguir algún componente comercial. Sin embargo, la filosofía modular del prototipo facilitará la futura integración de una solución basada en circuitos específicos.

El interés palpable en la comunidad científica sobre los métodos de compresión de vídeo, avivado sin duda por claras motivaciones económicas, es el motivo que ha animado al grupo a iniciar una vía de investigación sobre este tema.

Con objeto de obtener la mayor tasa de compresión posible con la menor tasa de distorsión aparente para el observador, sobre el esquema más habitual de compresión, la aplicación de un modelo complejo del SHV en el diseño de los módulos de cuantización y de estimación de movimiento, mejora la calidad de la secuencia de reconstrucción. Ello permite realizar propuestas concretas para un futuro modelo de compresión que se espera verificar en breve.

Como se observa, la tesis deja abiertas diversas líneas de trabajo. Estas se agrupan en torno a dos áreas complementarias que aglutinan, por un lado, los aspectos relativos a la ingeniería del prototipo, y por otro, la comprobación experimental exhaustiva de las propuestas sobre las técnicas de compresión de vídeo.

Así, el desarrollo del prototipo intercomunicador continúa con la evolución natural del producto. En la actualidad, está en desarrollo una segunda generación del prototipo, sobre el que la empresa promotora de la tesis llevará a cabo futuros estudios para caracterizar aspectos tales como los canales de audio para diversas tasas de compresión (relaciones señal-ruido, etc.), transmisión de datos (tasas de error, atenuaciones etc.), comportamiento en función del ambiente (distintas características del medio, condiciones climáticas, compatibilidad EMI), etc.

En cualquier caso, los resultados derivados del desarrollo del prototipo hasta el día de hoy hacen posible una rentabilidad comercial a corto plazo. Por otro lado, está previsto completar el prototipo con nuevos nodos, como módulos repetidores en la instalación intra-edificio, centralitas digitales (DPBX) para topologías en estrella, enlaces de alta capacidad basados en HDSL, interfaces entre RDSI y otras tecnologías (p. ej. DECT), etc. Pero sobre todo, será prioritario la integración del flujo de vídeo en cuanto el mercado tecnológico lo permita.

En la línea de trabajo relativa a la compresión de vídeo, los esfuerzos se entrarán en la implementación de los algoritmos propuestos para su verificación sobre el prototipo intercomunicador. Por un lado, se ha de verificar la mejora de la calidad en la secuencia desde el punto de vista perceptual para una tasa de compresión propia de un canal RDSI, tal como se desprende del estudio teórico. Por otro lado, es necesario investigar los métodos de aceleración de los algoritmos, para posibilitar un funcionamiento en tiempo real.

Esta previsto el desarrollo de un módulo auxiliar interface entre la red prototipo y el bus PCI para hacer posible la utilización de PCs como terminales de videotelefonía, con el fin de probar así los algoritmos desarrollados. En una segunda etapa, se diseñarán módulos autónomos basados en DSP cuya conexión a los nodos del prototipo permitirá la integración del flujo de vídeo en el sistema.

**Bibliografía y referencias.**

- [1] J.Soret, C. Ferrer. "50 Años del Portero Electrónico". *Fermax Magazine* nº 3. Julio 1999.
- [2] "Dossier técnico nº3: Sistema 4+N". Ref.105dt08/93. Fermax Electrónica S.A.E. Valencia, 1993.
- [3] "Dossier técnico nº8: Sistema Radial". Ref.125dt02/97. Fermax Electrónica S.A.E. Valencia, 1997.
- [4] "Dossier técnico nº12: Sistema MDS". Ref.116dt04/95. Fermax Electrónica S.A.E. Valencia, 1995.
- [5] "Dossier técnico nº14: Sistema ADS". Ref.114dt02/97. Fermax Electrónica S.A.E. Valencia, 1997.
- [6] "Macroproyectos Fermax para el Siglo XXI". *Fermax Magazine* nº 3. Julio 1999.
- [7] D.A.Tugal, O.Tugal. "Communications and Communication Links" *Data Transmission*, cap 1. 2ªEd. Macgraw-Hill, NY. 1989.
- [8] S.Bigelow. "Digital Transmission Techinques" *Understanding Telephone Electronics*, cap 6. 3ªEd. SAMS. Carmel, 1992.
- [9] G.Held. "*Local Area Network Performance. Issues and Answers*". John Willey & Sons Ltd. Chichester, 1994.
- [10] M.Boisseau, M.Demange, J.M. Murnier. "LAN". *High Speed Networks*, cap. 2. John Willey & Sons Ltd. Chichester, 1994.
- [11] *ANSI/IEEE Std 802.3-1985. Carrier Sense Multiple Access Method and Physical Layer Apecifications*. IEEE. NY, 1985.
- [12] *ANSI/IEEE Std 802.4-1985. Token- Passing Bus Access Method and Physical Layer Apecifications*. IEEE. NY, 1985.
- [13] T.A.Gonsalves, F.A.Tobagi, "Comparative Performance of Voice/Data Local Area Networks," *IEEE J. Selected Areas Commun.* Vol. 7,nº5 pp. 657-669. Jun. 1989.
- [14] B.Whorwood. "Voice Communication Requirements". *Local Telecommunications 2: into the Digital Era*, cap. 2. IEE Telecommunication Series 17. Peter Peregrinus Ltd. Londres, 1988.
- [15] I.Patersonr. "Data Communication". *Local Telecommunications 2: into the Digital Era*, cap 4. IEE Telecommunication Series 17. Peter Peregrinus Ltd. Londres, 1988.
- [16] S.Wilbur. "Local Area Networks". *Local Telecommunications 2: into the Digital Era*, cap 10. IEE Telecommunication Series 17. Peter Peregrinus Ltd. Londres, 1988.

- [17] "Domótica." Ed. Alfa Formación. Valencia, 1999.
- [18] J.Hofmann. "Networking Consumer Products in the Home." *Proc. of IEEE* vol. 82 nº4, pp. 615-622. Abril. 1994.
- [19] E.Vogel. "The present Local Network". *Local Telecommunications 2: into the Digital Era*, cap 1. IEE Telecommunication Series 17. Peter Peregrinus Ltd. Londres, 1988.
- [20] D.W.Lin, C-T.Chen, T.R.Hsing "Video on Phone Lines: Technology and Aplicattions", *Proc. of IEEE*, vol. 83, nº2, pp 175-192, Feb. 1995.
- [21] M.Gagnaire. "An Overview of Broad-Band Access Technologies." *Proc. of IEEE* vol. 85, nº12, pp. 1958-1972. Dic. 1997.
- [22] W.Stalling."ISDN and Broadband ISDN with Frame Relay and ATM." Prentice Hall, Englewood Cliffs NJ. 1998.
- [23] S.Kano, K.Kitami, M.Kawarasaki. "ISDN Standardization." *Proc. of IEEE* vol. 79 nº2, pp. 118-124. Feb. 1991.
- [24] V.B.Lawrence, J.L. Smithwick, J.J.Werner. "Broadband accesss to the home on copper," *Bell Labs Tech Jour.* vol. 1 nº1, pp 100-114. Verano 1996.
- [25] J. Espallargas, F Limonche, P. Robles. "El Libro del Teléfono." Ed. Progensa. Sevilla, 1995.
- [26] S.V.Ahamed, P.P.Bohn, N.L.Gottfried. "A tutorial on two wire digital transmisión in the loop plant" *IEEE Trans Commun.* Vol.COM-29, nº11, pp. 1554-1564. Nov 1981.
- [27] S.Ramo, J.R.Whinnery, T.VanDuzer. "Campos y Ondas. Aplicación a las comunicaciones electrónicas." Ed. Piramide. Madrid, 1988.
- [28] J.J.Werner, " The HDSL Enviroment," *IEEE J. Selected Areas Commun.* Vol. 9, nº6, pp. 785-800. Abril 1988.
- [29] M.J.Miller, S.V.Ahamed. "Digital Transmission Systems and Networks". Computer Science Press. Rockville, 1988.
- [30] S.H. Lin. "Statistical behavior of multipair crosstalk." *Bell Sys Tech. J.* vol 59 nº6 pp. 955-974, Jul/Ago 1980.
- [31] I.Kalet, S.Shamai-Shitz. "On the capacity of a twisted-pair: Gaussian Model." *IEEE Trans. Commun.* Vol. 38, nº3, pp. 379-383. Mar. 1990.
- [32] R.Brewster. "ISO Seven Layer Model for Open System Interconnection". *Local Telecommunications 2: into the Digital Era*, cap 18. IEE Telecommunication Series 17. Peter Peregrinus Ltd. Londres, 1988.
- [33] CCITT, Recomendaciones X.200-X.219. "Data Communication Networks: Open System Interconnection (OSI) - Model and Notation Service Definition." *Blue Book*, vol.VIII, fasc. VIII.4. ITU, Ginebra 1989.

- [34] S.Kano, K.Kitami, M.Kawarasaki. "ISDN Standardization." *Proc. of IEEE* vol. 79 nº2, pp. 118-124. Feb. 1991.
- [35] CCITT, Recomendaciones de la serie I. "Integrated Services Digital Network (ISDN)." *Red Book*, vol.III, fasc. III.5. ITU, Ginebra 1985.
- [36] CCITT, Recomendaciones I.310-I.470. "Integrated Services Digital Network (ISDN) – Overall Network Aspects and Function, User-network Interface." *Blue Book*, vol.III, fasc. III.8. ITU, Ginebra 1989.
- [37] W.Stalling. "ISDN and Broadband ISDN with Frame Relay and ATM." Prentice Hall, Englewood Cliffs NJ. 1998.
- [38] "Integrated Services Digital Network – Basic Access Interface for Use on Metallic Loops for Application on the Network Side of the NT – Layer 1 Specification." ANSI T1.601-1988.
- [39] ISO/IEC 3309, "Information Technology – Telecommunication and Information Exchange between Systems – High Level Data Link Protocol (HDLC) Procedures – Frame Structure.", 1991.
- [40] Y. Okumura, T. Yamamoto. "Circuit Design and Transmission Performance for ISDN Basic Interface". *IEEE J. Selected Areas Commun.* Vol. 6, nº3, pp. 468-475. Abril 1988.
- [41] M.Gagnaire. "An Overview of Broad-Band Access Technologies." *Proc. of IEEE* vol. 85, nº12, pp. 1958-1972. Dic. 1997.
- [42] J.W Lechleider. "Line Codes for Digital Subscriber Lines". *IEEE Commun. Mag.* Vol. 27, nº 9, pp. 25-32, Sept. 1989.
- [43] "2B1Q line tutorial". Application note MSAN-127. MITEL 1997.
- [44] D.T.Huang, C.F.Valenti. "Digital Subscriber Lines: Network Consideration for ISDN Basic Access Standard". *Proc. of IEEE* vol. 79 nº2, pp 125-144. Feb. 1991.
- [45] D.W. Lin, M.L.Liou "A Tutorial on Digital Subscriber Line Transceiver for ISDN", *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, pp. 839-846, 1988.
- [46] A.Kanemasa, A.Sugiyama, S.Koike, T.Koyama. "An ISDN Subscriber Loop Transmission System Based on Echo Cancelation." *IEEE J. Selected Areas Commun.* vol. SAC-4, pp. 1359-1366. Nov. 1986.
- [47] S.H.U.Quereshi. "Adaptative Equalization". *Proc. IEEE* vol. 73 pp 1349-1387. Sep. 1985.
- [48] J.W. Leichleider, "High Bit Rate Digital Subscriber Lines: A review of HDSL Progress," *IEEE J. Selected Areas Commun.* Vol. 9, nº6, pp. 769-784. Ago 1991.
- [49] K. Maxwell, " Asymmetric Digital Subscriber Line: Interim Technology for the Next Forty Years," *IEEE Comm. Mag.*, vol 34 pp. 100-106. Oct.1996.
- [50] ANSI Standard T1.413. "Asymmetrical Digital Subscriber Line – ADSL.". 1995.



- [51] S.D.Sandberg, M.A.Tzannes, "Overlapped Discrete Multitone Modulation for High Speed Copper Wire Communications." *IEEE J. Selected Areas Commun.* Vol.13, n°9, pp. 1571-1585. Dic 1995.
- [52] J.Soret, J. T. Pons, E.Sanchís. "ADSL: Cómo Aprovechar al Máximo el Ancho de Banda de un Cable Telefónico". *Mundo Electronico*. Oct. 1997.
- [53] ETSI Standard DTR/TM-06003, "Very High Bit-rate Digital Subscriber Line – VDSL," 1995.
- [54] V.K.Bhagavath, "Emerging High-Speed xDSL Access Services. Architectures, Issues, Insights, and Applications," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 106-114. Nov 1999.
- [55] W.M.Harman, C.F.Newman., "ISDN Protocols for Connection Control," *IEEE J. Selected Areas Commun.* Vol. 7,n°7 pp. 1034-1042. Sept. 1989.
- [56] G. Held. "Data Compression. Techniques and Applications. Hardware and Software Considerations.". John Willey & Sons Ltd, Chichester 1991.
- [57] D.Y.Pan. "Digital Audio Compression." *Digital Technical Journal*, vol.5 n°2. 1993.
- [58] P.E Papamilachis. "Practical Approaches to Speech Coding". Prentice Hall, Englewood Cliffs NJ. 1987.
- [59] N.S Jayant, P.Noll. "Digital Coding of Waveforms". Prentice Hall, Englewood Cliffs NJ. 1984.
- [60] CCITT, Recomendación G.711. "Pulse Code Modulation (PCM) of Voice Frecuencias", ITU. Ginebra 1972.
- [61] CCITT, Recomendación G.721. "32Kbps Adaptative Differential Pulse Code Modulation (ADPCM)," ITU. Ginebra 1984.
- [62] ISO/IEC 11172-2. "Coding of Moving Pictures and Associated Audio for Digital Storage Media for at up to about 1.5 Mbps-video." Ginebra, 1993.
- [63] R.J.Clarke. "Transform Coding of Images". Academic Press, N.Y. 1985.
- [64] A.Gersho, R.M.Gray. "Vector Quantization and Signal Compression." Kluwer Academic Press, Boston 1992.
- [65] G.M.Schuster, A.K.Katsaggelos. "Rate-Distortion Based Video Compression." Kluwer Academic Press, Boston 1997.
- [66] N.Jayant, J.Johonston, R.Safranek. "Signal Compression Based on Models of Human Perception". *Proc of IEEE*, vol 81, n°10, pp 1385-1422, Feb. 1993.
- [67] L.Torres, M.Kunt. "Video Coding: A Second Generation Approach." Kluwer Academic Publishers, Boston 1996.
- [68] A.M.Telkalp. "Digital Video Processing". Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1995.

- [69] T.Ebrahimi, M.Kunt. "Visual Data Compression for Multimedia Applications," *Proc of IEEE* vol. 86 n°6, pp. 1109-1125, Jun. 1998.
- [70] R.Schafer, and T.Sikora, "Digital Video Coding Standards and Their Role in Video Communications," *Proc of IEEE* vol. 83 n°6, pp. 907-924, Jun. 1995.
- [71] H. Li, A. Lundmark, R. Forcheimer. "Image Sequence Coding at Very Low Bit Rates: A review". *IEEE Trans. Image Processing*, Vol 3 n°5 pp. 589-609. 1994.
- [72] D.W.Lin, C-T.Chen, T.R.Hsing "Video on Phone Lines: Technology and Aplicattions", *Proc of IEEE*, vol 83, n°2, pp 175-192, Feb. 1995.
- [73] T.R.Hsing, C.T.Cheng, and J.A.Bellisio, " Video Communications and Servicies in the Copper Loop," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 62-68. Enero 1993.
- [74] J.Soret, J.T.Pons, E.Sanchís. "Vídeo sobre RDSI. El Estándar de Codificación H.261". *Revista Española de Electronica*. Feb. 1998.
- [75] ITU-T SG 15, Recomendación H.261, "Video Codec for Audiovisual Services at px64 Kbps,". Ginebra, Mayo 1993.
- [76] M.L.Liou, "Overview of the p x 64 kbit/s Video Coding Standard," *Comm. ACM*. Vol.34, n°4, pp.59-63, Abril 1991.
- [77] ITU-T SG 15, Recomendación H.263. "Video Coding for Low Bitrate Communication". Ginebra, Mayo 1996.
- [78] J.Soret, J.T.Pons, E.Sanchís. "H.263: Codificación de Vídeo para Transmisión sobre Canales de Banda Estrecha". *Mundo Electronico*. Feb 1998.
- [79] C.W.Ku, G.S.Lin, L.G. Chen "Architecture Design of Motion Estimation for ITU-T H.263". DSP/IC Design Lab. Dept. Electrical Engineering National Taiwan University. 1996.
- [80] K.Rijkse, "H.263: Video Coding for Low-Bit-Rate Communication," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 42-60. Dic.1996.
- [81] G.K.Wallace, "The JPEG Still Picture Compression Standard," *IEEE Trans. Consumer Electron*, vol. 38, pp. 18-34, Feb 1992.
- [82] D.J.LeGall, "MPEG: a Video Compression Standard for Multimedia Applications," *Comm. ACM*, vol. 34, n°4, pp.46-57, Abril 1991.
- [83] J.Soret, G.Torralba, E.Sanchís. "MPEG-4. Compresión de Vídeo para Aplicaciones Multimedia." *Mundo Electrónico*. Nov. 1998.
- [84] ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 N1909. "Overview of the MPEG-4 version 1 Standard". 1997.
- [85] T.Ebrahimi, E.Reusens, and Wei Li, " New Trends in Very Bitrate Video Coding," *Proc of IEEE* vol. 83 n°6, pp 877-891 Jun. 1995.
- [86] M.L.Liou, "Visual Telephony as an ISDN Application," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 30-38. Feb.1990.



- [87] M.T.Sun, L.Wu, M.L.Liou, "A Concurrent Architecture for VLSI Implementation of Discrete Cosine Transform," *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol CAS-34, pp. 992-994. Ago.1987.
- [88] "ST-BUS Generic Device Specification, Rev B." Application Note MSAN-126, Mitel, Jun 1995.
- [89] "Implementing an ISDN Architecture Using the ST-BUS." Application Note MSAN-128. Mitel, Jun 1995.
- [90] "Time Space Switching 8, 16 or 32 Kbps Channels." Application Note MSAN-129, Mitel, Jun 1995.
- [91] "Digital Crosspoint Switches." Application Note MSAN-123, Mitel, Jun 1995.
- [92] "How to Interface Mitel Semicomponents to Parallel Bus CPUs." Application Note MSAN-145, Mitel, Jun 1995.
- [93] "Approaches to Digital Line Card Design." Application Note MSAN-122, Mitel, Jun 1995.
- [94] "Proyecto ISDNnet. Especificaciones." Informe preliminar 130ip00-a/97. Fermax Electrónica S.A.E. Valencia, 1997.
- [95] "Proyecto ISDNnet. Estimación de recursos y planificación." Informe preliminar. 130ip01-a/97. Fermax Electrónica S.A.E. Valencia, 1997.
- [96] "Dossier técnico nº16: Sistema MDS+." Ref.120dt01/97. Fermax Electrónica S.A.E. Valencia, 1997.
- [97] "Nodo Esclavo S." Informe técnico 130it02a/98. Fermax Electrónica S.A.E. Valencia, 1998.
- [98] "Nodo Maestro MT." Informe técnico 130it01a/98. Fermax Electrónica S.A.E. Valencia, 1998.
- [99] "Nodo Maestro-Esclavo Analógico (MSA)." Informe técnico 130it03a/99. Fermax Electrónica S.A.E. Valencia, 1999.
- [100] "Nodo Maestro-Esclavo Digital (MSD)." Informe técnico 130it04a/99. Fermax Electrónica S.A.E. Valencia, 1999.
- [101] "Nodo Terminal Digital (TE)." Informe técnico 130it05a/99. Fermax Electrónica S.A.E. Valencia, 1999.
- [102] "Protocolo MDS." Informe técnico 116it07af/00. Fermax Electrónica S.A.E. Valencia, 2000.
- [103] "Protocolo ISDNnet-Interedificio." Informe técnico 130it07aa/00. Fermax Electrónica S.A.E. Valencia, 2000.
- [104] "Protocolo ISDNnet-Intraedificio." Informe técnico 130it07ab/00. Fermax Electrónica S.A.E. Valencia, 2000.

- [105] "Proyecto ISDNnet. Fase 4: integración de vídeo." Informe preliminar. 130ip08a/00. Fermac Electrónica S.A.E. Valencia, 2000.
- [106] J.Malo. "Eliminación de Redundancia en el Sistema Visual Humano: Nueva Formulación y Aplicaciones a la Codificación de Imágenes y Vídeo." Tesis Doctoral. Universitat de València, Mayo 1999.
- [107] J.Malo, A.M. Pons, J.M.Artigas. "Subjective Image Fidelity Metric Based on Bit Allocation of the HVS in the DCT Domain". *Image & Vision Computing*. Vol 15, nº 7, pp. 535-548. 1997.
- [108] J.Malo, F.Ferri, J.Albert, J. Soret, and J.M.Artigas, "The Role of the Perceptual Contrast Non-linearities in Image Transform Quantization," *Image and Vision Computing*. Vol 18, nº3 pp. 233-246, 2000.
- [109] J.Malo, F.Ferri, J.Albert, and J.Soret, "Comparison of Perceptually Uniform Quantization with Average Error Minimization in Image Transform Coding." *Electronics Letters*. Vol. 35, nº.13, pp.1067-1068. 1999.
- [110] J.Malo, F.Ferri, J.Albert, J.Soret and J.M.Artigas, "Splitting Criterion for Hierarchical Motion Estimation based on Perceptual Coding," *Proc. IEEE Int Conf. Pattern Recognition 98'*. Brisbane , Agosto 1998.
- [111] J.Malo, F.Ferri, J. Soret, and J.M.Artigas, "Exploiting Perceptual Feed-back in Multigrid Motion Estimation for Video Coding using an Improved DCT Quantization Scheme," *IEEE Trans. Img. Processing*. (Enviado Abril 1999).
- [112] R.J.Clarke. "Transform Coding of Images". Academic Press, N.Y. 1985.
- [113] A.Gersho, R.M.Gray. "Vector Quantization and Signal Compression." Kluwer Academic Press, Boston 1992.
- [114] A.M.Telkalp. "Digital Video Processing". Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1995.
- [115] G.M.Schuster, A.K.Katsaggelos. "Rate-Distortion Based Video Compression." Kluwer Academic Press, Boston 1997.
- [116] N.Jayant, J.Johnston, R.Safranek. "Signal Compression Based on Models of Human Perception". *Proc of IEEE*, vol 81, nº10, pp 1385-1422, Feb. 1993.
- [117] W.R.Bennett. "Spectra of quantized signals." *Bell Syst. Tech. J.* vol 27, pp 446-472. 1948.
- [118] Y.Yamada, S.Tazaki, R.M.Gray. "Asymptotic Performance of Block Quantizers with Difference Distortion Measures." *IEEE Trans. on Information Theory*, vol 26, nº1, pp 31-42, 1980.
- [119] Y.Linde, A.Buzo, R.M.Gray. "An Algorithm for Vector Quantizer Design." *IEEE Trans. on Communications*, vol 28, nº1, pp 84-95, 1980.
- [120] L.Torres, M.Kunt. "Video Coding: A Second Generation Approach." Kluwer Academic Publishers, Boston 1996.

- [121] M.H. Chan, Y.B. Yu, A.G. Constantinides. "Variable Size Block Matching Motion Compensation with Applications to Video Coding". *Proc. IEE*, vol. 137, nº4, pp 97-109, 1992.
- [122] F.Mosheni, F.Duffaux, H.Nicholas. "Entropy Criterion for Optimal Bit Allocation Between Motion and Prediction Error Information". *SPIE Proc. Visual Commun. and Image Process. 93'*, vol. 2054 pp. 235-242, 1993.
- [123] J.Malo et al., "Importance of quantiser design compared to optimal multigrid motion estimation in video coding." *Electronics Letters*. Vol. 36, nº.9, pp.807-809. 2000.
- [124] I-M Pao, M-T Sun. "Modeling DCT Coefficients for Fast Video Encoding". *IEEE Trans. on Circuits and Systems for Video Tech.*. vol.9, nº 4, pp. 608-616, Jun 1999.



[121] M.H. Chan, Y.B. Yu, A.G. Constantinides. "Variable Size Block Matching Motion Compensation with Applications to Video Coding", Proc. IEE, vol. 137, n.º 4, pp 97-108

UNIVERSITAT DE VALÈNCIA

FACULTAD DE CIÈNCIES FÍSQUES

[122] Reunit el Tribunal que subscriu, en el dia de la data, acordà d'atorgar, per unanimitat, a aquesta Tesi Doctoral d'En/ Na/ N' JESUS SORET MEDEL

[123] la qualificació d' EXCEL·LENT CUM LAUDE

[124] M.H. Chan, M.T. Sun. "Variable Size Block Matching Motion Compensation with Applications to Video Coding", Proc. IEE Trans. on Circuits and Systems for Video Technol., vol. 38, n.º 6, pp 608-616, Jun 1989.

València a 4 de JULIOL de 192000

El President,

El Secretari,



*[Handwritten signature]*

*[Handwritten signature]*